

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

OPTION : TELECOMMUNICATIONS

MEMOIRE DE MAGISTER

PRESENTE PAR : SAIDI KHEIRA

Ingénieur d'Etat en Electronique USTHB

Thème

Conception et développement d'un logiciel
d'analyse des réseaux micro-ondes

**Soutenu publiquement le 25 / 02 / 2004 devant le jury
composé de :**

M^r A. ZERGUERRAS
M^r M. TRABELSI
M^r R. AKSAS
M^r M. HADDADI
M^r B. BOUSSEKSOU

Professeur (ENP)
Maître de conférence (ENP)
Professeur (ENP)
Maître de conférence (ENP)
Chargé de cours (ENP)

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

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

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire des télécommunications du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique (E.N.P), sous la direction de Dr. M. TRABELSI, Maître de conférence à l' E.N.P. Je tiens à lui exprimer mes plus sincères remerciements pour m'avoir offert l'opportunité d'explorer ce domaine, pour ses précieux conseils et son aide sans réserve tout au long de ce travail.

J'exprime ma plus sincère gratitude au Pr R. AKSAS, responsable du laboratoire de télécommunications, qui a mis à notre disposition tout le matériel nécessaire pour accomplir ce travail. Je le remercie aussi d'avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Je voudrais assurer de toute ma gratitude Monsieur A. ZERGUERRAS, Professeur à l'E.N.P, pour avoir bien voulu me faire l'honneur d'accepter de présider le jury.

Je tiens à remercier vivement Monsieur M. HADDADI, Maître de conférence à l'E.N.P, pour avoir bien voulu accepter d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier également Monsieur Monsieur B. BOUSSEKSOU, Chargé de Cours à l'E.N.P, pour avoir bien voulu accepter de participer au jury.

Je tiens à exprimer toute ma sympathie à tous mes ami(e)s pour toute l'aide et leur soutien tout au long de l'élaboration de ce projet.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont, de près ou de loin, contribué à la réalisation et l'amélioration de ce travail.

الهدف من هذه الدراسة هو تصميم مجموعة من البرامج لتحليل التطورات و تقدير الحساسية للدارات عند الاهتزازات الجد عالية، لذا قمنا أولاً بدراسة جميع الطرق لتحليل الدارات و الحساسية . لقد عملنا على إيجاد عبارات لبعض الدارات كوحدة شاملة بالنسبة لعدد العناصر المكونة للدارات عكس البرامج : PUFF, SERENADE , ATLASS . التقطعات داخل الدارات الميكروموجية و الأشكال الكهرومغناطيسية كانوا محل للدراسة . استخراج عناصر النماذج الكهربائية للمقاحيل ذات تأثير حقل (MESFET و HEMT) و تأثير متعدد القطب (HBT) ، عملية هامة جدا في تمثيل المضخات الميكروموجية . لقد تحققت كل هذه الأعمال على شكل برنامج و قورنت كفاءته مع SERENADE

مفاتيح : التحليل ، الحساسية ، الاهتزازات الجد عالية ، التقطعات ، مقال ، الميكروموجية

Résumé :

Le but de cette étude est la mise au point d'un logiciel de simulation, d'analyse des performances et de la sensibilité des réseaux hyperfréquences. Pour cela, nous avons d'abord étudié les différentes méthodes d'analyse des réseaux et de la sensibilité. Nous avons développé des formulations de certains circuits pris en tant qu'entité pour s'affranchir de la limitation, en terme de nombre d'éléments constitutifs, imposée par quelques logiciels tels que SERENADE, PUFF et ATLASS. Les discontinuités dans les circuits micro-ondes et les structures électromagnétiques ont également fait l'objet d'une étude. L'extraction des paramètres des modèles électriques des transistors à effet de champ (MESFET et HEMT) et bipolaire à hétérojonction (HBT), processus très important dans la conception des amplificateurs micro-ondes, a été développée. Tous ces travaux ont été mis en œuvre sous la forme d'un logiciel dont les performances ont été comparées à celles de SERENADE.

Mots clés : analyse, sensibilité, hyperfréquence, discontinuités, transistors, micro-ondes.

Abstract

The goal of this survey is the clarification of software of simulation, analysis of the performances and the sensitivity of the networks in ultra high frequency. For it, we have study the different methods of analysis of the networks and their sensitivity. We introduced some circuits as entity to become liberated from the limitation imposed by some software as SERENADE, PUFF, ATLASS. Discontinuities in the circuits' microwaves and the electromagnetic structures were also the object of a survey. The extraction of the parameters of the electric models of the effect field transistors (MESFET and HEMT) and heterojunction bipolar (HBT), very important process in the conception of the amplifiers microwaves, has been developed. All these works have been developed under shape of software whose performances have been compared to those of SERENADE.

Key words: analysis sensitivity, ultra high frequency, discontinuities, transistors, microwaves.

Introduction

Chapitre 1 CONCEPTION ASSISTEE PAR ORDINATEUR

1-1 Introduction	3
1-2 Méthode d'analyse de réseaux micro ondes	4
1-2-1 Méthode d'analyse de la matrice de connexion.....	5
1-2-2 Méthode de la matrice de [S]avec séparation des accès	7
1-2-3 Méthode des sous-réseaux (Méthode de Growth).....	9
1-4 Analyse des sensibilités d'un réseau Micro-onde.....	11
1-4-1 Méthode du réseau adjoint.....	11
1-4-1-a Théorème de telleguene.....	11
1-4-1-b Réseau adjoint.....	13

Chapitre 2 CIRCUITS ELEMENTAIRES ET LES DISCONTINUITES

2-1 Introduction.....	14
2-2 Paramètres caractéristiques de quadripôles.....	15
2-4 Dispositifs complexes pris en tant qu'entité.....	17

Chapitre 3 EXTRACTION DES PARAMETRES DES TRANSISTORS

3-1 Introduction.....	19
3-2 Circuits équivalents du MESFET/HEMT.....	19
3-3 Circuit équivalent du HBT	21
3-4 Détermination des paramètres des schémas équivalents des transistors	23
3-4-1 Extraction des paramètres des transistors MESFET et HEMT	23
3-4-2 Extraction des paramètres HBT.....	27

Chapitre 4 FONCTIONNEMENT ET EXPLOITATION

4-1 Introduction.....	29
4-2 Description du logiciel CRMO.....	29
4-2-1 Rubrique Analyse.....	29
4-2-1-2 Sous menu Nouveau Projet.....	30
4-2-2 Rubrique synthèse.....	37
4-2-2-1 Sous menu Technologie Planaire.....	37
4-2-2-2 Sous menu Wilkinson à large bande.....	40
4-2-3 Rubrique Extraction	42
4-2-3-1 Sous menus MESFET/HEMT.....	42
4-2-4 Menu Help.....	43

Chapitre 5 APPLICATIONS ET COMPARAISONS

5-1 Introduction.....	45
5.2Analyse des réseaux.....	45
5.3.Analyse de la sensibilité.....	53
5.4 Extraction des paramètres des transistors MESFET/HEMT.....	53

réseau, exprimées généralement en fonction de paramètres S (éléments de la matrice de dispersion $[S]$);

- L'analyse de la sensibilité : elle nous informe sur l'importance de l'influence des composants sur les performances d'un réseau, ce qui nous permet de déduire la marge d'erreurs lors de la conception;
- L'optimisation : elle a pour objectif, en modifiant les valeurs d'un ou plusieurs composants du réseau, d'approcher les spécifications désirées car souvent ces dernières ne sont pas obtenues après analyse;

Dans ce chapitre nous montrons d'une manière générale les différentes méthodes d'analyse de réseaux micro-ondes, et de sensibilité.

1-2 Méthodes d'analyse de réseaux micro ondes

La conception assistée par ordinateur de réseaux micro onde implique des analyses itératives. L'analyse consiste à évaluer les performances du réseau en fonction des caractéristiques de chaque composant individuel.

Un réseau micro-onde peut contenir des composants à constantes localisées, à constantes réparties ou l'association mixte. Un réseau à constantes localisées est généralement analysé en utilisant une topologie nœud-maille, il est alors caractérisé par la matrice d'impédance, la matrice admittance $[Y]$ ou matrice hybride $[H]$.

L'analyse d'un réseau à constante répartie se fait par la représentation multipôle. Il est donc caractérisé par la matrice de dispersion $[S]$, la matrice de d'onde $[T]$ ou la matrice de transfert ABCD.

En général, un réseau micro onde est une association mixte. Dans ce cas, l'analyse la plus pratique consiste à caractériser, de la même manière, les deux types de réseaux. Les recherches, entreprises dans ce domaine, font ressortir trois principales méthodes d'analyse de réseaux [1,3] :

1. méthode de la matrice connexion ,
2. méthode de la matrice $[S]$ avec séparation des accès,

3. méthode des sous réseaux (Méthode de Growth).

Nous allons, dans cette optique, décrire chacune de ces méthodes en précisant leurs avantages et leurs inconvénients du point de vue temps de calcul, nombre d'opérations et nombre de composants.

1-2-1 Méthode d'analyse de la matrice connexion

Cette méthode s'applique à un réseau contenant des multipôles connectés arbitrairement et des générateurs indépendants [1, 3, 8], considérons un réseau constitué de M multipôles supposés non connectés aux générateurs. Pour le $i^{\text{ème}}$ multipôle, ayant n_i accès, les variables d'ondes incidentes a_j et réfléchies b_j ($j=1, \dots, n$), sont reliées par la relation matricielle suivante :

$$[b]^i = [S]^i [a]^i \quad (1.1)$$

Un générateur, indépendant, de fem E_g et d'impédance interne Z_g , est décrit par la relation suivante (ANNEXE A) :

$$b_g = S_g a_g + c_g \quad (1.2)$$

avec :

$$S_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (1.2a)$$

$$c_g = \frac{\sqrt{Z_0}}{Z_g + Z_0} E_g \quad (1.2b)$$

Où b_g est l'onde émise par le générateur, c_g est l'onde émise par le générateur quand $Z_0 = Z_g$.

Finalement, lorsque des générateurs indépendants sont connectés au réseau micro-onde, les vecteurs d'ondes réfléchies $[b]$ sont fonction des vecteurs d'ondes incidente $[a]$ et de source $[c]$ comme suit :

$$[b] = [S][a] + [c] \tag{1.3}$$

avec :

$$[b] = \begin{bmatrix} [b]^1 & [b]^2 & \dots & [b]^M \end{bmatrix}^t \tag{1.3a}$$

$$[a] = \begin{bmatrix} [a]^1 & [a]^2 & \dots & [a]^M \end{bmatrix}^t \tag{1.3b}$$

$$[c] = \begin{bmatrix} [c]^1 & [c]^2 & \dots & [c]^M \end{bmatrix}^t \tag{1.3c}$$

Où t : transposé

$$[S] = \begin{bmatrix} [S]^1 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & [S]^1 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & [S]^M \end{bmatrix} \tag{1.4d}$$

Les sous matrices $[S]^1, [S]^2, \dots, [S]^M$ situées sur la diagonale principale sont les matrices de dispersions des composants discrets mis en jeu.

La relation précédente (1.3) ne tient pas en compte des connexions entre composants.

Or, dans une connexion entre deux accès (j) et (k) (Figure 1.2), nous avons :

$$a_j = b_k \quad \text{et} \quad a_k = b_j$$

où

$$\begin{bmatrix} b_k \\ b_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ a_j \end{bmatrix} \tag{1.4}$$

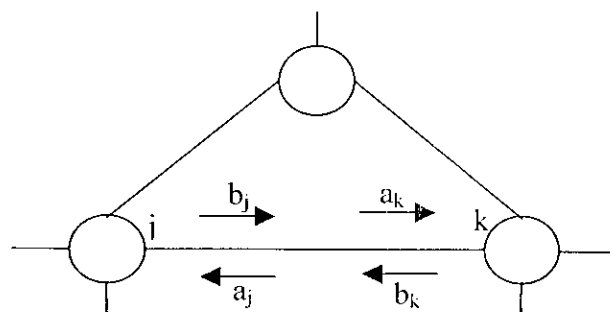


Figure 1.2 : Exemple connexion dans un réseau donné

En généralisant à toutes les connexions, nous obtenons une matrice binaire dite matrice de connexion $[\eta]$ décrivant la topologie du circuit. Dans ce cas, nous pouvons écrire :

$$[b] = [\eta][a] \quad (1.5)$$

En combinant (1.3) et (1.5), nous obtenons le système d'équation linéaire suivant :

$$[a] = ([\eta] - [S])^{-1} [c] \quad (1.6)$$

Ainsi, la matrice $[W] = [\eta] - [S]$, appelée matrice de dispersion des connexions, permet de calculer le vecteur d'onde incident $[a]$ et la relation (1.5) le vecteur d'onde réfléchi $[b]$. Finalement nous en déduisons alors la matrice de dispersion $[S_{\text{totale}}]$ du réseau.

L'avantage de cette méthode [1,3,8] est qu'elle permet de déterminer toutes les ondes au niveau de chaque accès des composants discrets. Mais en revanche, la dimension de $[W]$ peut être d'autant plus grande que le nombre d'éléments du réseau est élevé, ce qui entraînera un temps de calcul relativement important.

1-2-2 Méthode de la matrice $[S]$ avec séparation des accès

Cette méthode est utilisée pour déterminer la matrice $[S]$ d'un réseau ayant des multipôles connectés arbitrairement sans générateurs [1, 8]. Si un réseau possède un ou plusieurs générateurs, ceux-ci sont considérés comme extérieurs au réseau principal (Figure 1.3), ayant c accès internes et p accès externes.

Pour un réseau R à M composants, les relations entre les vecteurs ondes incidentes et réfléchies de tous les éléments peuvent être mis sous la forme :

$$[b] = [S][a] \quad (1.7)$$

En regroupant séparément tous les accès externes non connectés d'une part et les accès internes connectés d'autre part, la relation (1.7) peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} [b_p] \\ [b_c] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{pp}] & [S_{pc}] \\ [S_{cp}] & [S_{cc}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [a_p] \\ [a_c] \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

où :

- b_p et a_p sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies aux p accès externes,
- b_c et a_c sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies aux c accès internes,
- $[S_{pp}]$, $[S_{pc}]$, $[S_{cp}]$, $[S_{cc}]$ sont les sous matrices obtenues après séparation des accès, leurs dimensions sont respectivement (p, p) , (p, c) , (c, p) , (c, c) .

Les contraintes imposées aux connexions des c accès internes s'expriment par :

$$[b_c] = [\eta][a_c] \quad (1.9)$$

En remplaçant $[b_c]$ par sa valeur dans la relation (1.8), nous obtenons :

$$[a_c] = ([\eta] - [S_{cc}])^{-1} [S_{cp}] [a_p] \quad (1.10)$$

D'où

$$[b_p] = ([S_{pp}] + [S_{pc}] ([\eta] - [S_{cc}])^{-1} [S_{cp}]) [a_p] \quad (1.11)$$

En écrivant :

$$[b_p] = [S][a_p] \quad (1.12)$$

il en résulte :

$$[S] = [S_{pp}] + [S_{pc}] ([\eta] - [S_{cc}])^{-1} [S_{cp}] \quad (1.13)$$

Où $[S]$ est la matrice de dispersion du réseau R à p accès externe.

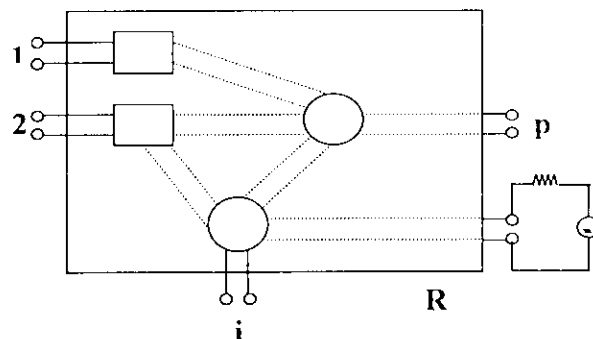


Figure 1.3 : Réseau connecté arbitrairement avec p accès

Les propriétés de la matrice $([\eta] - [S_{cc}])$ sont similaires à celles de $[W]$, énoncées dans les premières méthodes. Le processus qui vient d'être décrit peut être facilement programmé, les données en entrée étant les matrices de dispersion $[S]^1, \dots, [S]^M$ des multipôles du réseau R . Le temps de calcul T , requis pour évaluer la matrice, est proportionnel [1,8] au nombre d'opérations qui s'écrit :

$$T = p^2 c + pc^2 + \alpha c^3 \quad (1.14)$$

Les deux premiers termes représentent le nombre d'opérations nécessaires pour les multiplications des matrices. Le troisième terme est dû à l'inversion de la matrice $([\eta] - [S_{cc}])$, le facteur α est une constante, sa valeur est proche de la valeur unité [1], d'après (1.14) T croît rapidement lorsque le nombre d'accès interne c augmente. Ainsi, un réseau, constitué de beaucoup d'éléments, nécessite un grand nombre d'opérations arithmétiques, donc un temps de calcul élevé.

1-2-3 Méthode des sous-réseaux (Méthode de Growth)

Lorsqu'un réseau contient beaucoup d'accès internes, le temps de calcul est très élevé. Ce temps peut être considérablement réduit si le réseau principal est décomposé en sous-réseaux. Ainsi, les matrices $[S]$ des sous-réseaux sont calculées séparément, puis leur combinaison permet d'obtenir la matrice de dispersion du réseau. Cette méthode est également appelée "Méthode de GROWTH" [1,9]

En décomposant le réseau N en deux sous réseaux N_1 et N_2 (Figure 1.4), la connexion de ce réseau doit se faire en trois étapes :

1. la détermination de la matrice S du réseau N_1
2. la détermination de la matrice S du réseau N_2
3. la connexion des réseaux N_1 et N_2 .

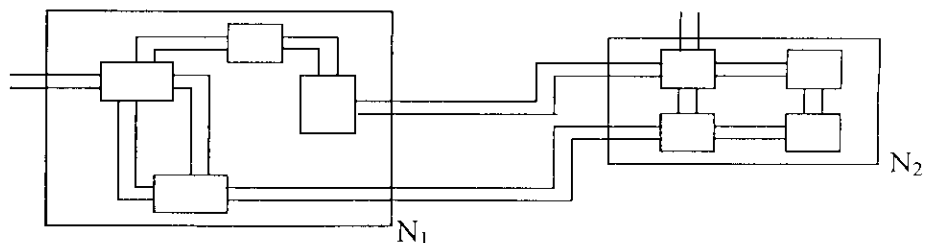


Figure 1.4: Réseau N décomposé en deux sous réseaux N_1 et N_2 connectés entre eux.

Pour chaque étape nous appliquons la relation (1.14), ainsi le nombre d'opération [1.9] requis au calcul de la matrice [S] du réseau N est égal :

$$T_s = p_1^2 c_1 + p_1 c_1^2 + \alpha c_1^3 + p_2^2 c_2 + p_2 c_2^2 + \alpha c_2^3 + p^2 c^* + p c^{*2} + \alpha c^{*3} \quad (1.15)$$

Où p_1 , p_2 et c_1 , c_2 sont respectivement, les nombres d'accès externes et internes des deux sous réseaux, et c^* le nombre d'accès à connecter entre N_1 et N_2 .

Pour comparer T et T_s nous supposons que les deux sous réseaux ont le même nombre d'accès externe et interne donc :

$$p_1 = p_2 = \frac{p + c^*}{2} \quad (1.16)$$

$$c_1 = c_2 = \frac{c - c^*}{2} \quad (1.17)$$

avec : $c = c_1 + c_2 + c^*$.

En remplaçant p_1 , p_2 , c_1 et c_2 dans la relation (1.15), nous obtenons :

$$T_s = \frac{1}{4}(p^2 c + p c^2 + \alpha c^3) + \frac{3}{4}(p^2 c^* + p c^{*2} + \alpha c^{*3}) - \frac{1}{4}(3\alpha - 1)(c - c^*)c c^* \quad (1.18)$$

Comme $c^* < c$ donc $T_s < T$.

Il en résulte que du point de vue temps de calcul, « la méthode de Growth » est moins exigeante que celle avec « séparation d'accès », mais au prix d'une légère perte en précision, c'est pour cette raison que notre logiciel a été fondé sur la méthode de la matrice [S] avec séparation d'accès pour sa précision aux micro-ondes.

1-3 Analyse des sensibilités d'un réseau Micro-onde

En micro-onde, les principales méthodes utilisées pour évaluer les sensibilités d'un réseau [1, 10] sont :

- La méthode de différence finie, dans laquelle les sensibilités sont obtenues en différentiant les expressions des paramètres S_{ij} par rapport à une seule variable.
- La méthode du « *circuit adjoint* » dans laquelle les sensibilités sont calculées en utilisant le théorème de Telleguene [1,10]

Nous avons choisi la deuxième méthode car elle est plus précise et nécessite un temps de calcul relativement faible[1,10].

1-3- 1 Méthode du réseau adjoint

La méthode du réseau adjoint exige l'analyse du réseau original et d'un autre dérivant de celui-ci et appelé circuit adjoint. Ces deux analyses donnent les sensibilités pour chaque paramètre affectant le réseau.

1-3-1-a Théorème de Telleguene

Du réseau original, composé de multipôles où a et b sont les ondes en chaque accès des composants, dérive un second réseau fictif (appelé réseau adjoint), constitué également de multipôles dont les ondes incidentes et réfléchies en chaque accès des circuits sont respectivement α et β .

Ce théorème[1,10] s'appuie sur le choix de deux sous réseaux appartenant l'un au réseau original et l'autre au réseau adjoint et vérifiant les conditions suivantes :

- 1- leurs topologies sont identiques ;
- 2- leurs accès sont inclus ;
- 3- leurs impédances de normalisation sont égales.

La deuxième condition implique que les accès externes des sous réseaux sont exclus (Figure 1.7).

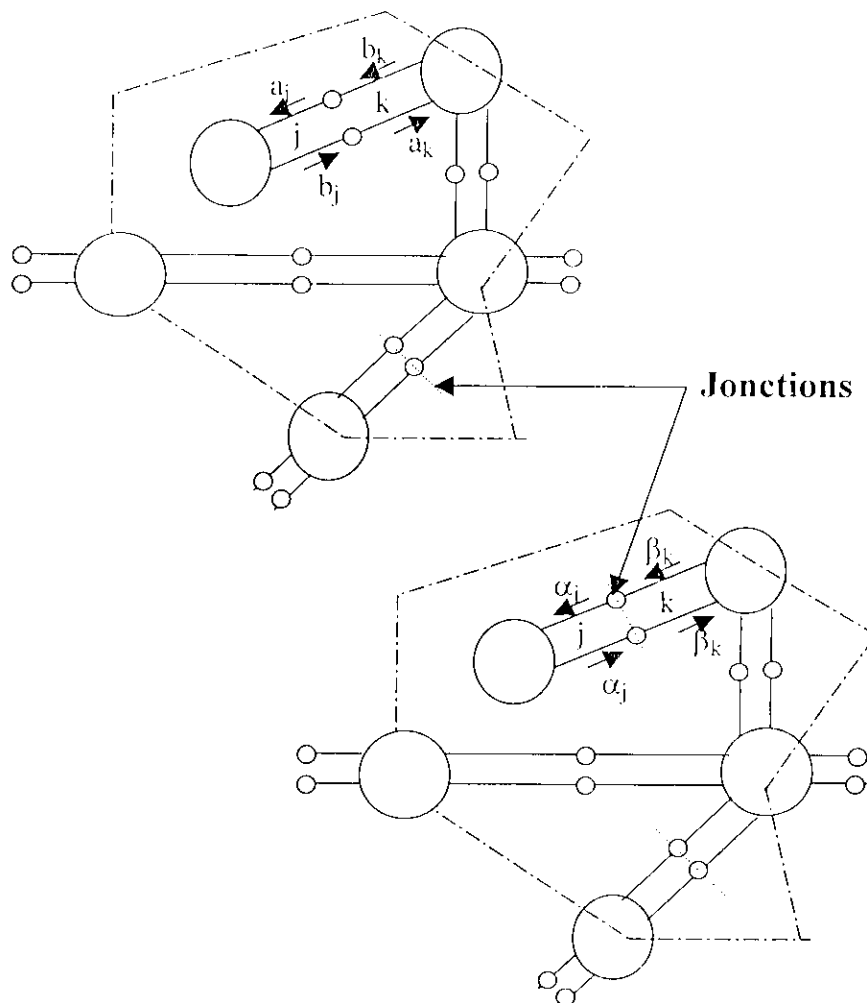


Figure 1.5 : Exemple de deux sous réseau satisfaisant le théorème de Tellegen

Si a_s et b_s sont les ondes dans le sous réseau original, et α_s et β_s celles existant dans le sous réseau adjoint, nous pouvons alors écrire :

$$[b_s] = [\eta_s][a_s] \quad (1.19)$$

$$[\beta_s] = [\eta_s][\alpha_s] \quad (1.20)$$

La matrices de connexion $[\eta_s]$ des deux sous réseaux est la même puisque leurs topologies sont identiques [1,10]. Pour des jonctions réciproques, nous avons :

$$[\eta_s] = [\eta_s]^t \quad (1.21)$$

En utilisant le théorème de Tellegen et les relations (1.19), (1.20) et (1.21), nous obtenons :

$$[b_s]^t [\alpha_s] - [a_s]^t [\beta_s] = [a_s]^t ([\eta_s]^t - [1]) [\alpha_s] = 0 \quad (1.22)$$

L'équation (1.22) peut être généralisée pour deux réseaux ayant la même topologie avec des accès externes. Les accès internes satisfont la relation (1.22), ou bien l'expression suivante :

$$[b_c]^t [\alpha_c] - [a_c]^t [\beta_c] = 0 \quad (1.23)$$

En utilisant la relation (1.23), nous obtenons :

$$[b_p]^t [\alpha_p] - [a_p]^t [\beta_p] = \begin{bmatrix} [b_p] \\ [b_c] \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} [\alpha_p] \\ [\alpha_c] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [a_p] \\ [a_c] \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} [\beta_p] \\ [\beta_c] \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

L'indice p représente les accès externes et c les accès internes.

A cause de la réciprocity, l'analyse de la sensibilité d'un réseau se rapporte seulement à celle d'un réseau adjoint [1,10].

1-4-1-b Réseau adjoint

L'analyse de la sensibilité d'un réseau (M multipôles) consiste à évaluer les variations de ses grandeurs caractéristiques S_{ij} engendrées par celle d'un paramètre ϕ [1,10]. Ce paramètre peut être la résistance R, la capacité C, l'inductance L, l'impédance caractéristique Z_c , la longueur ℓ tronçon de ligne etc. Les calculs (ANNEXE B) aboutissent à la relation suivante :

$$\frac{\partial S_{ij}}{\partial \phi} = [a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} [\alpha] \quad (1.25)$$

où :

$[S]^t$ et $[\alpha]$ sont respectivement la matrice de dispersion transposée et le vecteur colonne d'ondes incidentes du multipôle contenant le composant représenté par le paramètre ϕ .

CHAPITRE 2

CIRCUITS ELEMENTAIRES ET LES DISCONTINUITES

CIRCUITS ELEMENTAIRES ET LES DISCONTINUITES

2-1 Introduction

Un réseau micro-onde peut être d'une manière générale constitué de circuits passifs et actifs ayant une configuration quelconque, allant du simple dipôle au multipôle complexe. Outre les dispositifs passifs à constantes localisées tels que le condensateur et la résistance, on utilise aussi et principalement la ligne de transmission, considérée dans ce cas comme un élément de circuits. La ligne de transmission est par essence un quadripôle prise comme tel et aussi modélisée, comme les dispositifs à constantes réparties, soit par un dipôle série ou par un dipôle shunt. Avec le transformateur idéal, la ligne de transmission et les dipôles série et shunt constituent les circuits élémentaires.

Par conséquent, l'analyse des réseaux micro-ondes est basée sur la caractérisation, en termes de paramètres de répartition S_{ij} , du transformateur idéal, de la ligne et des quadripôles comprenant seulement un dipôle série ou parallèle.

Souvent et plus particulièrement les réseaux micro-ondes à constantes réparties, qu'ils soient à ligne triplaque [1,6,11,12], à microbande [1,6,11,13,14], à ligne coaxiale [1,6,16], en guides d'onde [1,17] ou n'importe quelle autre structure de propagation, contiennent naturellement des discontinuités (ANNEXE C). Ces dernières peuvent être des jonctions de ligne de largeurs différentes, des circuits ouverts des gaps, des courbures etc... Ces discontinuités sont également modélisées par les quadripôles précédents.

Dans ce chapitre, nous présenterons les paramètres caractéristiques des ces quadripôles. Nous présenterons également certains dispositifs relativement complexes tels que les coupleurs en échelle et en anneaux, les amplificateurs distribués et à ondes progressives, le diviseur de Wilkinson etc... Ces dispositifs sont considérés comme des entités et ce dans le but de minimiser les erreurs de connexion d'une part et le temps d'exécution d'autre part.

2-2 Paramètres caractéristiques des quadripôles

La ligne de transmission sans pertes (Figure 2.1) de longueur ℓ est caractérisée par son impédance caractéristique Z_0 et sa constante de phase β pour une ou des fréquences données. L'analyse de cette ligne [1] donne les expressions suivantes :

$$S_{11} = \frac{(Z_0 (Z_2 - Z_1)A + (Z_0^2 - Z_1 Z_2)B)}{D} \quad (2.1)$$

$$S_{12} = \frac{(2Z_0 Z_1)}{D} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad (2.2)$$

$$S_{21} = \frac{(2Z_0 Z_2)}{D} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad (2.3)$$

$$S_{22} = \frac{(Z_0 (Z_1 - Z_2)A + (Z_0^2 - Z_1 Z_2)B)}{D} \quad (2.4)$$

où :

$$A = \sin \beta \ell , \quad B = \cos \beta \ell \quad \text{et} \quad D = Z_0(Z_2 + Z_1)B + (Z_0^2 + Z_1 Z_2)A$$

Z_1 et Z_2 sont respectivement les impédances de normalisation aux accès 1 et 2

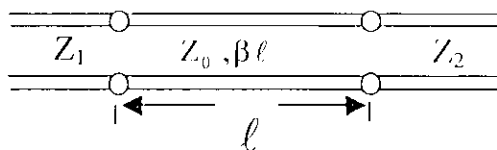


Figure 2.1 : Ligne de transmission sans pertes

Pour le quadripôle constitué d'un dipôle shunt d'admittance Y (figure 2.2), nous obtenons :

$$S_{11} = \frac{Y_1 - Y_2 - Y}{D_s} \quad (2.5)$$

$$S_{12} = \frac{2\sqrt{Y_1 Y_2}}{D_s} \quad (2.6)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Y_1 Y_2}}{D_s} \quad (2.7)$$

$$S_{22} = \frac{Y_2 - Y_1 - Y}{D_s} \quad (2.8)$$

où :

$$D_s = Y + Y_1 + Y_2$$

Y_1 et Y_2 sont respectivement les admittances de normalisation aux accès 1 et 2

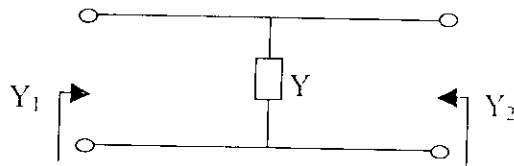


Figure 2.2 : Admittance shunt

Pour ce qui est du quadripôle de la figure 2.3 , nous trouvons :

$$S_{11} = \frac{Z + Z_2 - Z_1}{D_s} \quad (2.9)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{D_s} \quad (2.10)$$

$$S_{22} = \frac{Z + Z_1 - Z_2}{D_s} \quad (2.11)$$

$$D_s = Z + Z_1 + Z_2$$

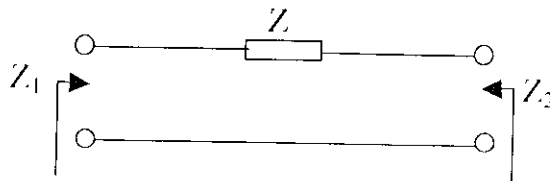


Figure 2.3 : Impédance séries

Pour un transformateur idéal de rapport de transformation n (Figure 2.4), nous aboutissons aux expressions suivantes :

$$S_{11} = \frac{n^2 Z_2 - Z_1}{n^2 Z_2 + Z_1} \quad (2.12)$$

$$S_{21} = \frac{2nZ_2}{n^2 Z_2 + Z_1} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad (2.13)$$

$$S_{12} = \frac{2nZ_1}{Z_1 + n^2 Z_2} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad (2.14)$$

$$S_{22} = \frac{Z_1 - n^2 Z_2}{Z_1 + n^2 Z_2} \quad (2.15)$$

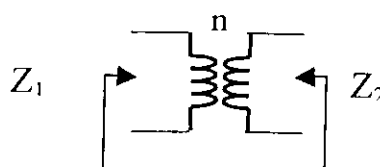
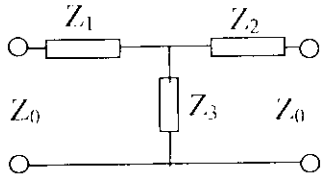
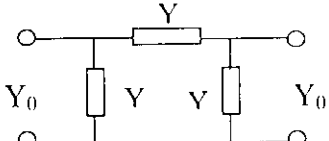
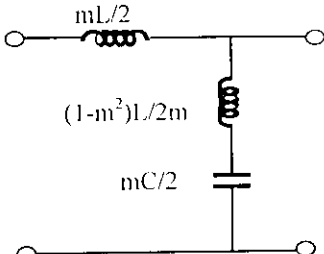
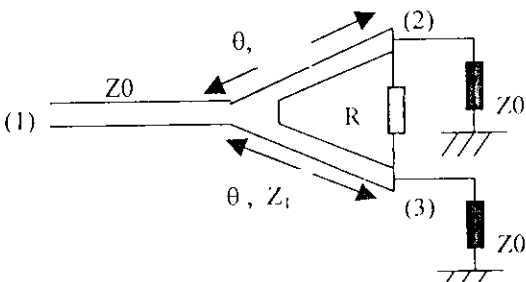
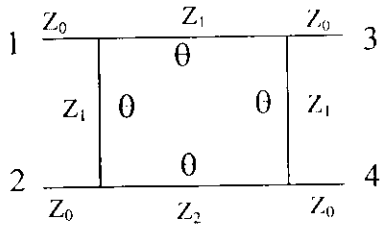


Figure 2.4 : Transformateur idéal

2-4 Dispositifs complexes pris en tant qu'entité :

Nous présentons dans ce paragraphe certains dispositifs (tableau 2.1) que nous avons introduits dans notre logiciel en tant que composants à part entière. Cette démarche a pour but de réduire les temps d'exécution et de connexion des circuits.

	<p>Réseau en T [1]</p>
	<p>Réseau en π [1]</p>
	<p>Circuit m_derivées [4]</p>
	<p>Diviseur de Wilkinson quelconque (à répartition égale et inégale de la puissance et à bandes étroite et large) [7]</p>
	<p>Coupleur en échelle (à plusieurs étages) [6]</p>

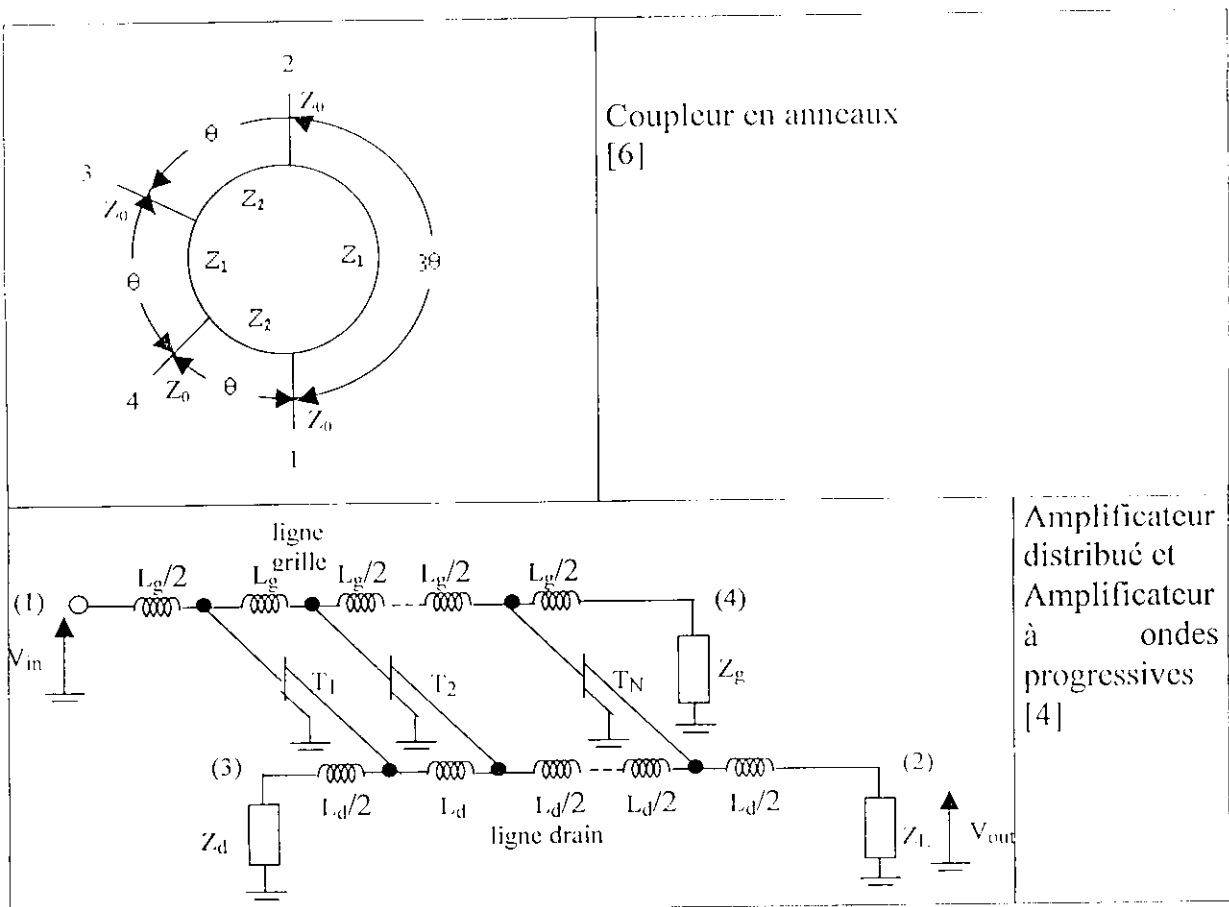


Tableau 2.3 : Dispositifs complexes pris en tant qu'entité

De cette étude, nous constatons que toutes les discontinuités ont un comportement réactif. Leurs effets sur les réseaux micro-ondes se traduisent donc par des pertes par réflexion de la puissance d'autant plus grandes que la fréquence augmente. Ces discontinuités sont représentées soit par des quadripôles électriques constitués de dipôles shunt ou série soit par des quadripôles en T ou en π . Nous pouvons donc leur appliquer les résultats obtenus pour les circuits élémentaires des réseaux micro-ondes.

La démarche que nous nous sommes imposée pour prendre en compte les effets d'un nombre m de discontinuités contenues dans un réseau micro-onde formé de n dispositifs, consiste finalement à analyser un réseau comprenant $n+m$ dispositifs. Ceci signifie dans ce cas que les n dispositifs sont désormais considérés sans discontinuités.

CHAPITRE 3

**Extraction des paramètres MESFET,
HEMT et HBT Micro-onde**

EXTRACTION DES PARAMETRES MESFET ,HEMT et HBT MICRO-ONDES

3-1 Introduction

Le but de ce troisième chapitre consiste en l'extraction des paramètres des transistors en gamme de fréquences hautes. Cette étude est basée sur les transistors à effet de champ (MESFET et HEMT) et le transistor bipolaire à hétérojonction (HBT) [20, 21].

Le MESFET (Metal Semi-conductor Field Effect Transistor) est à barrière Schottky et réalisé en Arséniure de Gallium (GaAs) qui présente une résistivité intrinsèque cinq cents fois plus élevée que celle du silicium (Si) et une mobilité cinq fois plus grande .

Le HEMT (High Electron Mobility Transistor) est aussi à barrière Schottky mais à hétérojonction où l'Arséniure de Gallium est interfacé avec l'AlGaAs (Aluminium-Arséniure de gallium).

Le HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) est un transistor bipolaire à hétérojonction qui est utilisé surtout en hyperfréquence car il possède une résistance de base faible donc un bon produit gain-bande passante.

Nous nous intéressons dans une première étape à la connaissance de leurs circuits électrique équivalents, et ensuite à la détermination de leurs éléments constitutifs. Pour l'évaluation de ces éléments, nous avons opté pour méthode de la régression linéaire multiple pour le MESFET et HEMT et la méthode d'optimisation de levenberg-marquardt pour le HBT .

3-2 Circuits équivalents du MESFET / HEMT

Pour la conception de circuits à transistors, il est essentiel de mettre en évidence les circuits équivalents susceptibles de traduire correctement le comportement réel du transistor (Figure 3.1). Comme les MESFETS et les HEMTS ont les mêmes circuits équivalents [22], nous allons utiliser les mêmes paramètres pour les deux dispositifs .

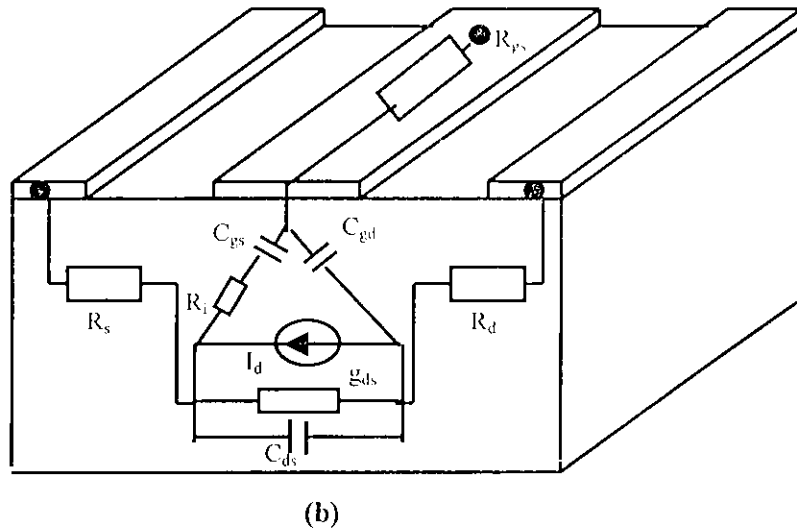
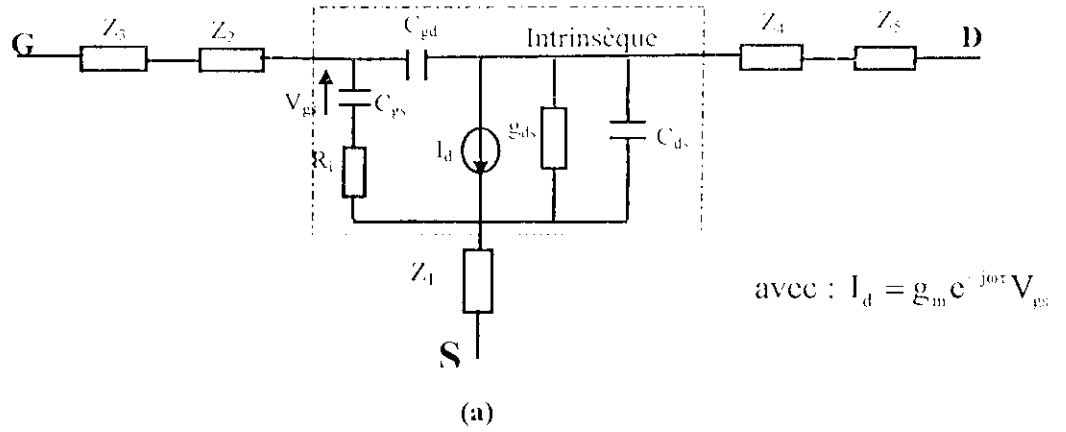


Figure 3.1 : Schéma équivalent du FET à GaAs :[20]

(a) Modèle électrique

(b) Origine physique des éléments du transistors

avec :

$$Z_1 = R_s + jL_s\omega,$$

$$Z_2 = R_g,$$

$$Z_3 = jL_g\omega,$$

$$Z_4 = R_d,$$

$$Z_5 = jL_b\omega.$$

D'après le schéma équivalent, on constate que le transistor se divise en deux parties, l'une contenant les éléments intrinsèques et l'autre les éléments extrinsèques.

- **Les éléments intrinsèques :** Ils dépendent des conditions de polarisation du transistor : la transductance g_m , la conduction de sortie g_d , les capacités C_{pd} , C_{ps} et C_{ds} , la résistance R_i et la temps de transit τ .
- **Les éléments extrinsèque (parasites) :** Ce sont les éléments restants en l'occurrence : les résistance séries R_p, R_d et R_s , les inductances séries L_s, L_d et L_p . Ils sont indépendants des conditions de polarisation et de la fréquence.

Etant donnée la topologie en π de la partie intrinsèque, il est plus commode de la décrire par sa matrice admittance Y_{0int} dont les éléments sont :

$$Y_{011int} = \frac{[R_i C_{ps} \omega + j\omega (C_{ps} + C_{gd} d)]}{d} \tag{3.1}$$

$$Y_{012int} = -j\omega C_{gd} \tag{3.2}$$

$$Y_{021int} = \frac{[(g_m \exp(-j\omega\tau))(1 - jR_i C_{ps} \omega) \cdot j\omega(C_{gd} d)]}{d} \tag{3.3}$$

$$Y_{022int} = g_d + j\omega(C_{ds} + C_{gs}) \tag{3.4}$$

avec :

$$d = 1 + R_i^2 C_{ps}^2 \omega^2.$$

3-3 Circuit équivalent du HBT

Le circuit équivalent est donné par la figure 3. 2

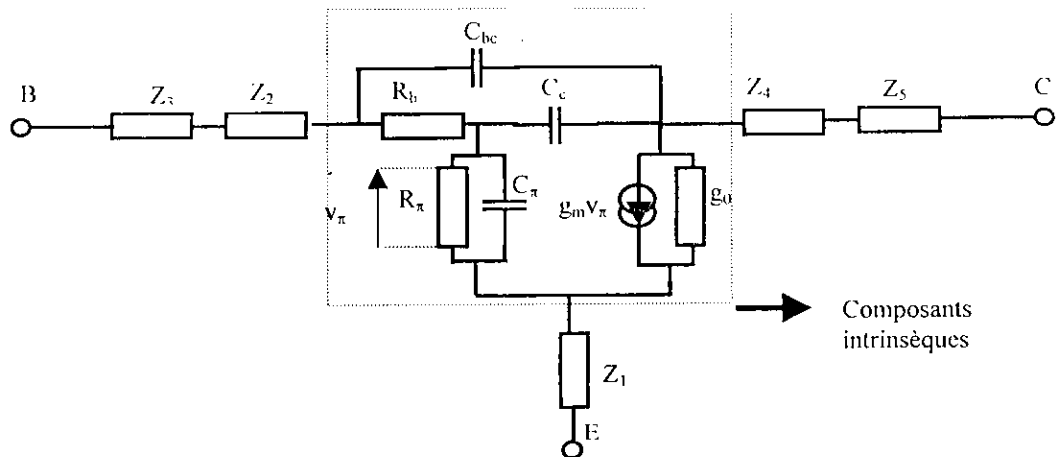


Figure 3. 2 : Circuit équivalent du HBT

Comme pour les transistors à effet de champ précédent, nous constatons aussi que le circuit équivalent du HBT comporte deux types d'éléments.

- **Les éléments intrinsèques :** Ils sont indépendants des conditions de polarisation du transistor et se composent de la conductance g_0 , la transconductance g_m , les capacités C_c, C_π, C_{bc} et les résistances R_b et R_π .
- **les éléments extrinsèques :** Ils sont indépendants des conditions de polarisation et de la fréquence et sont représentés par la capacité C_1 , les résistances R_1, R_c, R_e et les inductances séries L_b, L_c et L_e . Comme pour le MESFET et le HEMT, on peut écrire la matrice Y_{int} du HBT dont les éléments sont :

$$Y_{11int} = \frac{D+C+B}{(D+C)(B+A)+AB} \quad (3.5)$$

$$Y_{12int} = -\frac{D+C}{(D+C)(B+A)+AB} \quad (3.6)$$

$$Y_{21int} = \left(g_{m0} \exp(-j\omega\tau) \left[\frac{D(A-1)-C}{AB(A+B)(D+C)} \right] \right) \quad (3.7)$$

$$Y_{22int} = g_0 + \frac{1}{B+A \parallel (C+D)} \quad (3.8)$$

Où

$$A = \frac{jR_b C_c \omega}{-R_b C_c C_{bc} \omega^2 + j\omega(C_{bc} + C_c)}, \quad B = \frac{1}{-R_b C_c C_{bc} \omega^2 + j\omega(C_{bc} + C_c)}$$

$$C = \frac{jR_b C_{bc} \omega}{-R_b C_c C_{bc} \omega^2 + j\omega(C_{bc} + C_c)}, \quad C = R_\pi \parallel Z(C\pi)$$

avec :

$$Z_1 = R_c + jL_c \omega.$$

$$Z_2 = jL_b \omega.$$

$$Z_3 = R_1 \parallel C_1.$$

$$Z_4 = R_c.$$

$$Z_5 = jL_c \omega.$$

3-4 Détermination des paramètres des schémas équivalents des transistors MESFET, HEMT et HBT

Pour la détermination des paramètres des schémas équivalents des transistors MESFET, HEMT (Figure 3.1) et HBT (Figure 3.2), on a le plus souvent recours à des méthodes directes avec contraintes ou des méthodes d'optimisation [22-36] qui sont restrictives et peu fiables. Nous avons alors utilisé une autre méthode directe, très rapide et sans contraintes dite méthode "Régression linéaire multiple" [37,38,39] pour les transistors MESFET et HEMT, et la méthode itérative "Levenberg-Marquart" [40,41] (voir ANNEXE D) pour le HBT en raison de la complexité de son modèle électrique.

3 - 4 -1 Extraction des paramètres des transistors MESFET et HEMT

La méthode de la "régression linéaire multiple" a pour objectif de minimiser une fonction à plusieurs variables dans un certain intervalle [37,38,39]. Elle est basée sur un modèle qui lie chaque réponse y_i ($i=1, \dots, n$) appelée "variable expliquée" à des variables $X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{ik}$ appelées "variables explicatives", comme suit :

$$y_i = b_0 + b_1 X_{i1} + \dots + b_k X_{ik} + e_i, \quad (i = 1, \dots, n) \quad (3.9)$$

où :

b_k : paramètres inconnus

e_i : variable d'écart.

L'équation (3.9) peut s'écrire comme suit :

$$Y = XB + E \quad (3.10)$$

où :

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_k \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} 1 & X_{11} & \dots & X_{1k} \\ 1 & X_{21} & \dots & X_{2k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & X_{n1} & \dots & X_{nk} \end{bmatrix}$$

Nous cherchons à établir une relation du type :

$$y = b_0 + b_1 X_1 + \dots + b_k X_k \quad (3.11)$$

On doit alors résoudre l'équation matricielle $Y = XB + E$. B est l'inconnue dont on cherche l'estimation \hat{B} telle que la somme des carrés des résidus soit minimale.

Le principe consiste à annuler la dérivée de $E'E$ par rapport à B (E' :transposée de E).

Si la matrice $(X'X)^{-1}$ n'est pas singulière, on déduit l'estimation suivante de B :

$$\hat{\beta} = (X'X)^{-1} X'Y \quad (3.12)$$

a) Formulation et résolution du problème

Pour l'extraction des paramètres d'un transistor, nous devons tout d'abord mettre sous la forme du modèle de la régression linéaire multiple les équations qui régissent son comportement pour deux points de polarisation différents. Pour le premier point de polarisation [22] où le schéma équivalent est donné par la figure 3.3, la tension de drain est nulle et la tension de grille inférieure à la tension de pincement du transistor. Le deuxième point de polarisation est choisi au milieu des réseaux de caractéristiques statiques du transistor dont le modèle électrique est donnée par la figure 3.1.

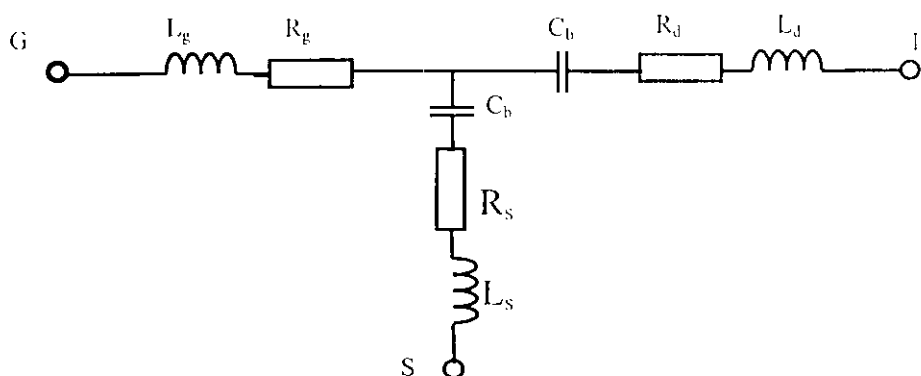


Figure 3.3 : Modèle simplifié du transistor MESFET/HEMT

Notre analyse du modèle (figure 3.3) par les paramètres impédances Z_{ij} ($i=1,2$ et $j=1,2$) a établi les fonctions E_k ($k=1$ à 6) suivantes :

$$E_1 = \omega \text{Real}[Z_{11} - Z_{12}] = R_g \omega \quad (3.13)$$

$$E_2 = \omega \operatorname{Re}al[Z_{22} - Z_{12}] = R_d \omega \tag{3.14}$$

$$E_3 = \omega \operatorname{Re}al[Z_{12}] = R_s \omega \tag{3.15}$$

$$E_4 = \operatorname{Im} ag[Z_{11} - Z_{12}] = L_p \omega \tag{3.16}$$

$$E_5 = \operatorname{Im} ag[Z_{11}] = -\frac{1}{C_b} + (L_p + L_s) \omega^2 \tag{3.17}$$

$$E_6 = \operatorname{Im} ag[Z_{22}] = -\frac{1}{2C_b} + (L_d + L_s) \omega^2 \tag{3.18}$$

et celle du modèle (figure 3.1) par les paramètres admittances Y_{ij} les fonctions E_k ($k=7$ à 12) suivantes :

$$E_7 = \omega \operatorname{Re}al[Y_{11}] = g_{ds} \omega \tag{3.19}$$

$$E_8 = -\omega \operatorname{Im} ag[Y_{12}] = C_{gd} \omega \tag{3.20}$$

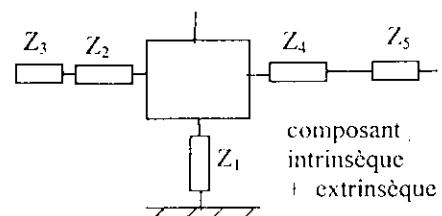
$$E_9 = \operatorname{Im} ag[Y_{22} - Y_{12}] = C_{ds} \omega \tag{3.21}$$

$$E_{10} = \frac{\omega}{\operatorname{Im} ag[Y_{22} - Y_{12}]} = \frac{1}{C_{gs}} + C_{gs} R_1^2 \omega^2 \tag{3.22}$$

$$E_{11} = \omega (\operatorname{Re}al[Y_{21}])^2 + \omega (\operatorname{Im} ag[Y_{12} - Y_{21}])^2 = g_m^2 \omega \tag{3.23}$$

$$E_{12} = \operatorname{Arctg} \left(\frac{\operatorname{Im} ag[Y_{12} - Y_{21}] \operatorname{Im} ag[Y_{11} + Y_{12}] - \operatorname{Re}al[Y_{21}] \operatorname{Re}al[Y_{11}]}{\operatorname{Im} ag[Y_{12} - Y_{21}] \operatorname{Re}al[Y_{11}] - \operatorname{Re}al[Y_{21}] \operatorname{Re}al[Y_{11} + Y_{12}]} \right) = \tau \omega \tag{3.24}$$

La détermination des Y_{ij} peut se faire par la technique de Dambrine et al [22], illustrée par le tableau 3.1 où les Z_{ij} sont calculés à partir des paramètres S_{ij} .

Matrices Caractéristiques		Schémas
Matrice Admittance	Matrice Impédance	
	$\begin{bmatrix} Z_{11} - Z_3 & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} - Z_5 \end{bmatrix}$	 <p>composant intrinsèque + extrinsèque</p>

	$\begin{bmatrix} Z_{11} - Z_1 - Z_2 & Z_{12} - Z_1 \\ Z_{21} - Z_1 & Z_{22} - Z_1 - Z_4 \end{bmatrix}$	
$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$	

Tableau 3.1: Technique de Dambrine et al [22].

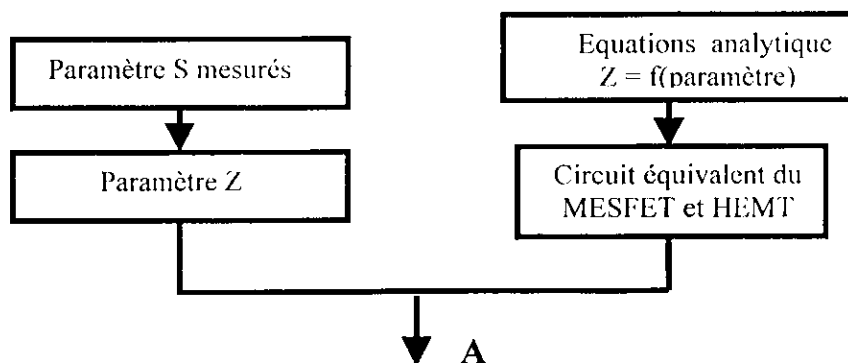
L'ensemble des fonctions E_k ($k = 1$ à 12) sont mises sous la forme du modèle de la régression linéaire multiple où :

- les variables expliquées sont $(E_1, E_2, \dots, E_{12})$.
- les variables explicatives sont (w, w^2) .
- les inconnus sont :

$$b_1 = R_g, \quad b_2 = R_d, \quad b_3 = R_s, \quad b_4 = L_g, \quad b_5 = -\frac{1}{C_b}, \quad b_6 = (L_g + L_s), \quad b_7 = -\frac{1}{2C_b},$$

$$b_8 = (L_d + L_s), \quad b_9 = g_{ds}, \quad b_{10} = C_{pd}, \quad b_{11} = C_{ds}, \quad b_{12} = \frac{1}{C_{gs}}, \quad b_{13} = C_{gs} R_i^2, \quad b_{14} = g_m^2, \quad b_{15} = \tau.$$

On applique d'abord la régression linéaire multiple pour chaque fonction afin de trouver les blocs $(b_1, b_2, \dots, b_{15})$, et la combinaison entre ces blocs donnera ensuite les différents paramètres des transistors MESFET et HEMT, comme le montre l'organigramme de la figure 3.5.



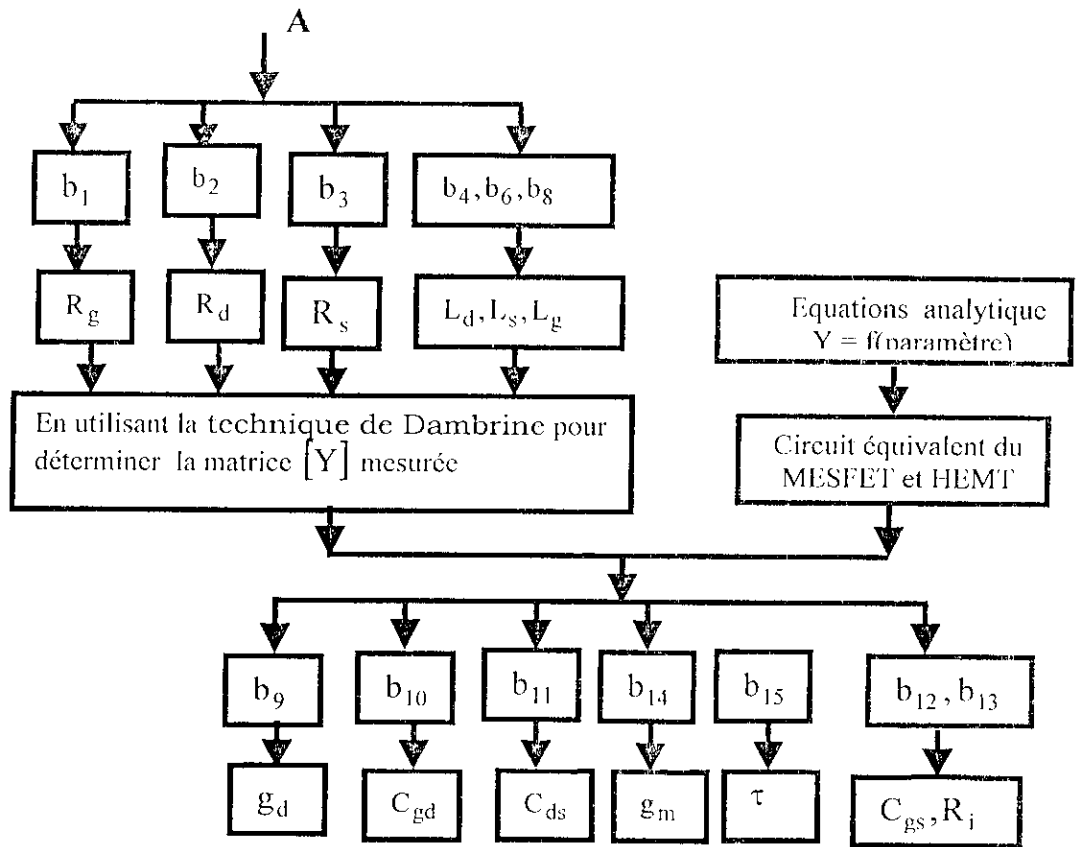


Figure 3. 5 : Organigramme d'extraction des paramètres des transistors MESFET et HEMT.

3-4-2 Extraction des paramètres HBT

Le processus d'optimisation peut être schématisé comme l'indique la figure 3.6.

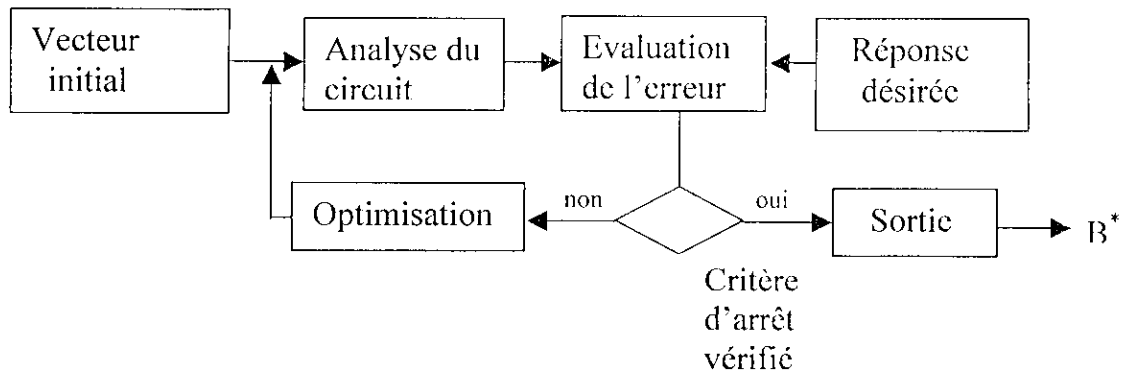


Figure 3.6 : Procédure générale d'optimisation

Dans ce processus d'optimisation, le choix de la fonction objectif est important. Cette fonction objectif ou fonction erreur permet d'évaluer la différence entre les réponses désirée (paramètres S mesurée) et calculée (paramètres S calculée). Notre choix s'est porté sur la fonction erreur suivante :

$$R = \sum_{i=1}^m (y_i - f(\omega_i, B))^2 \quad (3.25)$$

$$R = \sum_{i=1}^m (r_i(B))^2 \quad (3.26)$$

les fonctions $r_i(B)$ sont les éléments du vecteur suivant :

$$r(B) = [r_1, r_2, \dots, r_m]^t \quad (3.27)$$

L'équation (3.25) peut être écrite avec une notation vectorielle comme suit :

$$R(B) = r^t(B)r(B) \quad (3.28)$$

avec :

y_i : réponse désirée.

f : réponse calculée.

B : vecteur des paramètres du transistor.

m : nombre de point de mesure.

FONCTIONNEMENT ET EXPLOITATION

4-1 Introduction

Le logiciel que nous avons mis en place est formé d'un ensemble de programmes faisant l'analyse, la synthèse des réseaux micro-ondes et l'extraction des paramètres des transistors (MESFET et HEMT).

Dans ce chapitre, nous allons expliquer le fonctionnement de ce logiciel appelé CRMO (Conception des Réseaux Micro-Ondes), et utilisant le langage MATLAB.

4-2 Description du logiciel CRMO

La fenêtre principale de CRMO contient un certain nombre d'éléments ou rubriques à savoir l'analyse, la synthèse et l'extraction des paramètres ainsi que la rubrique help (figure 4.1). Le choix de l'un de ces rubriques se fait en cliquant sur le bouton gauche de la souris qui est suivi de l'apparition du menu y afférant.



Figure 4.1: Fenêtre principale du logiciel CRMO

4-2-1 Rubrique Analyse

La figure 4.2, montre la fenêtre de la rubrique analyse avec son menu qui comprend les articles suivants :

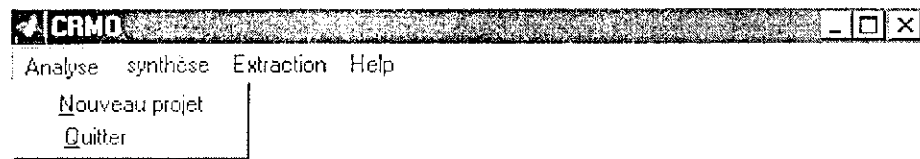


Figure 4.2 : Fenêtre de la rubrique analyse

- **Nouveau Projet** : permet de faire l'analyse et la sensibilité des réseaux micro-ondes ;
- **Quitter** : permet de fermer la fenêtre principale.

4-2-1-2 Sous menu Nouveau Projet

L'analyse d'un réseau micro-onde comprend quatre parties importantes exécutées impérativement dans l'ordre chronologique suivant :

- **Partie1** : Choix du ou des composants constitutifs du réseau et introduction de ses ou leurs valeurs des paramètres caractéristiques ;
- **Partie2** : Connexion des composants entre eux selon le schéma électrique du réseau ;
- **Partie 3** : Analyse et tracé dans le domaine fréquentielle des performances du réseau, en termes de paramètres de répartition S_{ij} ;
- **Partie4** : partie facultative se rapportant à l'analyse de la sensibilité du réseau.

Pour cela, nous devons procéder selon les étapes suivantes :

Partie1 :

1. Activer (Analyse → Nouveau Projet) une fenêtre va apparaître (Figure 4.3) qui est une boîte de dialogue qui permet :
 - de choisir les composants avec le bouton **Newcmp**,
 - de sauvegarder les résultats obtenus dans le répertoire **Datanet** avec le bouton **Enregistrer sous**,
 - d'ouvrir les fichiers existant dans le répertoire **Datanet** avec le bouton **Load**,
 - de réaliser l'interconnexion de ces composants avec les boutons **Connect** et **OK**,
 - d'analyser ,à une seule fréquence ou sur une gamme de fréquence, les performances (S_{ij}) du réseau et sa sensibilité.
 - de tracer les performances en coordonnées cartésiennes ou sur l'abaque de Smith.

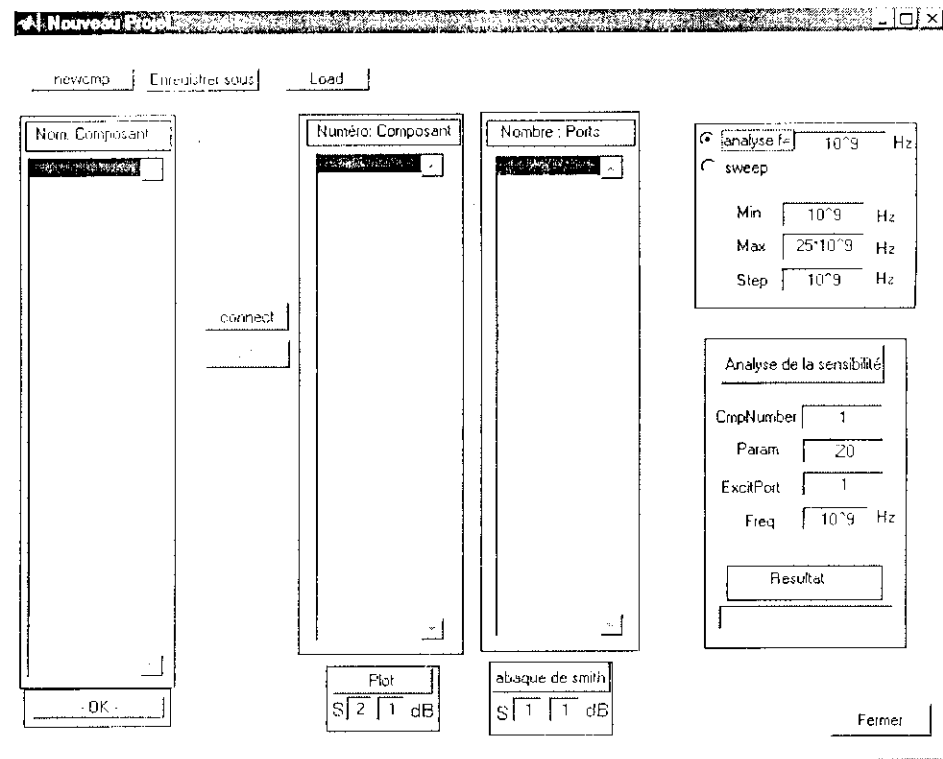


Figure 4.3 : Fenêtre du sous menu Nouveau Projet

2. Cliquer sur le bouton **Newcmp** une boîte de dialogue va apparaître (Figure 4.4) qui présente un listing des composants.
3. Sélectionner le composant choisi par un simple cliquer sur le bouton **Ouvrir**

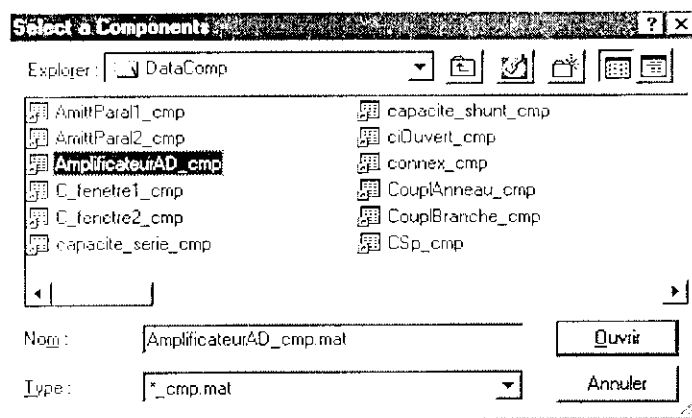


Figure 4.4 : Boîte de dialogue pour sélectionner les composants

Une autre boîte de dialogue va ensuite apparaître où il faut introduire les valeurs des différents paramètres caractérisant le composant sélectionné (Figure 4.5), qui est dans ce cas un amplificateur distribué.

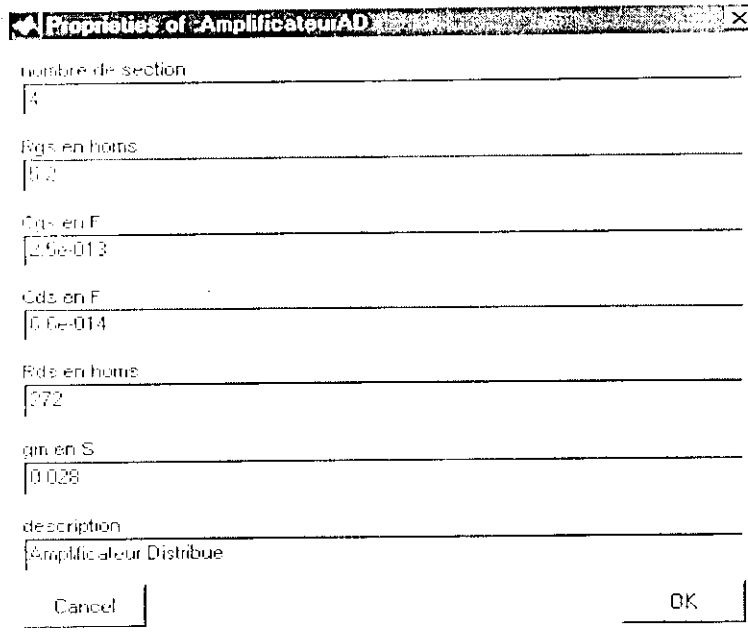


Figure 4.5 : Boite de dialogue où il faut introduire les valeurs des différents paramètres du composant

en touche **Ok**, le nom, le numéro et le nombre de ports du composant vont s'afficher sur la fenêtre du sous menu Nouveau Projet de la figure 4.3,comme le montre la figure 4.6

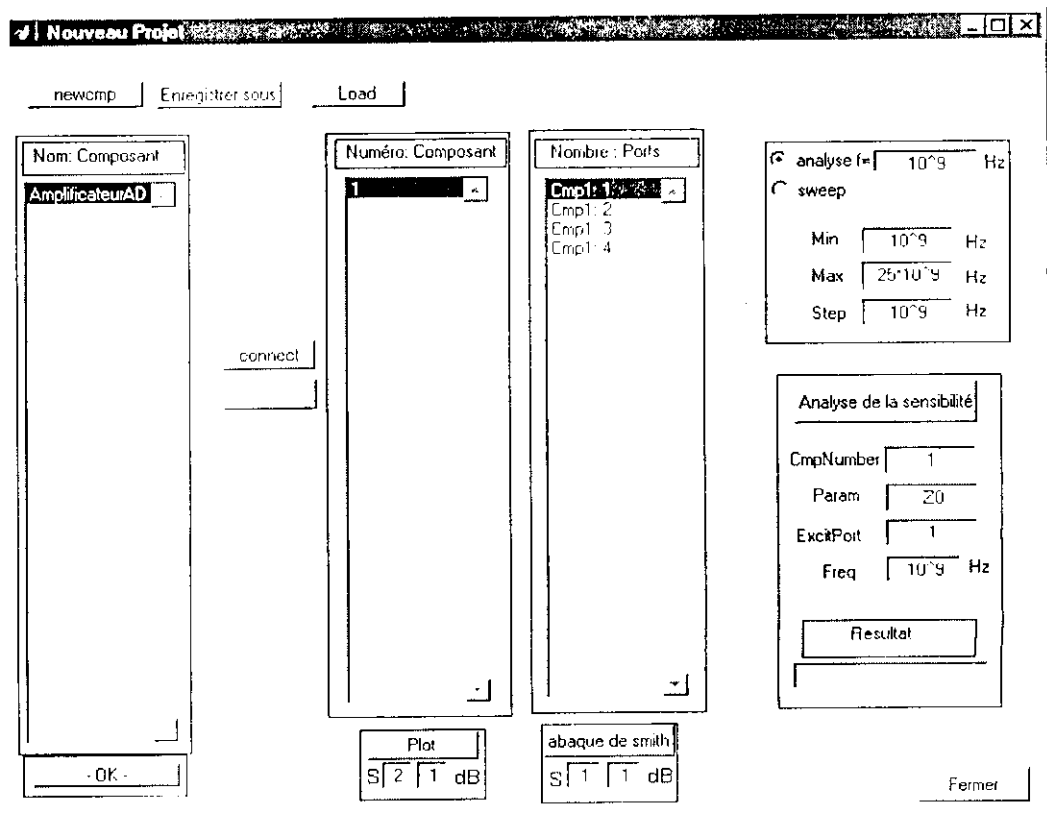


Figure 4.6 : Affichage du nom, du numéro et du nombre de ports du composant sélectionné

Partie 2 :

4. Sélectionner respectivement sur la deuxième et la troisième listbox de la figure 4.6 :
 - le numéro et le port du premier composant qui sera connecté en cliquant sur le bouton **connect**.
 - le numéro et le port du deuxième composant qui sera connecté avec le premier composant en validant par le **Ok**.
5. Pour vérifier les caractéristiques, une boîte de dialogue va apparaître (Figure 4.7), chaque fois qu'on sélectionne un composant. On valide ensuite par **-Ok-** dans la première listbox de la figure 4.6.

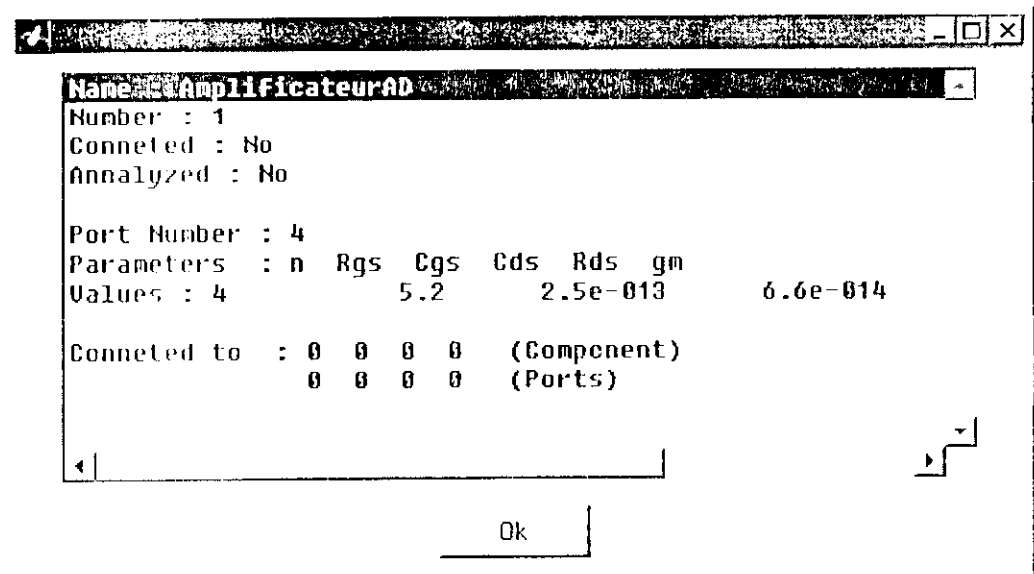


Figure 4.7 : Boîte de dialogue pour la vérification des caractéristiques

Partie 3 :

6. On fait maintenant l'analyse sur une gamme de fréquence par un simple cliquer sur le bouton radio **Sweep** (Figure 4.8)

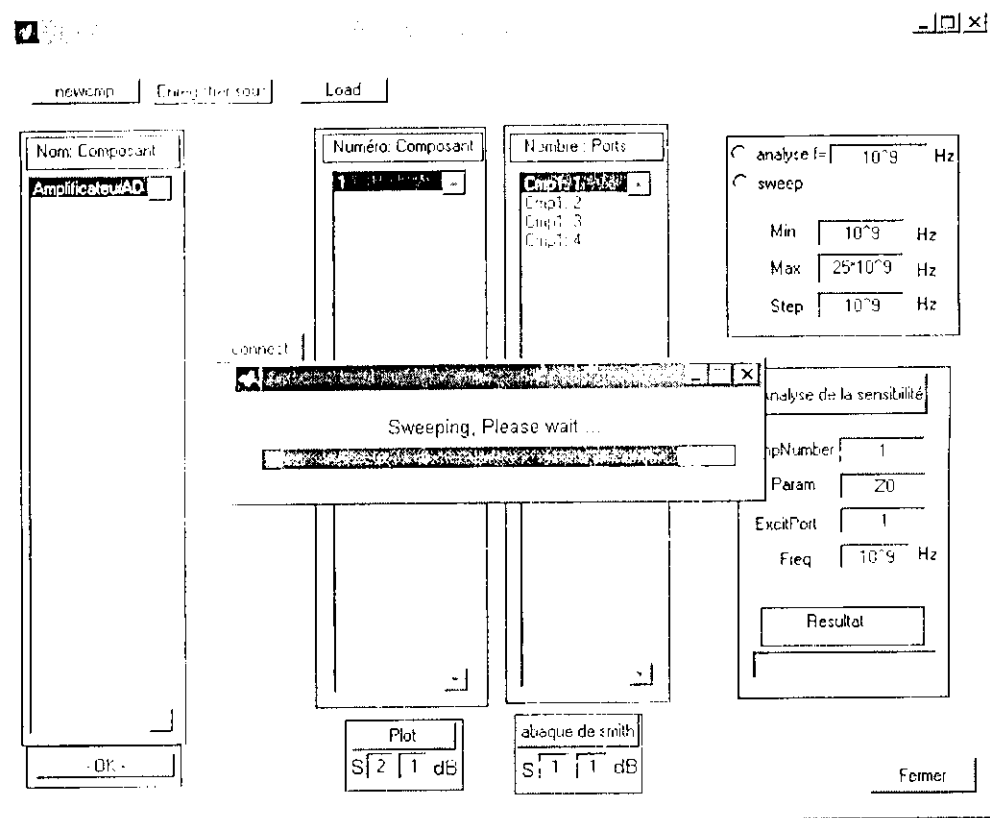


Figure 4.8 : Activation du radio bouton **Sweep**

- Un simple cliquer sur le bouton **Plot** et **abaque de smith** permet de faire apparaître une fenêtre contenant respectivement le tracé des caractéristiques du réseau en coordonnées cartésiennes (Figure 4.9) et en coordonnées polaires (Figure 4.10).

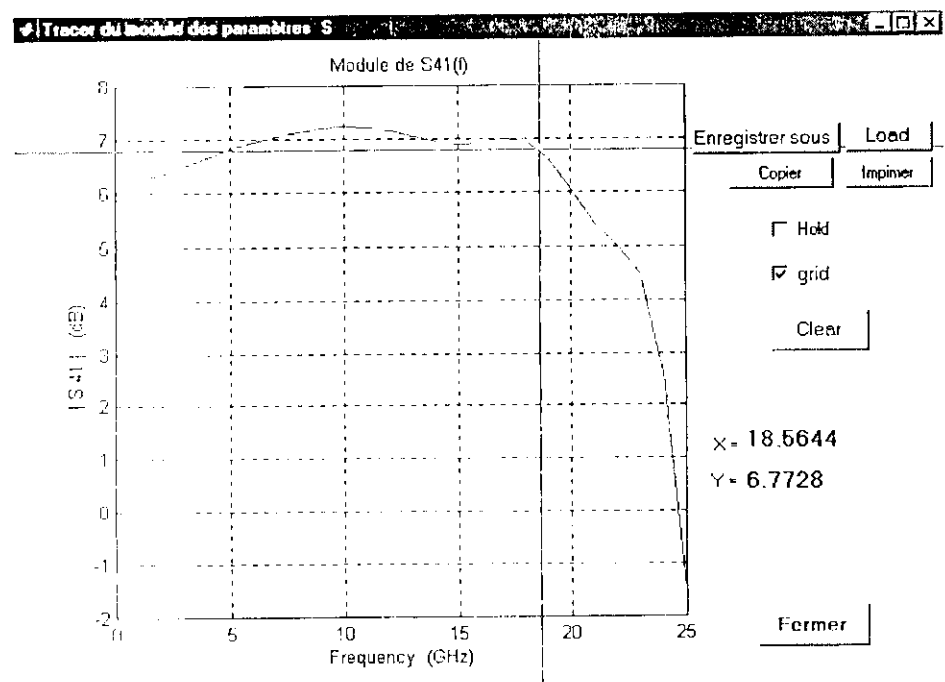


Figure 4.9 : Tracé d'un amplificateur distribué du module S_{11} en fonction de la fréquence

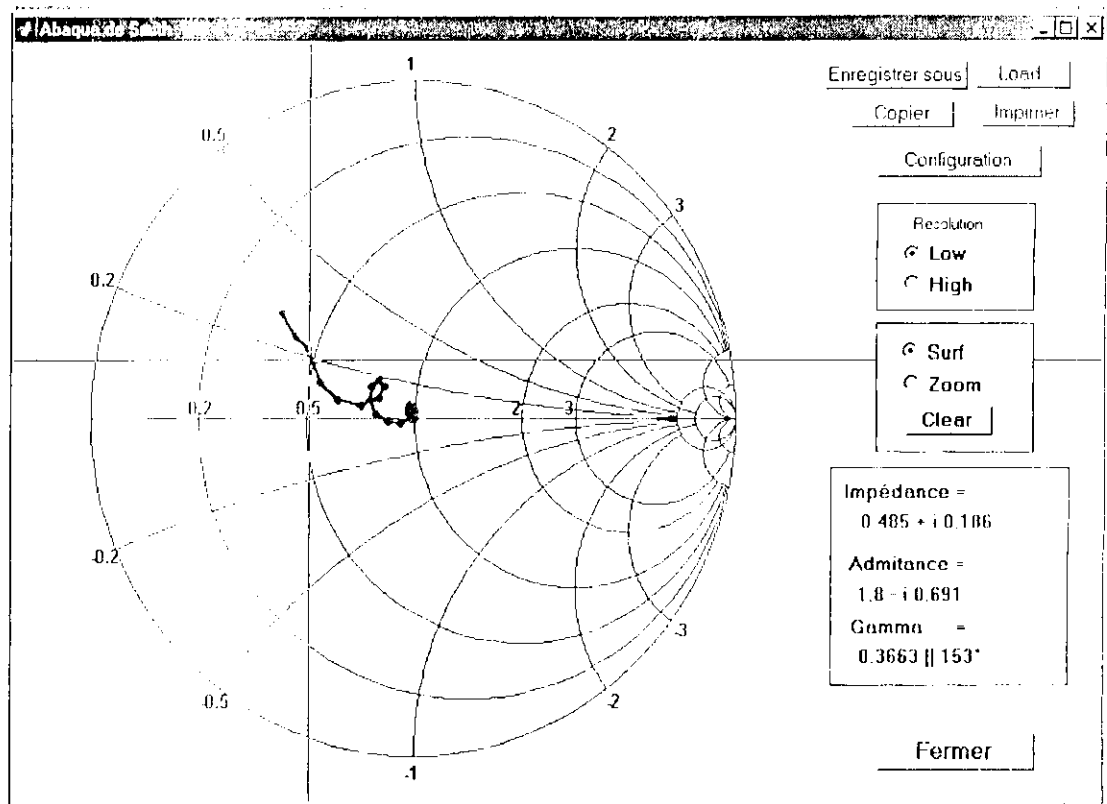


Figure 4.10 : Tracé de S_{11} en fonction de la fréquence sur l'abaque de Smith d'un amplificateur distribué

Chaque fenêtre contient un certain nombre de boutons et chacun d'eux a une fonction précise. En effet, pour la fenêtre de la figure 4.9, nous avons :

- **Load** : permet d'ouvrir les fichiers existant dans le répertoire Datafig ;
- **Enregistrer sous** : permet d'enregistrer les résultats obtenus avec une extension (*.fig) ;
- **Copie** : permet de copier la figure ;
- **Hold** : permet de garder l'enceinte graphique ;
- **Clear** : permet d'effacer le graphique ;
- **grid** : permet d'afficher la grille .

Le déplacement du curseur sur le graphique, permet de lire les différentes valeurs.

et pour la fenêtre de la figure 4.10 :

- **Load** : permet d'ouvrir les fichiers existant dans le répertoire DataAbaque ;
- **Enregistrer sous** : permet d'enregistrer les résultats obtenus avec une extension (*.ab.mat) ;

- **Copie** : permet de copier la l'abaque de smith;
- **Low et High** : permet de modifier la résolution de l'abaque de smith ;
- **Zoom** : permet de faire le Zoom ;
- **Surf** : permet de lire les valeurs sur l'abaque ;
- **Configuration** : l'activation du bouton configuration permet de faire apparaître une autre boîte de dialogue (Figure 4.11). Grâce à cette boîte que nous pouvons garder l'enceinte graphe en activant **Hold**, ou l'effacer en activant **Clear**.

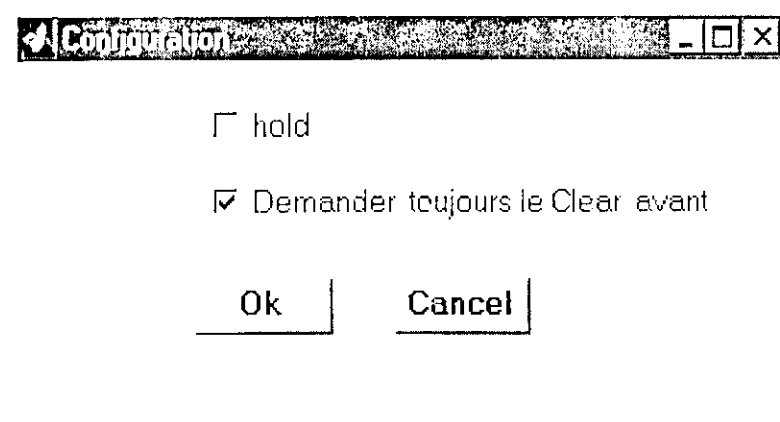


Figure 4.11 : Boîte de dialogue de l'option configuration

Partie 4 :

Pour faire l'analyse de la sensibilité il faut :

- connecter le réseau ;
- spécifier :
 - le numéro du composant (CmpNumber) ;
 - le paramètre de ce composant auquel est calculée la sensibilité des performances (Param) ;
 - le port excité (ExcitPort) ;
 - la fréquence d'analyse (Freq).
- cliquer sur le bouton **analyse de la sensibilité**.

4-2-2 Rubrique synthèse

La figure 4.12, montre les articles du menu synthèse qui se trouvent dans la fenêtre principale :

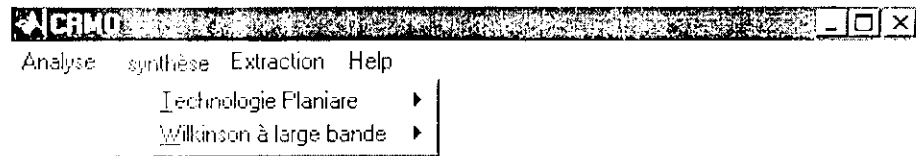


Figure 4.12 : Fenêtre principale : menu synthèse

4-2-2-1 Sous menu Technologie Planaire

La figure 4.13, montre le contenu du sous menu Technologie Planaire

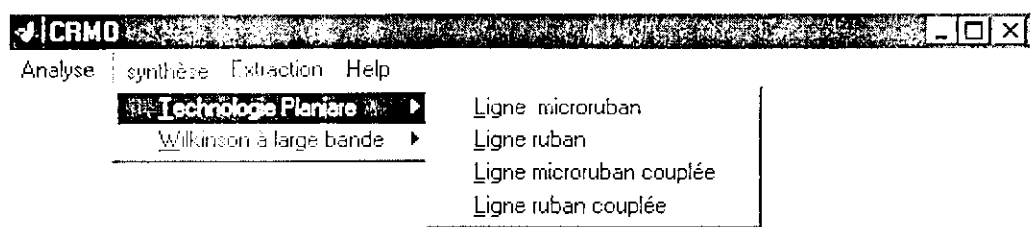


Figure 4.13 : Sous menu Technologie Planaire

- **Ligne microruban** : permet de faire la synthèse d'une ligne microruban (Figure 4.14) ;
- **Ligne ruban** : permet de faire la synthèse d'une ligne ruban (Figure 4.15),
- **Ligne microruban couplée** : permet de faire la synthèse d'une ligne microruban couplée (Figure 4.16).
- **Ligne ruban couplée** : permet de faire la synthèse d'une ligne ruban couplée (Figure 4.17),

Ligne Microruban

Valeur de l'impédance caractéristique Z en Ohms	70	Permittivité relative	10
Epaisseur du diélectrique en mm	0.1	Epaisseur du ruban en mm	0.001
Fréquence centrale en Hz	10 ⁹		

Résultats de la synthèse

Largeur de la ligne en mm	0.042461	Permittivité effective	6.3431
Longueur de la ligne en mm	29.7791		

Executer Fermer

Figure 4.14 : Boite de dialogue pour la synthèse de la ligne microruban

Ligne ruban

Valeur de l'impédance caractéristique Z en Ohms	100	Permittivité relative	10
Fréquence de travail en Hz	10 ⁹	Epaisseur du diélectrique en mm	1
Epaisseur du ruban en mm	0.5		

Résultats de la synthèse

Largeur de la ligne en mm	0.33573	Longueur de la ligne en mm	23.7171
---------------------------	---------	----------------------------	---------

Executer Fermer

Figure 4.15 : Boite de dialogue pour la synthèse d'une ligne ruban

Ligne Microruban Couplée

L'impédance caractéristique des deux lignes en Ohms	50	Facteur de couplage en dB	20
Fréquence de travail en Hz	10 ⁹	Permittivité relative	10
Epaisseur du diélectrique en mm	0.1		

Résultats de la synthèse

Impédance caractéristique du mode pair en Ohms	55.2771	Impédance caractéristique du mode impair en Ohms	45.2267
Largeur des deux lignes couplées en mm	0.094701	Espace entre ligne en mm	0.13387

Executer Fermer

Figure 4.16 : Boîte de dialogue pour la synthèse d'une ligne microruban couplée

Ligne Ruban Couplée

L'impédance caractéristique des deux lignes en Ohms	50	Facteur de couplage en dB	20
Fréquence de travail en Hz	10 ⁹	Permittivité relative	10
Epaisseur du diélectrique en mm	1	Epaisseur du ruban en mm	0.01

Résultats de la synthèse

Impédance caractéristique du mode pair en Ohms	55.2771	Impédance caractéristique du mode impair en Ohms	45.2267
Largeur des deux lignes couplées en mm	0.18047	Espace entre ligne en mm	0.47787
La longueur des lignes couplées en mm	23.7171		

Executer Fermer

Figure 4.17 : Boîte de dialogue pour la synthèse d'une ligne ruban couplée

4-2-2-2 Sous menu Wilkinson à large bande

La figure 4.18, montre le contenu du sous menu Wilkinson à large bande :

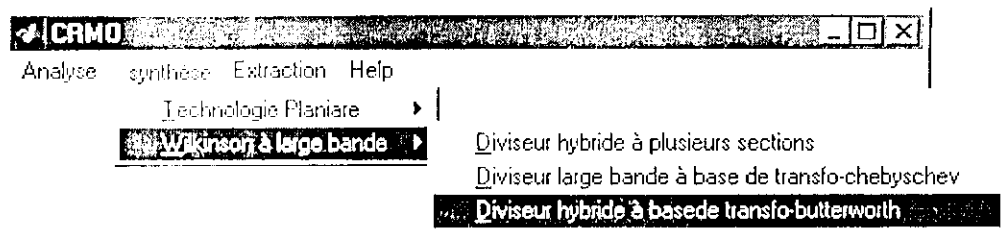


Figure 4.18 : Sous menu Wilkinson à large bande

- **Diviseur hybride à plusieurs sections** : permet de faire la synthèse et la conception d'un diviseur hybride à plusieurs sections (Figure 4.19),
- **Diviseur large bande à base de transfo-chebyshev** : permet de faire la synthèse et la conception d'un diviseur large bande à base d'un transformateur chebyshev (Figure 4.20) :
- **Diviseur large bande à base de transfo-butterworth** : permet de faire la synthèse et la conception d'un diviseur large bande à base d'un transformateur butterworth (Figure 4.21) :

Sélection des données :
 Impédance caractéristique Z_0 en Ohm : 50
 TOS : 1.2
 Permittivité relative : 10
 Fréquence centrale en Hz : 1e+009
 Facteur d'isolation en dB : 20
 Epaisseur du diélectrique en mm : 1
 bande passante relative : 0.5
 Epaisseur du ruban en mm : 0.5

Caractérisation du diviseur de Puissance

	Γ_{11} en dB	Γ_{22} en dB
R ₁ en Ohm	60.985	81.99
R ₂ en Ohm	241.02	98.01

Résultat de la Synthèse

	W ₁ en mm	W ₂ en mm
U ₁ en mm	0.60485	0.26425
U ₂ en mm	29.446	30.055

W₀ en mm : 0.94333

Matériau : Microruban

Executer Fermer

Figure 4.19 : Boîte de dialogue pour la synthèse et la conception d'un diviseurs hybride à plusieurs

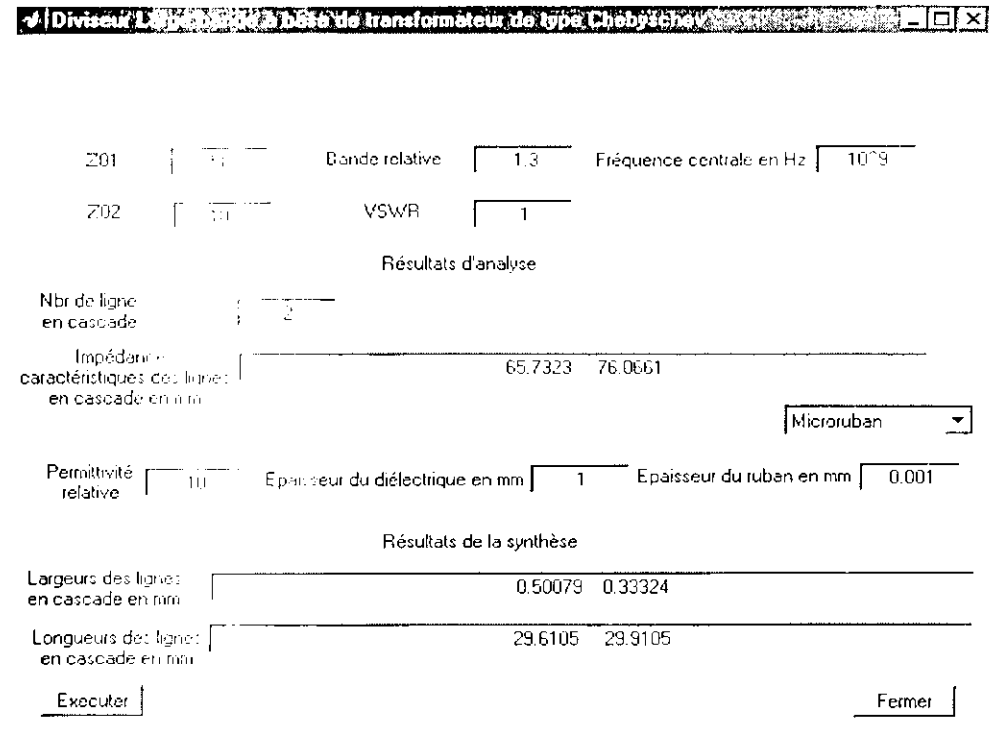


Figure 4.20 : Boîte de dialogue pour la synthèse et la conception d'un diviseur hybride à base de transformateur chebyshev

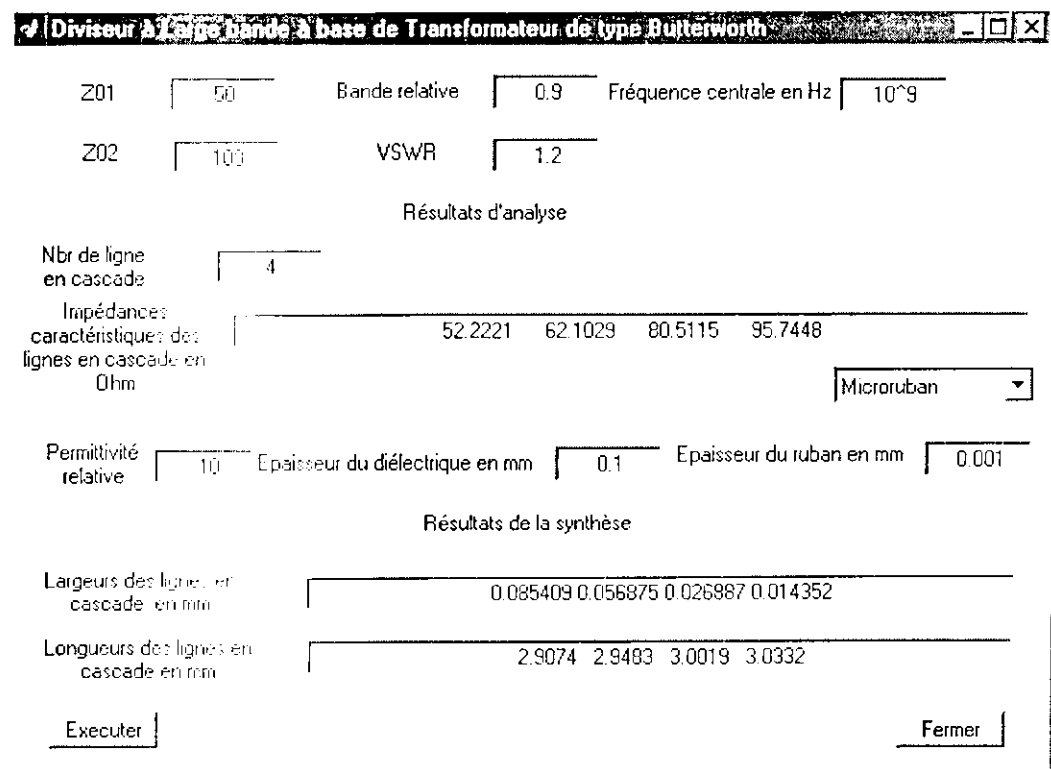


Figure 4.21 : Boîte de dialogue pour la synthèse et la conception d'un diviseur hybride à base de transformateur butterworth

4-2-3 Rubrique Extraction

La figure 4.22, montre les articles du menu Extraction :

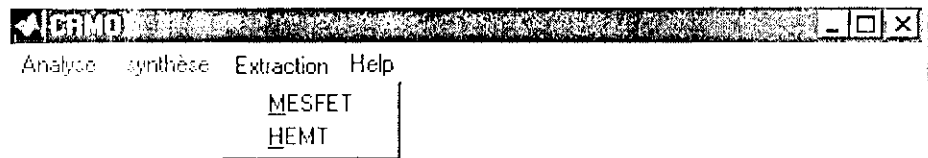


Figure 4.22 : Articles du menu Extraction

- **MESFET** : Extraction des paramètres du transistor MESFET ;
- **HEMT** : Extraction des paramètres du transistor HEMT.

4-2-3-1 les sous menus MESFET/HEMT

Pour faire l'extraction des paramètres des transistors MESFET et HEMT il faut activer (Analyse \rightarrow MESFET ou HEMT). La boîte de dialogue de la figure 4.23 va apparaître pour le transistor MESFET tant dis que pour le HEMT, c'est la boîte de dialogue de la figure 4.24 qui va apparaître.

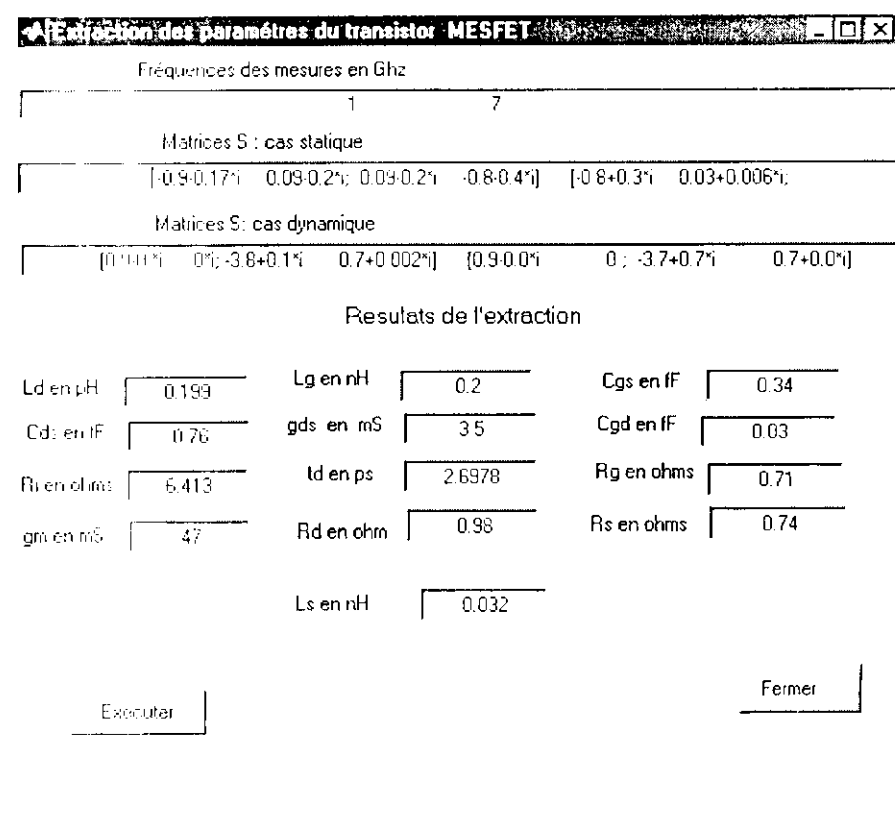


Figure 4.23 : Boîte de dialogue de l'extraction des paramètres du transistor MESFET

Extraction des paramètres du transistor HEMT

Fréquence des mesures en Ghz
1 7

Matrice S cas statique
[0.9+0.12j 0.06-0.2j 0.06-0.2j -0.8-0.38j] [-0.6+0.6j 0.08+0.08j]

Matrice S cas dynamique
[1.9-0.02j 0+0j] [-5.8+0.5j 0.7-0j] [0.9-0.1j 0+0.01j]

Résultats de l'extraction

Lg en pH	0.4	Ld en pH	0.34	Rs en ohms	0.23
Ls en pH	0.1	Ri en ohms	22.11	Rg en ohms	0.23
Cgs en fF	27.4	g0 en mS	3	Rd en ohms	0.4
Cds en fF	11.7	Cgd en fF	4.1	gm en mS	68.2
		td en ps	3.2947		

Executer Fremer

Figure 4.24 : Boîte de dialogue de l'extraction des paramètres du transistor HEMT

4-2-4 Menu Help

Pour permettre à l'utilisateur de connaître le fonctionnement du logiciel et la bibliothèque des composants, nous avons introduire un menu HELP (figure 4.25)

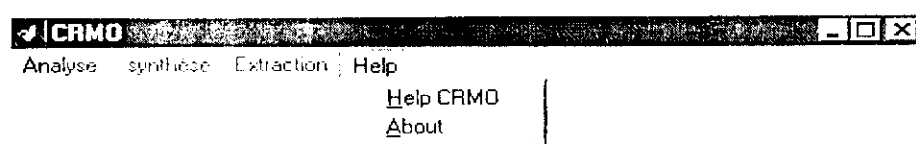


Figure 4.25 : Article Help dans la fenêtre principale

Pour accéder au sous menu **Help CRMO** (Figure 4.26) de la fenêtre principale, activer (Help → **Help CRMO**).

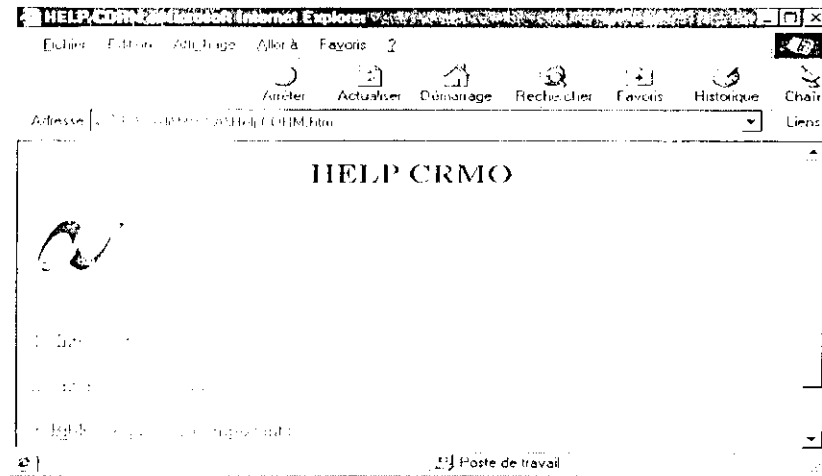


Figure 4.26 : Menu Help du logiciel CRMO

L'article Help de menu de la fenêtre principale contient aussi le sous menu **About** (figure 4.27) qui permet de donner une information sur le logiciel.

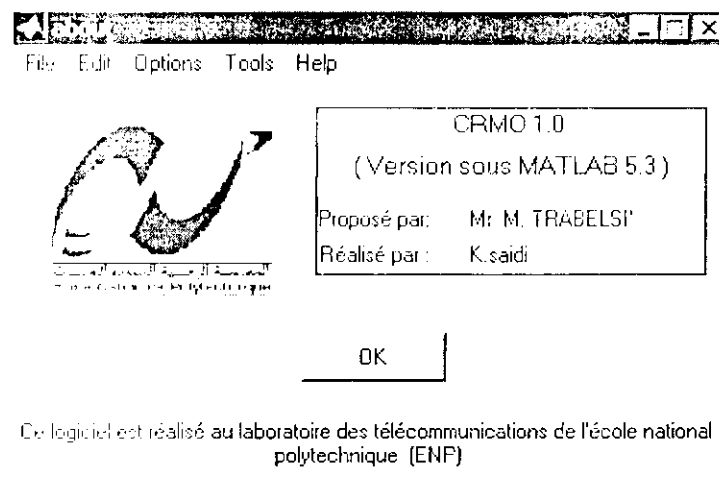


Figure 4.27 : Menu about du logiciel CRMO

APPLICATIONS ET COMPARAISONS

5-1 Introduction

Nous allons appliquer le logiciel réalisé pour :

- Analyser les performances d'un certain nombre de réseaux passifs et actifs.
- Evaluer la sensibilité d'un réseau passif.
- Extraire les paramètres des éléments de différents transistors.

Les résultats obtenus à l'aide de notre logiciel seront ensuite confrontés à ceux fournis par SERENADE.

5-2 Analyse des réseaux

Les réseaux passifs et actifs choisis ainsi que leurs performances sont les suivants:

- circuit passif à constantes localisées (Figure 5.1) dont les caractéristiques sont données par la figure 5.2;
 - réseau constitué de deux lignes microruban introduisant une variation symétrique de largeur (figure 5.3), dont les caractéristique sont données par la figure 5.4;
 - diviseur combineur de Wilkinson en technologie microruban (Figure 5.5) pris en tant qu'entité (composant) [3,4] dont les caractéristique sont données par la figure 5.6;
 - amplificateur distribué (Figure 5.7), pris comme un composant à part entière, utilisant un transistor MESFET dont le schéma électrique simplifié est donné par la figure 5.8. Les performances de cet amplificateur distribué sont illustrées par la figure 5.9;
 - amplificateur distribué combiné (Figure 5.10) constitué d'un amplificateur distribué (Figure 5.7) et d'un diviseur / combineur de Wilkinson (Figure 5.5), dont les performances sont illustrées par la figure 5.11.
-

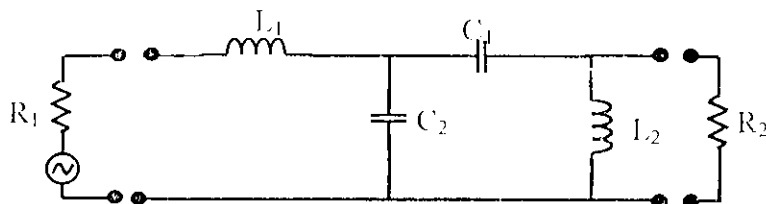


Figure 5.1: Réseau passif à constantes localisées
 $L_1 = 17.09 \text{ nH}$, $L_2 = 38.94 \text{ nH}$, $C_1 = 58.59 \text{ Pf}$,
 $C_2 = 18.27 \text{ nH}$, $R_1 = 50 \Omega$, $R_2 = 15.76 \Omega$.

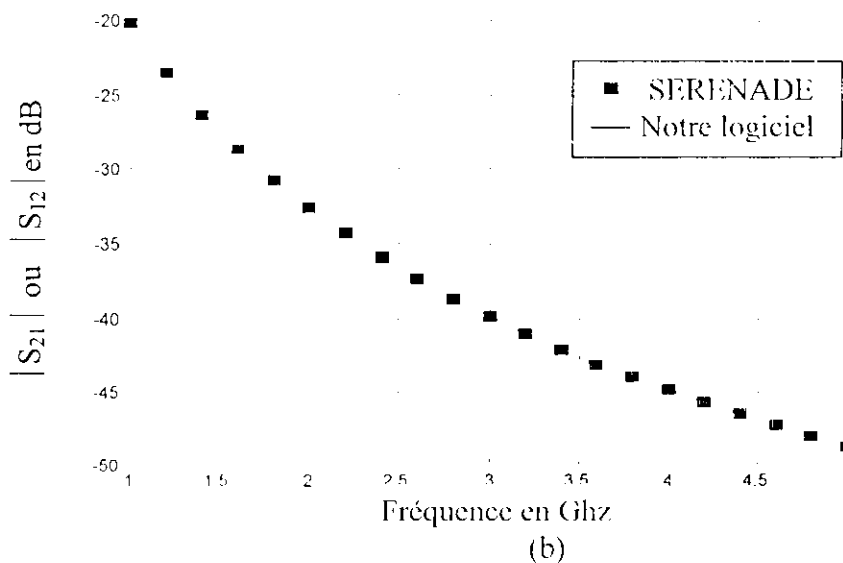
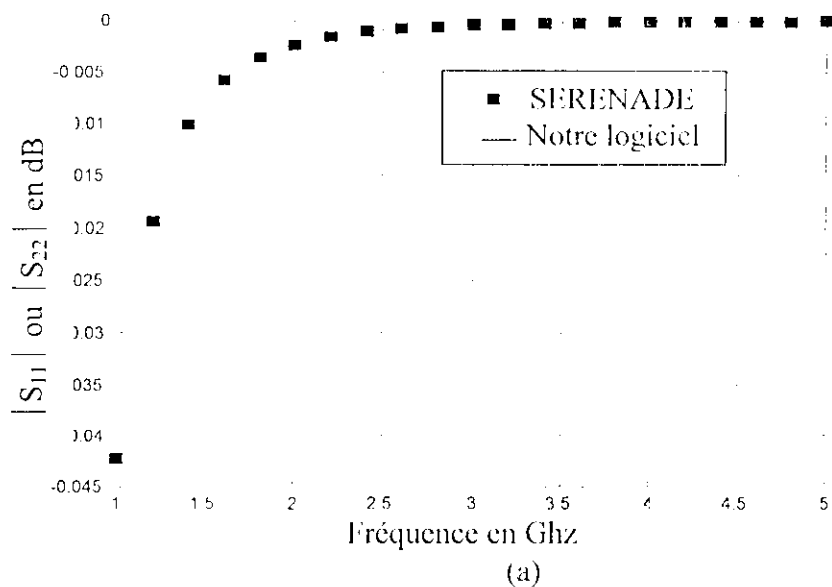


Figure5.2 : Variation des paramètre S du réseau passif (Figure 5.1)

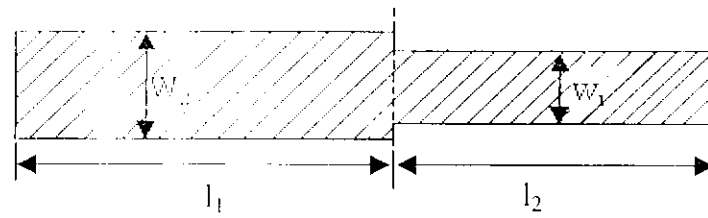


Figure 5.3 : réseaux de deux lignes microruban
 $W_2 = 0.432 \text{ mm}$, $l_2 = 11.914 \text{ mm}$, $W_1 = 0.132 \text{ mm}$,
 $l_1 = 5.79 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 9$, $h = 0.27 \text{ mm}$ et $f_0 = 5 \text{ GHz}$

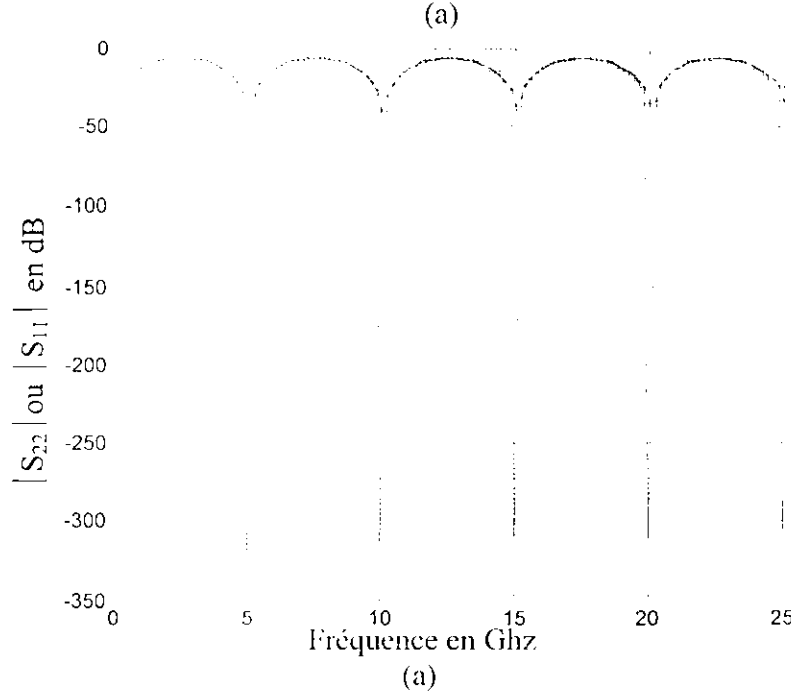
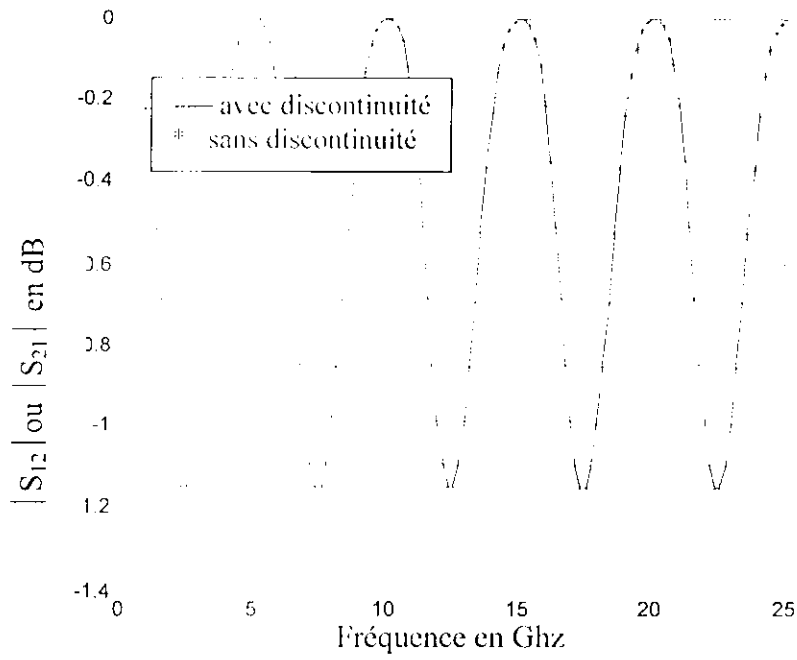


Figure 5.4 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence d'un réseau en technologie microruban (figure 5.3).

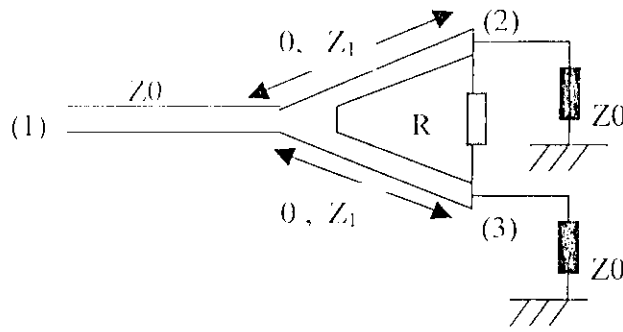
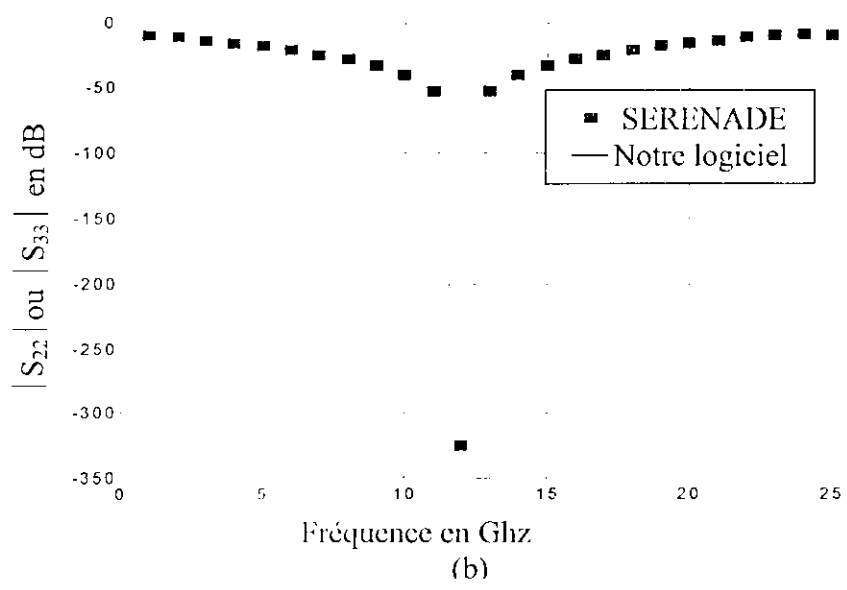
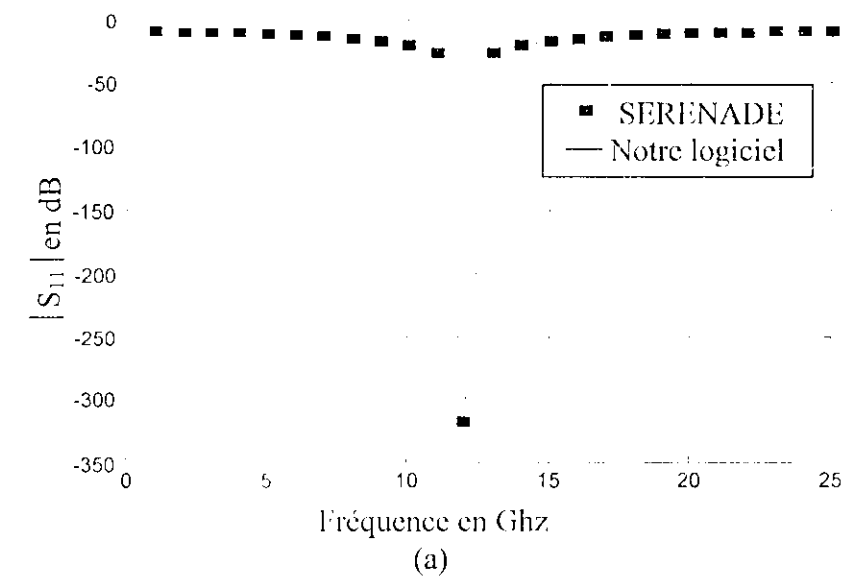


Figure 5.5 : Schéma électrique du diviseur de Wilkinson en technologie microruban où $\theta = 90^\circ$ à la fréquence 12GHz. $Z_1 = 50\sqrt{2} \Omega$, $Z_0 = 50 \Omega$ et $R = 100 \Omega$



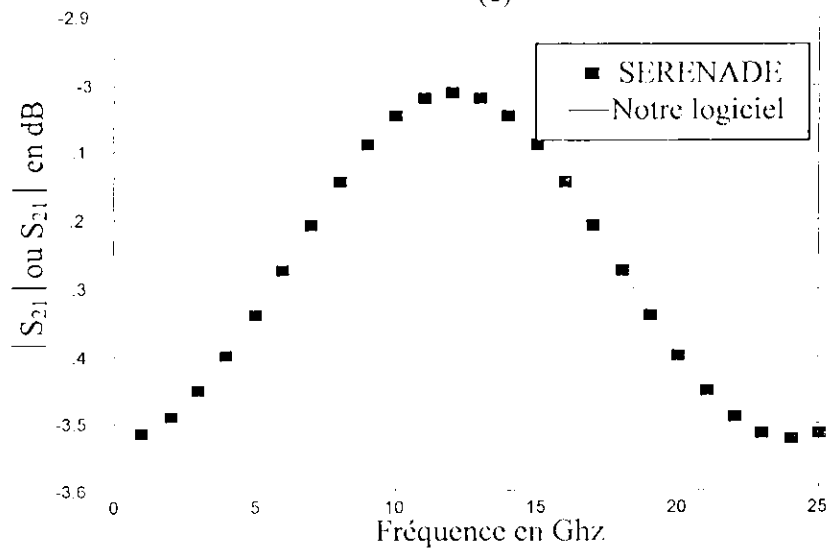
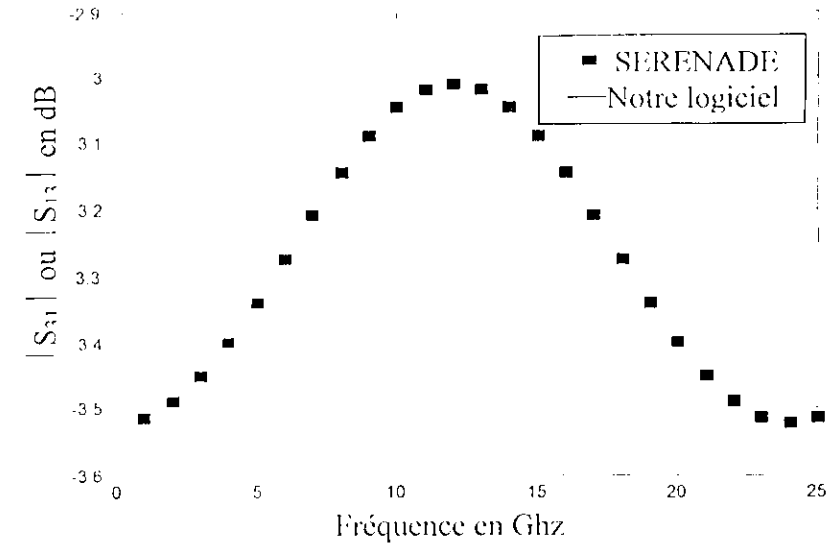


Figure 5.6 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence d'un diviseur

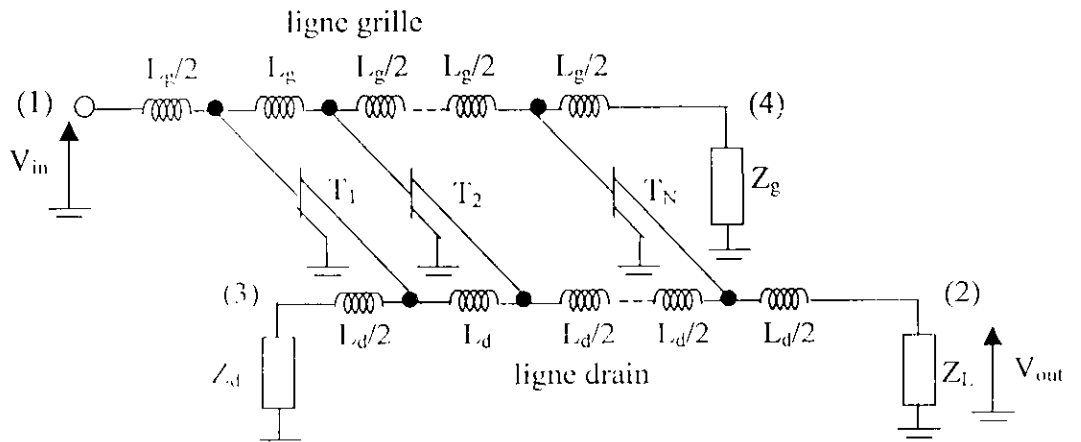


Figure 5.7 : Schéma d'un amplificateur distribué
 $L_g = L_d = 0.625 \text{ nH}$

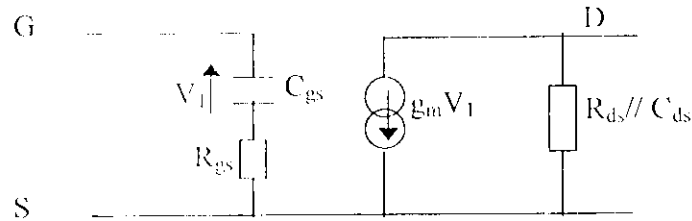
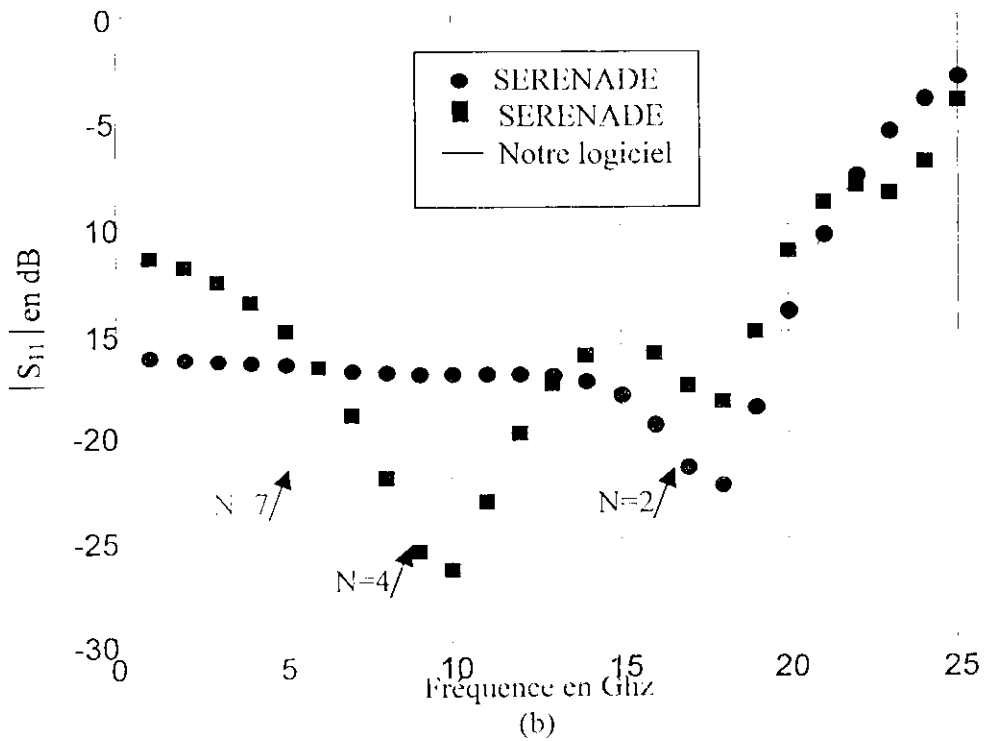
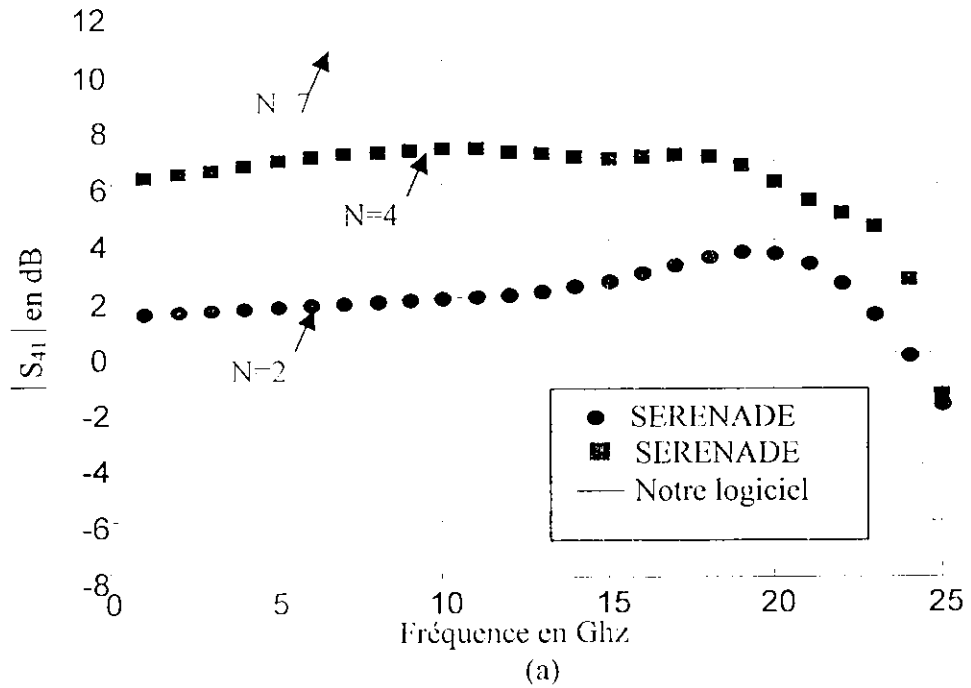


Figure 5.8 : Modèle simplifié du transistor MESFET.
 où $g_m=0.28\text{mS}$, $R_{ds}=272\ \Omega$, $R_{gs}=5.2\ \Omega$
 $C_{gs}=0.25\text{pF}$ et $C_{ds}=0.066\text{pF}$.



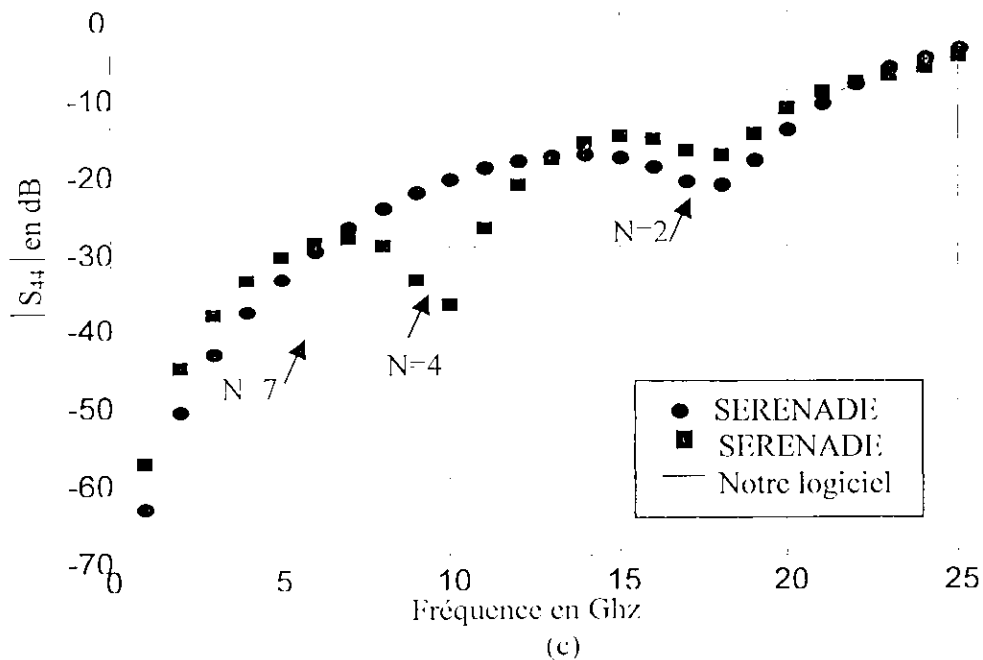


Figure 5.9: Variation des paramètres S d'un amplificateur distribué à N transistors .

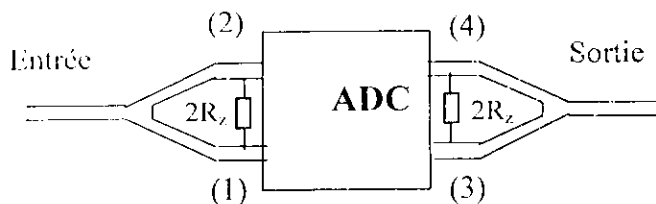
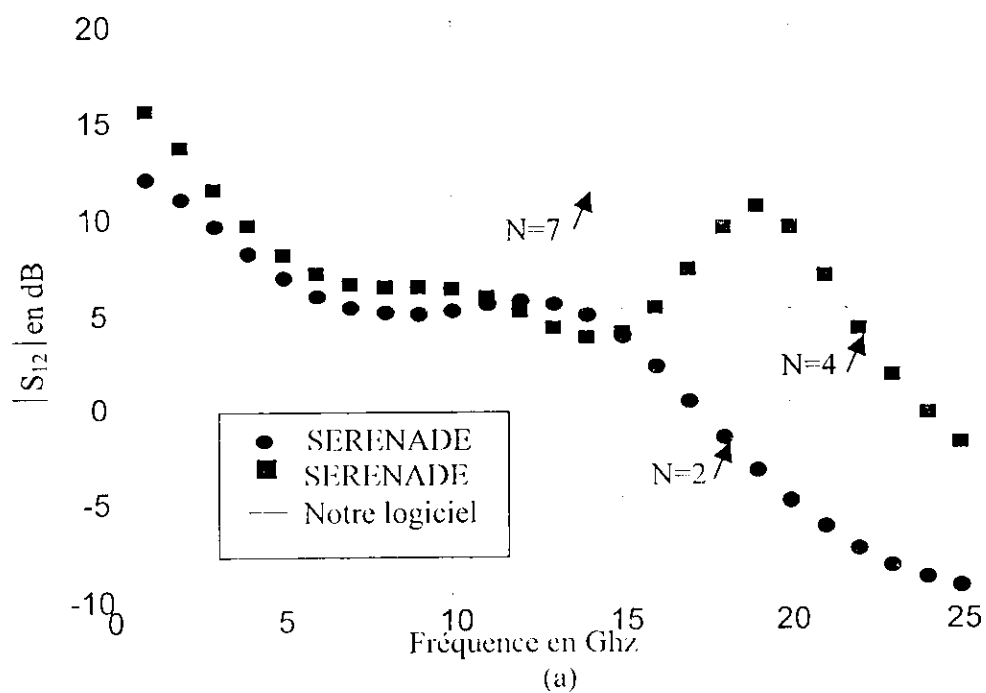


Figure 5.10 : Topologie d'un amplificateur distribué combiné



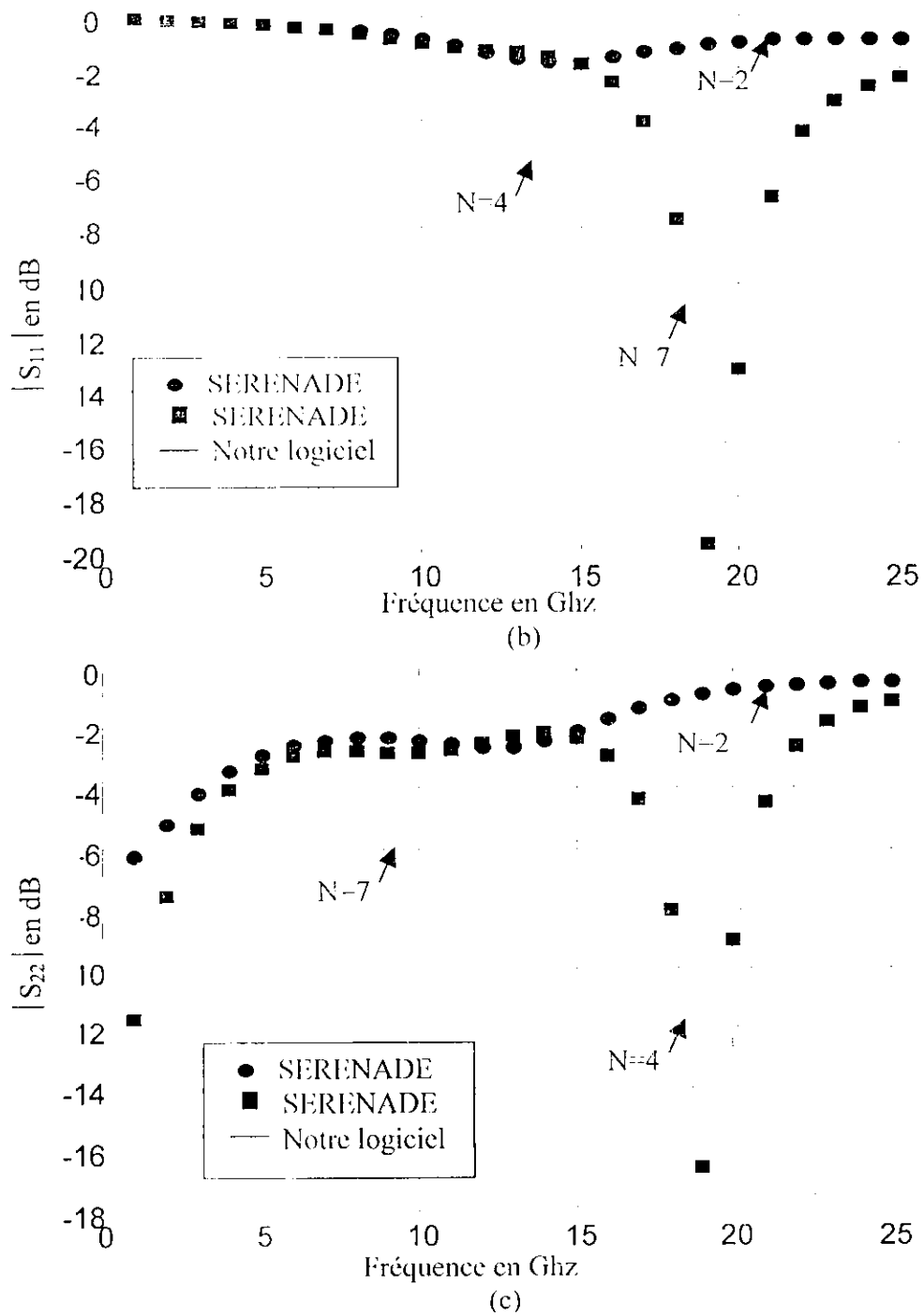


Figure 5.11: Variation des paramètres S d'un amplificateur distribué combiné à N

Les conclusions les plus importantes que nous pouvons tirer de cette analyse sont :

- la bonne concordance entre nos résultats et ceux obtenus par SERENADE, ce qui confirme le bon choix de la méthode choisie,
- la possibilité de prendre en compte les discontinuités par une méthode simple,

- la limitation du nombre de composants (25 au maximum) imposée par le logiciel SERENADE est inexistante dans le cas de notre logiciel comme le montre les figures 5.9 et 5.11. En effet, ces figures indiquent que l'usage de SERENADE ne permet l'usage de quatre transistors alors qu'avec notre logiciel le nombre peut être plus grand (sept et plus).

5-3 Analyse de la sensibilité

Pour l'évaluation de la sensibilité, nous avons pris l'exemple étudié dans [1] et représenté par la figure 5.12. Nous avons pour cela appliqué la méthode des réseaux adjoints.

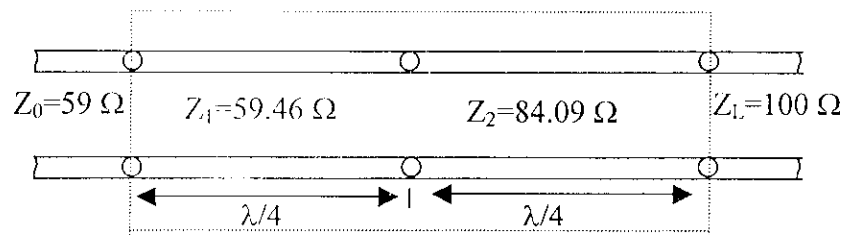


Figure 5.2 : Transformateur quart d'onde a deux sections

Les sensibilités de S_{11} par rapport à Z_1 et Z_2 , les impédances caractéristiques des deux transformateurs quart d'onde, sont calculées et comparés à ceux de [1]. Cette comparaison, illustrée par le tableau 5.1, montre des écarts négligeables.

Evaluation de la sensibilité	Résultats [1]	Nos résultats	Ecart	
			absolu	en (%)
$\frac{\partial S_{11}}{\partial Z_1}$	0.016642	0.016818	$1.76 \cdot 10^{-4}$	1.05
$\frac{\partial S_{11}}{\partial Z_2}$	-0.011823	-0.011892	$6 \cdot 10^{-5}$	0.50

Tableau 5.1: Comparaison des valeur données par [1] et celles calculées par notre

5-4 Extraction des paramètres des transistors MESFET et HEMT

Nous avons choisi les transistors MESFET et HEMT utilisées dans [35] et [36]. Les tableaux suivants donnent les valeurs des paramètres des éléments des models

électriques de ces transistors. Ces valeurs sont obtenues soit par [35] ou par [36] soit par notre logiciel.

- Pour le MESFET

a) Résistances

Résistances (Ω)	Données[35]	Nos résultats	Ecart	
			absolu	en
R_s	0.75	0.74	10^{-2}	1.33
R_g	0.72	0.71	10^{-2}	1.39
R_d	0.99	0.98	10^{-2}	1.01
R_i	6.5	6.4	0.1	1.54

b) Transconductance et conductance

Transconductance et conductance (mS)	Données [35]	Nos résultats	Ecart	
			absolu	en (%)
g_m	47.72	47	0.72	1.51
g_d	3.61	3.5	0.11	3.05

c) Capacités

Capacités (fF)	Données[35]	Nos résultats	Ecart	
			absolu	en
C_{gd}	0.034	0.03	$4 \cdot 10^{-3}$	11.76
C_{gs}	0.35	0.34	10^{-2}	2.85
C_{ds}	0.76	0.76	0	0

d) Inductance

Inductance (pH)	Données[35]	Nos résultats	Ecart	
			absolu	en
L_s	0.037	0.032	$5 \cdot 10^{-3}$	13.51
L_g	0.202	0.20	$2 \cdot 10^{-3}$	0.99
L_d	0.198	0.199	10^{-3}	2.55

- Pour HEMT

a) Résistances

Résistances(Ω)	Données [36]	Nos résultats	Ecart	
			absolu	en (%)
R_s	0.25	0.23	$2 \cdot 10^{-2}$	8
R_g	0.25	0.23	$2 \cdot 10^{-2}$	8
R_d	0.5	0.4	0.1	20
R_i	22.28	22.11	0.17	0.7

b) Transconductance et conductance

Transconductance et conductance (mS)		Données [36]	Nos résultats	Ecart	
				absolu	en (%)
	g_m	68.4	68.2	0.2	0.29
	g_d	3.8	3	0.8	21.05

c) Capacités

Capacités (fF)	Données [36]	Nos résultats	Ecart	
			absolu	en (%)
C_{gd}	4.27	4.1	0.17	3.98
C_{gs}	27.9	27.4	0.5	1.97
C_{ds}	11.59	11.7	0.11	0.94

d) Inductance

Inductance (pH)	Données [36]	Nos résultats	Ecart	
			absolu	en (%)
L_s	0.1	0.1	0	0
L_g	0.48	0.4	$8 \cdot 10^{-2}$	16.66
L_d	0.35	0.34	10^{-2}	2.85

Nous constatons que les écarts entre les résultats obtenus par notre logiciel et ceux de [35] et [36] sont de l'ordre de 1% à 3% pour le MESFET, sauf pour C_{gd} et L_s qui ont pour valeurs respectives 11.76% et 13.51%. Ceci peut s'expliquer par le fait que S_{12} qui dépend fortement de C_{gd} et L_s est trop faible et sa mesure pourrait être entachée d'erreurs. Pour le HEMT, il s'agit aussi des même constatations.

CONCLUSION GENERALE

Ce travail nous a permis, de développer un logiciel de conception des circuits qui englobe la quasi majorité des composants qu'ils soient à constantes localisées ou réparties ainsi que leurs discontinuités. Les chercheurs du laboratoire de télécommunications disposeront désormais un outil de simulation, d'analyse, de synthèse et d'extraction des paramètres du MESFET et du HEMT aux fréquences micro-ondes.

La généralisation, la rapidité ainsi que la facilité de programmation de la méthode appelée "*matrice [S] avec séparation des accès*" et la précision de la méthode dite "*méthode de réseau adjoint*" ont été constatées lors de leur application, ce qui nous conforte dans notre choix.

L'analyse des discontinuités par la méthode "*matrice [S] avec séparation des accès*" est aisée et montre que leurs effets sont effectivement de plus en plus importants en hautes fréquences. Leur prise en compte permet donc d'améliorer toute conception.

Les équations régissant les paramètres des éléments des transistors (MESFET, HEMT et HBT) sont non linéaires. Leur détermination est plus ou moins, voire impossible, car les méthodes utilisées sont des méthodes itératives dont l'efficacité dépend entre autre du bon choix du vecteur initial. Pour éviter l'emploi de ce genre de méthodes, nous avons proposé la méthode appelée "*régression linéaire multiple*" qui traite des équations linéaires que nous avons trouvées.

Pour le cas du HBT, nous n'avons pas pu appliquer la méthode "*régression linéaire multiple*" à cause de la complexité du modèle électrique. A cet effet, nous avons fait appel à la méthode d'optimisation de "*Levenberg-Marquardt*," dont les résultats n'ont pas été réalistes. Nous pensons que ceci est du à la faiblesse des valeurs des paramètres du transistor (de l'ordre du pico.).

La précision et la non limitation du nombre de circuits de notre logiciel ont été démontrées en étudiant différents réseaux et ce quelle que soient leurs technologies.

ANNEXE A

Représentation du générateur de tension par une onde source

Considérons la jonction π_c qui sépare le générateur de fem E_g et d'impédance interne Z_g de la charge Z_c qui peut être l'entrée d'un dispositif.

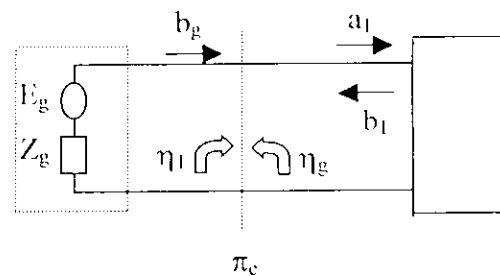


Figure A.1 : Représentation d'un générateur-charge

Avec :

b_g onde émise par le générateur.

a_1 et b_1 sont respectivement ondes incidente (provenante du générateur) et réfléchie par le du dispositif.

η_1 coefficient de réflexion vu par le générateur .

η_g coefficient de réflexions vu par la charge .

où :

$$\eta_1 = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (\text{A.1})$$

$$\eta_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (\text{A.2})$$

avec Z_0 , l'impédance de normalisation qui est supposée réelle est arbitraire.

- Si $\eta_1 \neq 0$ on aura au niveau de la jonction π_c des réflexions successives, comme suit :

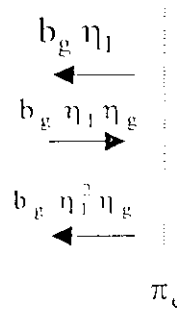


Figure A.2 : Réflexions successives au niveau de la jonction

D'où :

$$b_1 = b_g \eta_1 + b_g \eta_1 \eta_g + b_g \eta_1^2 \eta_g + b_g \eta_1^3 \eta_g^2 + \dots + b_g \eta_1^{(n+1)} \eta_g^n$$

$$b_1 = b_g \eta_1 \underbrace{\left[1 + (\eta_1 \eta_g) + \dots + (\eta_1 \eta_g)^m \right]}_E$$

E est une suite géométrique de raison $\eta_1 \eta_2$ ($|\eta_1 \eta_2| < 1$). Dans ce cas, et sachant que b_1 est obtenue en régime établi lorsque n tend vers l'infini, l'expression de b_1 devient:

$$b_1 = b_g \frac{\eta_1}{1 - \eta_1 \eta_g} \quad (\text{A.3})$$

Nous avons aussi la relation suivante :

$$b_1 = \eta_1 a_1 \quad (\text{A.4})$$

Les relations (A.3) et (A.4), donnent :

$$a_1 = \frac{b_g}{1 - \eta_1 \eta_g} \quad (\text{A.5})$$

En combinant les relations (A.3) et (A.5), nous obtenons une autre expression de a_1 , comme suit :

$$a_1 = \eta_g b_1 + b_g \quad (\text{A.6})$$

b_g est l'onde émise par le générateur quand $Z_c = Z_0$ ($b_1 = 0$).

La relation donnant a_1 est :

$$a_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{V}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I \right] = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \frac{E_g}{Z_g + Z_0} Z_0$$

Comme $b_1 = 0$, la relation (A.6) devient :

$$a_1 = E_g \frac{\sqrt{Z_0}}{Z_g + Z_0} \quad (\text{A.7})$$

Au niveau de la jonction π_c (figure.A.1), nous remarquons que :

Posant $b'_g = c_g$ et $a_1 = b_g$, $b_1 = a_g$, l'expression (A.6) deviendra :

$$b_g = \eta_g a_g + c_g \quad (\text{A.8})$$

qui peut aussi s'écrire :

$$b_G = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} a_g + E_g \frac{\sqrt{Z_0}}{Z_g + Z_0} \quad (\text{A.9})$$

ANNEXE B

Analyse de la sensibilité d'un réseau micro-onde

L'analyse de la sensibilité se rapporte à celle du réseau adjoint [1].

• **Réseau à un multipôle :**

En dérivant la relation suivante :

$$[b] = [S][a] \quad (\text{B.1})$$

on obtient :

$$\frac{\partial [b]}{\partial \phi} = \frac{\partial [S]}{\partial \phi} [a] + [S] \frac{\partial [a]}{\partial \phi} \quad (\text{B.2})$$

En remplaçant respectivement les termes b et a par $\frac{\partial [b]}{\partial \phi}$ et $\frac{\partial [a]}{\partial \phi}$ dans la relation (1.24)

du chapitre 1 établie par le théorème de Tellegen, on trouve :

$$\frac{\partial [b_p]^t}{\partial \phi} [\alpha_p] - \frac{\partial [a_p]^t}{\partial \phi} [\beta_p] = \begin{bmatrix} \frac{\partial [b_p]}{\partial \phi} \\ \frac{\partial [b_c]}{\partial \phi} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} [\alpha_p] \\ [\alpha_c] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\partial [a_p]}{\partial \phi} \\ \frac{\partial [a_c]}{\partial \phi} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} [\beta_p] \\ [\beta_c] \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Dans le cas d'un seul multipôle, le premier membre de la relation (B.3) devient :

$$\frac{\partial [b]^t}{\partial \phi} [\alpha] - \frac{\partial [a]^t}{\partial \phi} [\beta] \quad (\text{B.4})$$

En utilisant la relation (B.2), (B.4) devient :

$$\left([a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} + \frac{\partial [a]^t}{\partial \phi} [S]^t \right) [\alpha] - \frac{\partial [a]^t}{\partial \phi} [\beta] \quad (\text{B.5})$$

ou bien

$$[a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} [\alpha] + \frac{\partial [a]^t}{\partial \phi} \left([S]^t [\alpha] - [\beta] \right) \quad (\text{B.6})$$

En supposant que le multipôle du circuit adjoint est caractérisé par :

$$[\beta] = [S'] [\alpha] \quad (\text{B.7})$$

avec : $[S'] = [S]^t$

Compte tenu de la relation (B.7), (B.6) se réduit à :

$$[a]^t \frac{\partial [S]}{\partial \phi} [\alpha] \quad (\text{B.8})$$

• Réseau à plusieurs multipôle

Compte tenu de (B.6), pour chaque composant du réseau, (B.3) devient :

$$\frac{\partial [b_p]^t}{\partial \phi} [\alpha_p] - \frac{\partial [a_p]}{\partial \phi} [\beta_p] = \sum_i [a_i]^t \frac{\partial [S_i]^t}{\partial \phi} [\alpha_i] + \sum_i \frac{\partial [a_i]^t}{\partial \phi} \left([S_i]^t [\alpha_i] - [\beta_i] \right) \quad (\text{B.9})$$

Puisque tous les composants constituant le réseau adjoint sont définis par :

$$[\beta_i] = [S_i]^t [\alpha_i] \quad (\text{B.10})$$

l'équation (B.9) se met alors sous la forme :

$$\frac{\partial [b_p]^t}{\partial \phi} [\alpha_p] - \frac{\partial [a_p]}{\partial \phi} [\beta_p] = \sum_i [a_i]^t \frac{\partial [S_i]^t}{\partial \phi} [\alpha_i] \quad (\text{B.11})$$

Normalement , le paramètre ϕ affecte les caractéristiques d'un seul composant, les caractéristiques des autres composants restent inchangées . Dans ce cas, on trouve :

$$\frac{\partial [b_p]^t}{\partial \phi} [\alpha_p] - \frac{\partial [a_p]}{\partial \phi} [\beta_p] = [a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} [\alpha] \quad (\text{B.12})$$

Si maintenant les accès externes sont adaptés , alors :

$$\frac{\partial [a_p]}{\partial \phi} = 0 \quad (\text{B.13})$$

En tenant compte de cette condition, (B.12) devient alors :

$$\frac{\partial [b_p]^t}{\partial \phi} [\alpha_p] = [a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} [\alpha] \quad (\text{B.14.a})$$

ou

$$\sum_{k \in E} [\alpha_k] \frac{\partial [b_k]}{\partial \phi} = [a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} [\alpha] \quad (\text{B.15.b})$$

où E est l'ensemble des accès externes.

Pour $i \neq j$, les pertes par insertion entre les ports j et i sont données par :

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (\text{B.16})$$

avec la condition que tout les a_k ($k \neq j$) sont nuls, en d'autres termes, $j^{\text{ème}}$ accès externe est excité par un générateur adapté et tous les autres accès externes sont terminés par des charges adaptées . Si $a_j = 1$, la relation (B.15) s'écrira :

$$\sum_{k \in E} [\alpha_k] \frac{\partial S_{kj}}{\partial \phi} = [a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} [\alpha] \quad (\text{B.17})$$

Si maintenant nous prenons $\alpha_j = 1$ et $\alpha_k = 0$ ($k \in E$), on obtient :

$$\frac{\partial S_{ij}}{\partial \phi} = [a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} [\alpha] \quad (\text{B.18})$$

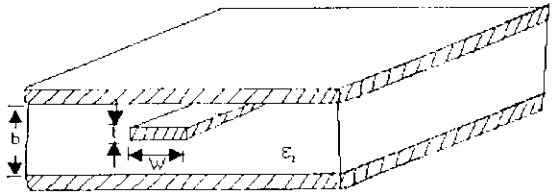
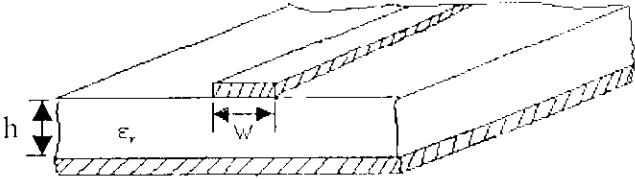
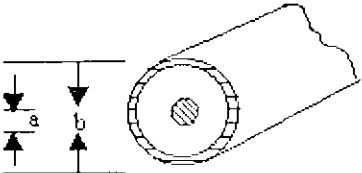
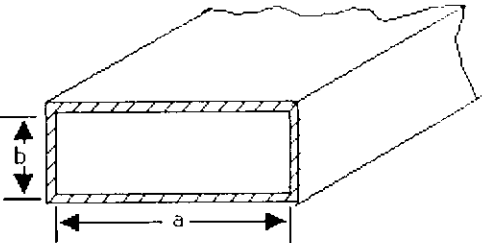
Où $i^{\text{ième}}$ accès externe dans le réseau adjoint est excité par un générateur adapté et tous les autres accès externes sont terminés par des charges adaptées.

Les gradients des S_{ij} sont déterminés en excitant convenablement le réseau adjoint ($a_j = \alpha_i = 1$).

ANNEXE C

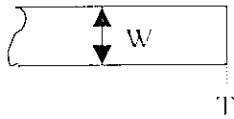
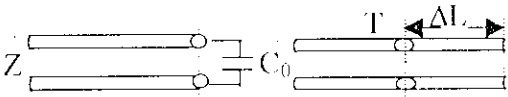
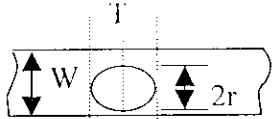
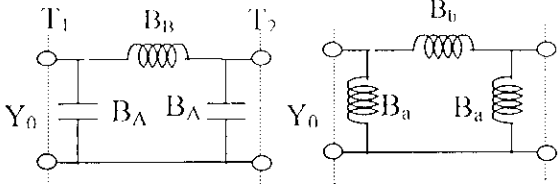
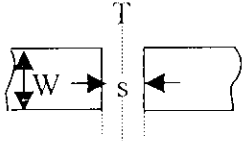
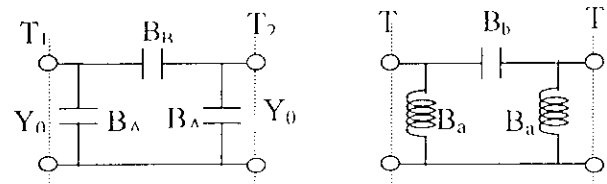
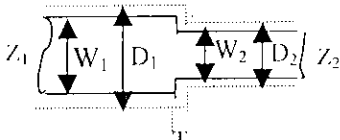
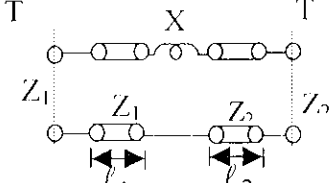
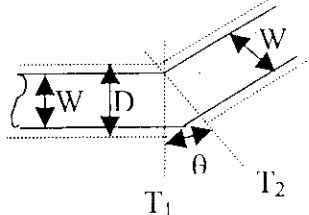
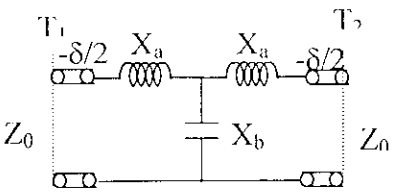
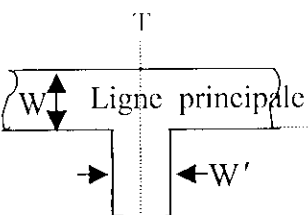
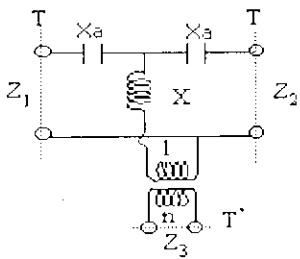
Les discontinuités dans les lignes de transmission

1-C Différentes structures des lignes de transmission

	Ligne ruban
	Ligne microbande,
	Coaxiale
	guide d'onde

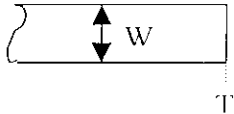
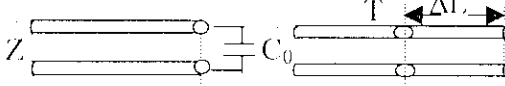
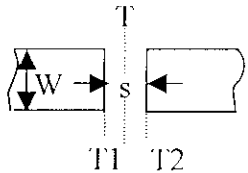
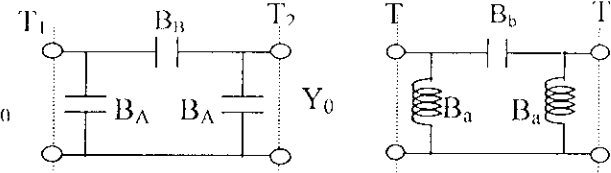
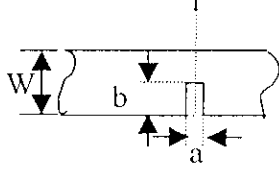
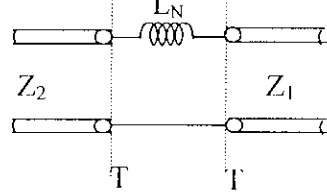
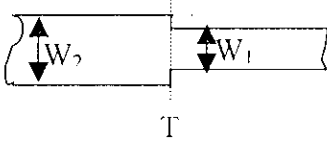
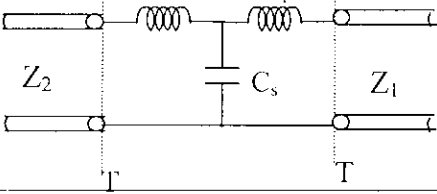
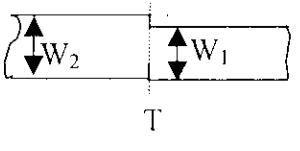
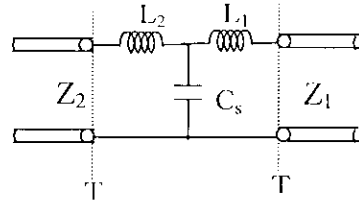
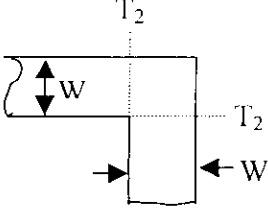
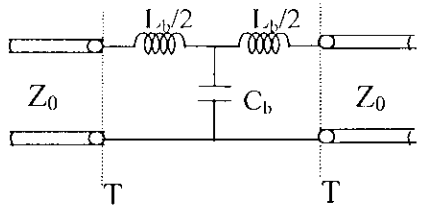
C-1 Discontinuités dans les lignes rubans

Ces discontinuités comportent : le circuit ouvert raccourci, le trou rond, le trou en série, le saut d'impédance, le coude, la jonction en T. Les réactances et les susceptances seront respectivement normalisées par rapport à Z_0 et Y_0 .

Discontinuités	Schéma équivalent	
		Circuit ouvert raccourci
		Tour rond
		Gap
		Saut d'impédance
		Coude
		Jonction en T

C-2 Les discontinuités dans les lignes microbandes

On y trouve les mêmes discontinuités que celles de la ligne ruban[1,6,11 ,13 ,14,15] avec d'autres discontinuités telle que encoche transversale étroite et jonction croisée.

Discontinuités	Schéma équivalent	Formules
		Circuit ouvert raccourci
		Gap
		Encoche transversale
		Variation symétrique de largeur
		Variation asymétrique de largeur
		Coude à angle droit

		<p>Jonction en T</p>
		<p>Jonction croisée</p>

C-3 Discontinuités dans les lignes coaxiales

Ces discontinuités comportent [1,16] : les gaps capacitifs, les jonctions en T, les fentes capacitives...

Discontinuité	Schéma équivalent	Formules
		<p>Trou capacitif</p>
		<p>Fente capacitive (Disque sur le conducteur intérieur)</p>
		<p>Fente capacitive (Disque sur le conducteur extérieur)</p>

C-4 Discontinuités dans les guides d'onde

Un guide d'onde peut généralement comporter [1,17] des pistons, des diaphragmes, des jonctions, des variations, des ouvertures et des coudes etc. Ces discontinuités sont modélisées par des réactances. Ces réactances et les susceptances sont normalisées par rapport à Z_0 , l'impédance du guide d'onde, donnée par :

$$Z_0 = \frac{2 \eta b \lambda_g}{(a \lambda_0)} \quad (C.1)$$

où :

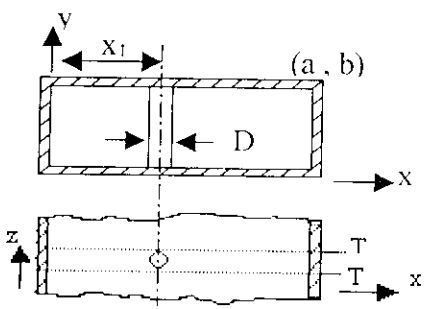
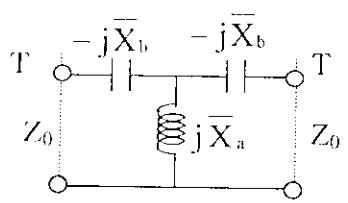
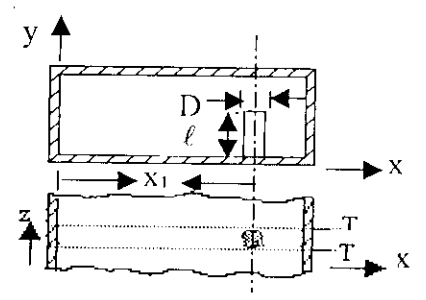
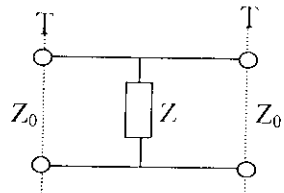
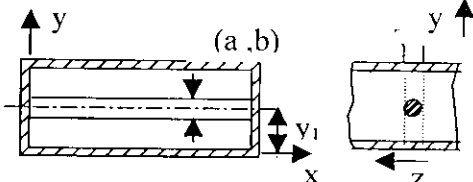
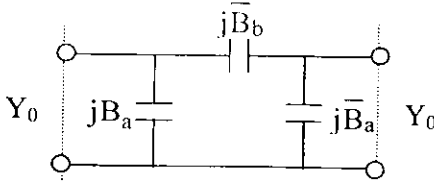
η est l'impédance d'onde,

λ_0 est la longueur d'onde dans le vide,

λ_g est la longueur d'onde dans le guide,

a est la longueur du guide,

b est la largeur du guide.

Discontinuités	Schéma équivalent	
		Tige
		Tige résonnante
		Tige capacitive

		<p>Triple tige inductive</p>
		<p>Tige diélectrique</p>
		<p>Diaphragme inductif</p>
		<p>Diaphragme capacitif</p>
		<p>Bande capacitif</p>

		<p>Double bande inductive symétrique</p>
		<p>Variation symétrique dans le plan H</p>
		<p>Variation asymétrique dans le plan H</p>
		<p>Variation symétrique dans le plan V</p>
		<p>Variation asymétrique dans le plan V</p>

		<p>Coude dans le plan H</p>
		<p>Jonction en T dans le plan H</p>
		<p>Jonction en T dans le plan E</p>
		<p>Ouverture circulaire épaisse</p>
		<p>Petite ouverture elliptique dans une plaquette d'épaisseur Zéro</p>

ANNEXE D

Méthode de levenberg-Marquardt

Si $R(B)$ est une fonction à plusieurs variables (B_1, B_2, \dots, B_n) , elle peut être approximée par un développement de Taylor, autour d'un point B_{k+1} :

$$R(B_k + S_k) = R(B_k) + \vec{\text{grad}} R(B_k) S_k$$

Le minimum de $R(B)$ est obtenu lorsque $\vec{\text{grad}} R = 0$, ce dernier vecteur peut être développé à son tour :

$$\vec{\text{grad}} R(B_k + S_k) = g(B_k) + G(B_k) S_k = 0 \quad (\text{C.2})$$

alors, l'équation (C.2) peut être réduite comme suit

$$g(B_k) = -G(B_k) S_k \quad (\text{C.3})$$

avec $g(B)$ est le gradient du vecteur R de la relation (3.25) à (3.28) du chapitre 3

$$g(B) = \nabla R(B) = 2 \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^m r_i \frac{\partial r_i}{\partial B_1} \\ \sum_{i=1}^m r_i \frac{\partial r_i}{\partial B_2} \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^m r_i \frac{\partial r_i}{\partial B_n} \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

Si la matrice de Jacobi J est définie par :

$$J(B) = \begin{bmatrix} \partial r_1 / \partial B_1 & \dots & \partial r_1 / \partial B_n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \partial r_m / \partial B_1 & \dots & \partial r_m / \partial B_n \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

alors, l'équation $g(B)$ peut se mettre sous la forme suivante :

$$g(B) = 2J^T r \quad (\text{C.6})$$

donc, pour le $K^{\text{ième}}$ élément la relation (C.6) devient :

$$g(B_k) = 2J_k^T r_k \quad (\text{C.7})$$

et $G(B)$ est le gradient du vecteur $g(B)$, nous obtenons ce qui est appelé la matrice Hessien ou matrice des dérivées secondes de $R(B)$:

$$G(B) = \nabla^2 R(B) = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_n}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial R}{\partial x_1 \partial x_1} & \dots & \frac{\partial R}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial R}{\partial x_n \partial x_1} & \dots & \frac{\partial R}{\partial x_n \partial x_n} \end{bmatrix} \quad (C.8)$$

le kj - élément de la matrice Hessienne peut être calculée en dérivant le élément k de $g(B)$ dans l'équation (C.1) par B_j :

$$G_{kj} = \frac{\partial g_k}{\partial B_j} = 2 \sum_{i=1}^m \left(\frac{\partial r_i}{\partial B_j} \frac{\partial r_i}{\partial B_k} + r_i \frac{\partial^2 r_i}{\partial B_k \partial B_j} \right) \quad (C.9)$$

Si la matrice Hessienne de r_i est définie par :

$$T_i(B) = \nabla^2 r_i(B) \quad (C.10)$$

alors, la matrice $G(B)$ peut s'écrire de la manière suivante :

$$G(B) = 2J^T J + 2 \sum_{i=1}^m r_i T_i \quad (C.11)$$

En négligeant le 2^{ième} terme. On aura donc :

$$G(B) = 2J^T J \quad (C.12)$$

Pour le k ^{ième} élément on obtient

$$G(B_k) = 2J_k^T J_k \quad (C.13)$$

En remplaçant (C.7) et (C.13) dans (C.3), on trouve :

$$J_k^T J_k S_k = -J_k^T r_k \quad (C.12)$$

On peut ainsi déterminer, le **pas** S permettant d'atteindre le minimum

De la fonction par :

$$S = -(J^T J)^{-1} J^T r \quad (C.13)$$

Donc Grâce à **Newton-Gauss**, on obtient la différence S entre deux itérations successives, on peut donc écrire :

$$B_{k+1} = B_k + S \quad (C.1)$$

La méthode **Levenberg-Marquardt** optimise la méthode de **Newton-Gauss** : elle consiste à rajouter un terme μ dans l'équation établie avec Newton .

On obtient donc :

$$B_{k+1} = B_k - \left([J^T J + \mu I]^{-1} J^T r \right) \quad (C.15)$$

il en résulte :

$$S = - \left([J^T J + \mu I]^{-1} J^T r \right) \quad (C.16)$$

Avec :

I : matrice identité.

$\mu = \lambda * \text{diagonale}(J^T J)$.

On choisira une constante très petite pour λ .

Bibliographie

- [1] **k.c.Gupta, Ramesh Garg, Rakesh Chadha:** ‘‘Computer aided Design of microwave circuits’’, artech House, INC1980.
 - [2] **P.F.Dubois, O.Donzelle:** ‘‘La conception assistée par ordinateur des circuit intégrés analogiques’’, L’écho des recherches N^o 148 , p.49-60, 2^e trimestre 1992.
 - [3] **M.C.E . Yagoub :**’’ Conception est optimisation des circuits micro-ondes linéaires et nonlinéaires ‘’.Thèse de doctorat d’état en électronique USTHB1996.
 - [4] **M. Trabelsi, M. Si Moussa ,and R.Aksas :’’** A Novel Analysis Methode of Distributed and traveling-Wave Amplifiers leading to Power Gain Improvement’’,MOT , vol 32,N^o3 ,pp 207-211, february2002.
 - [5] **K.saidi, Y.oudah, M.Trabelsi, R.Aksas :**’’Nouvelle méthode d’analyse d’un amplificateur distribué combiné’’, Conférence CGE’02, Ecole nationale militaire , Décembre 2002.
 - [6] **Stanistaw .Rosloniec :** ‘‘ Algorithms for Computer-Aided Designe of Linear Micro-Wave Circuits ‘’, édition Artoch House 1990.
 - [7] **N.Behlouli :** ‘‘ Analyse et conception des coupleurs et diviseurs de puissance micro-ondes’’. thèse de magister, Ecole Nationale Polythechnique (ENP) Alger 2001.
 - [8] **Monaco,V.A. ,and P.Tiberio :**’’Computer-aided Analysis of Microwave Circuit’’, IEEE Tran.Microwave Theory Tech ,Vol.MTT-22 ,Mar.1974,pp.249-263.
 - [9] **Monaco,V.A ,and P.Tiberio :**’’Automatic Scattering Matrix Computation of Microwave Circuits’’, ALTA Freq,Vol.39,Feb.1970,pp.59-64.
 - [10] **Smain Amari, Member, IEEE :** ’’ Sensitivity Analysis of Coupled Resonator Filters’’, , IEEE Trans. On Mirowave theory Tech ,.vol 47, N 0.10,october 2000.
 - [11] **Pierre Cornélis :** ’’Les strip-lines et microstrips’’, les notes de ON7PC 2002.
 - [12] **Bahl,I.J and R.Garg,** ‘‘ A Designer’s Guide to Stripline Circuits’’, Mirowaves, Vol.17,N^o.1, Jan 1978, pp.90-96.
 - [13] **T.c. Edwards :** ‘‘Conception des Circuits Micro-Ondes ’’, Masson 1984.
 - [14] **K.C.Gupta , R.Garg et I.Baal :** ‘‘ Microstrip lines and slotlines’’, Arthech House 1979.
 - [15] **Brain .Easter :** ‘‘the equivalent circuit of some micro-wave strip discontinuities ‘’,IEEE ‘’, Vol. MTT. Aout 1975.
 - [16] **Whinnery,J.R et al ,’’**Coxial-line Discontinuities’’ Proc.I.R.E , Vol.32, Nov.1944, pp98-115.
-

-
- [17] **Marcuvitz, N. (Ed.)** : "Waveguide Handbook" New York, Mc-Graw-Hill, 1951.
- [18] **Abramowitz, M. and Stegun, I. A. (Eds.)** : "Bessel Functions J and Y ." §9.1 in *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables, 9th printing*. New York: Dover, pp. 358-364, 1972.
- [19] **Arfken: G.** "Bessel Functions of the First Kind, $J_0(x)$ " and "Orthogonality." §11.1 and 11.2 in *Mathematical Methods for Physicists, 3rd ed.* Orlando, FL: Academic Press, pp. 573-591 and 591-596, 1985.
- [20] **R. Soares, J. Graffeuil and J. Obregon** : " Application des transistors à effet de champ en Arséniure de Gallium", édition Eyrolles, Paris 1984.
- [21] **J.P. Roux** : " Mise en œuvre d'un banc de mesure de bruit de fond dans les HBT GaAlAs/GaAs. Rapport de stages de DES, Toulouse, sept 1992.
- [22] **G. Dambrine, A. Cappy, F. Héliodor and E. Player**, " A new method for determining the FET small signal equivalent circuit", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech, pp. 1151-1195, July 1988.
- [23] **A. Marouf, M. Trabelsi, R. Aksas** : " Extraction des paramètres du MESFET à l'AsGa dans la gamme 1 à 40 GHz", Proc. Journées sur les Télécommunications JT'99, Tunis, Janvier 99.
- [24] **M. Beroth and R. Bosch** : " broadband determination of FET small-signal equivalent circuit", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech, pp. 891-895, July 1990.
- [25] **A. Ouslimanani, A. Birafane, D. Pasquet, and P. Povil** : " Direct extraction method of small-signal equivalent circuit model of a GaInP/GaAs Heterojunction Bipolar Transistor", 24. EUMIC, 1994.
- [26] **Yaser Kalf** : " Systematic optimization technique for Mesfet modeling" PhD, Blacksburg, Virginia, July 2000.
- [27] **M. Rudolph, R. Doemer, and P. Heymann** : " Direct Extraction of HBT Equivalent circuit Element", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech, vol 47, N 01, January 1999.
- [28] **Benny Sheinman, Edward Wasige, Matthias Rudolph, Member, IEEE, Ralf Doerner, Member IEEE, Victor Sidorov, Shimon Cohen, and Dan Ritter** : " A Peeling Algorithm for Extraction of the HBT Small-Signal Equivalent Circuit", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech, vol 50, N0.12, Décembre 2002.
- [29] **Thomas Morf, Sonja Hübscher, Dieter Huber, Alex Huber, Volker Schwarz, and Heinz Jäckel** : " 98-GHz InP/InGaAs HBT Amplifier with 26-dB Gain", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech, vol 9, N0.12, Décembre 1999.
- [30] **J.M. Zamanillo Associate Professor A. Tazon A. Mediavilla Professors C. Navarro** : " Simple Algorithm Extracts SiGe HBT Parameters", MICROWAVES &
-

RF OCTOBER 1999.

- [31] **Christopher Giusto and Dr. Carl White** : "Techniques for Small-Signal Modeling", MICROWAVE & WIRELESS may2000.
- [32] **Mark C. Lau** : "Small signal equivalent circuit extraction from a gallium arsenide mesfet device" PhD, Blacksburg, virginia, july 23, 1997.
- [33] **M. Rudolph, R. Doerner, E. Richter, and P. Heymann** : "Scaling of GaInP/GaAs HBT Equivalent-Circuit Elements" Published in: *European Gallium Arsenide, and Related Compounds Application Symposium (GAAS 99) proceedings*, pp. 113, 1999.
- [34] **Jong-SIK LIM, student Member, Byung-Sung Kim and Sangwook NAM, Nonmembers** : "A new method for the determination of the extrinsic resistance of Mesfets and Hemts from the measured S- parameters under active bias", IEICE TRANS. ELECTRON. VOL E85-C n03, March 2002.
- [35] **A. Marouf, M. Trabelsi, R. Aksas** : "Méthode d'extraction des paramètres du transistor MESFET à l'AsGa dans la gamme 1 à 12 GHz", Deuxième Conférence Internationale d'Electronique S.S.A.2, Blida, 10-12 Mai 1999.
- [36] **Francisco E. Rangel Patifio and J. Rodrigo Camacho Pérez** : "Modeling and simulation of pseudomorphic HEMT's for analog circuit design and analysis", Instituto Tecnológico de chihuahua, ELECTRO 2001.
- [37] **Philippe C. Besse** : "Régression linéaire multiple" <http://www.lsp.ups-tlse.fr/Besse/Hyper/modlinhtml/node26.html>.
- [38] **E. Diday, J. Lemaire, J. Pouget and F. Testu** : "Eléments d'analyse des données" édition Dunod.
- [39] **M. Minoux** : "Programmation mathématique théorie et algorithmes, Tome 1, édition Dunod.
- [40] **Nicolas DELVAL** : "Méthode de Levenberg-Marquardt". <http://asi.insa-rouen.fr/~ndelval/anatum/>
- [41] **Stéphane Mottelet, Mohamed Elbagdouri** : "Optimisation non-linéaire", Université de Technologie de Compiègne Faculté des Sciences Semlalia Marrakech Automne 2000.
-