

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur

M0043/92B

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département d'Electronique

THÈSE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée par: Mme **DEKAR** née **BELAID Leila**

Pour l'obtention du diplôme de Magister en électronique

Option Télécommunications

Sujet

**CONTRIBUTION SUR UNE APPROCHE
NUMERIQUE DE RESEAUX**

n-pôles

Soutenue le 27 Janvier 1992 devant le jury

MM:

A. ZERGUERRAS
M. TRABELSI
R. AKSAS
D. BERKANI
Z. TERRA

M.C. Président
M.A.T. Rapporteur
C.C. Examineur
M.C. Examineur
C.C. Examineur

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electronique

THÈSE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة —
BIBLIOTHEQUE —
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée par: Mme DEKAR née BELAID Leila

Pour l'obtention du diplôme de Magister en électronique

Option Télécommunications

Sujet

**CONTRIBUTION SUR UNE APPROCHE
NUMERIQUE DE RESEAUX**

n-pôles

Soutenue le 27 Janvier 1992 devant le jury

MM:

**A. ZERGUERRAS
M. TRABELSI
R. AKSAS
D. BERKANI
Z. TERRA**

**M.C. Président
M.A.T. Rapporteur
C.C. Examineur
M.C. Examineur
C.C. Examineur**

*A la mémoire de mes parents
A mes enfants
Avec toute mon affection*

REMERCIEMENTS



Le présent travail a été réalisé au département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique .

Monsieur R.S GRABOWSKY, , ex-professeur à l'E.N.P , a eu l'extrême amabilité de me proposer ce sujet et Monsieur M. TRABELSI , M.A.T à l'E.N.P , a accepté d'être mon co-promoteur . Qu'ils veuillent bien trouver ici l'expression de ma profonde gratitude .

Je remercie très chaleureusement Monsieur A. ZERGUERRAS , Maitre de conférence , pour avoir bien voulu me faire l'honneur d'assurer la présidence du jury de ma thèse .

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Messieurs R. AKSAS , Z. TERRA et D. BERKANI , Chargés de cours à l'E.N.P , qui ont bien voulu s'intéresser à mon travail et accepter de participer au jury d'examen .

Je tiens particulièrement à témoigner ma gratitude à Monsieur M. YACOB , Chargé de cours à l'institut d'électronique de l'U.S.T.H.B , pour avoir accepté de corriger ma thèse et pour sa disponibilité à tous moments .

J'exprime mes sincères remerciements à l'équipe du centre de calcul de l'E.N.P pour la gentillesse de leur accueil et leur aide efficace .

Je tiens à remercier Mademoiselle C. SI-NACEUR et Madame F. BELAID pour leur aide durant le tirage de cette thèse , ainsi que toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à ce travail.

S O M M A I R E

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

CHAPITRE 1 : METHODES D'ANALYSES DE RESEAUX MICROONDES

- I.1 - Généralités sur les circuits microondes
- I.2 - Méthode d'analyse 'MATRICE [W] '
- I.3 - Méthode d'analyse 'MATRICE [W] AVEC SEPARATION DES PORTES'
- I.4 - Méthode des 'SOUS-RESEAUX '
- I.5 - Comparaison des diverses méthodes d'analyses
- I.6 - Analyses des sensibilités d'un réseau microonde
 - I.6.1 - Méthode du 'CIRCUIT ADJOINT '
 - I.6.2 - Méthode ' DIRECTE '

CHAPITRE 2 : METHODE DE RESOLUTION D'UN SYSTEME D'EQUATIONS LINEAIRES UTILISANT LES TECHNIQUES DE MATRICES CREUSES

- II.1 - Introduction
- II.2 - Propriétés des matrices du système
- II.3 - Description de la méthode de décomposition LU
- II.4 - Description de méthode utilisée
 - II.4.1 - Structures de données
 - II.4.2 - Ordonnancement de la matrice [W]
 - II.4.3 - Décomposition LU
 - II.4.4 - Elimination directe et substitutions inverses

CHAPITRE 3 : PROGRAMME D'ANALYSE D'UN RESEAU MICROONDE

- III.1 - Introduction
- III.2 - Organisation du programme
- III.3 - Programme P.A.C.M
 - III.3.1 - Fichier d'entrée
 - III.3.2 - Fichier de sortie
 - III.3.3 - Sous-programme S.P.G.W
 - III.3.3.1 - Librairie.1

- III.3.3.2 - Sous-programme GENZ
- III.3.3.3 - Sous-programme TRAITEMENT
- III.3.4 - Sous-programme S.P.R
 - III.3.4.1 - Sous-programme DIAG
 - III.3.4.2 - Sous-programme REOR
 - III.3.4.3 - Sous-programme DECLU
 - III.3.4.4 - Sous-programme FBS
- III.3.5 - Sous-programme S.P.S
 - III.3.5.1 - Librairie .2
 - III.3.5.2 - Sous-programme DERIVEE

CHAPITRE 4 : RESULTATS DE L'ANALYSE DE CERTAINS RESEAUX

- IV.1 - Introduction
- IV.2 - Circuits passifs
 - IV.2.1 - Exemple 1
 - IV.2.2 - Exemple 2
- IV.3 - Circuits actifs
 - IV.3.1 - Exemple 3
 - IV.3.2 - Exemple 4
- IV.6 - Analyse des sensibilités d'un réseau passif
- IV.7 - Interprétation des résultats

CONCLUSION

A N N E X E S

ANNEXE 1 : Matrices de caractérisation d'un quadripôle

ANNEXE 2 :

Tableau 1 : Matrices de dispersion de 28 types de composants microondes

Tableau 2 : Dérivées des matrices de dispersion de 10 types de composants microondes

TABLEAU DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

SYMBOLES :

a_i	: Onde incidente à la $i^{ème}$ porte du réseau
b_i	: Onde réfléchie à la $i^{ème}$ porte du réseau
c_g	: Onde générée par la source
α_i	: Onde incidente à la $i^{ème}$ porte du réseau adjoint
β_i	: Onde réfléchie à la $i^{ème}$ porte du réseau adjoint
$[a]$: Vecteur ondes incidentes
$[b]$: Vecteur ondes réfléchies
$[c]$: Vecteur ondes générées
$[S]$: Matrice de dispersion
$[\Gamma]$: Matrice de connexion
$[W]$: Matrice de dispersion avec connexion
$[a]^t, [b]^t, [\Gamma]^t$: Matrices transposées de $[a]$, $[b]$, $[\Gamma]$
Z_g	: Impédance interne du générateur
Z_r	: Impédance de référence
Z_r^*	: Impédance de référence conjuguée
$Re(Z_r)$: Partie réelle de Z_r
da_j, db_j	: Différentielles de a_j, b_j
$\partial / \partial \phi$: Dérivée partielle
G	: La somme des sensibilités des ondes réfléchies aux portes externes du réseau
$[L]$: Matrice triangulaire inférieure L
$[U]$: Matrice triangulaire supérieure U

ABREVIATIONS :

C.A.O	: Conception à l'Aide de l'Ordinateur
P.A.C.M	: Programme d'Analyse de Circuits Microondes
S.P.G.W	: Sous-programme de l'évaluation de $[W]$
S.P.R	: Sous-programme de la résolution d'un système d'équations linéaires

- S.P.S : Sous-programme qui évalue les sensibilités
- LIBRAIRIE 1 : Contient les sous-programmes qui calcul la matrice de dispersion de 28 types de composants microondes
- LIBRAIRIE 2 : Contient les sous-programmes qui calcul les dérivées des matrices de dispersion de 10 types de composants

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

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

Le but de notre étude porte sur la mise au point d'un programme d'analyse de circuits microondes ayant une forme arbitraire.

L'intêret d'un tel travail est lié à la nécessité d'utiliser en télécommunications des composants électroniques qui doivent monter de plus en plus en fréquence et pour lesquels la structure devient de plus en plus complexe . Dans le cas des composants microondes , la tendance actuelle est à la miniaturisation par l'emploi des techniques de cablage imprimé et par la conception de nouveaux circuits intégrés [1,2,4 et 5] .

La procédure classique de conception d'un circuit microonde consiste d'abord à calculer ses dimensions , à réaliser un prototype qui sera expérimenté dans la gamme de fréquences envisagée et enfin l'optimisation se fait en ajustant les paramètres physiques des circuits . Cette méthode empirique peut s'avérer dans certains cas peu efficace et très onéreuse ; actuellement c'est par des techniques de conception par ordinateur (C.A.O) que nous arrivons aux résultats désirés , notamment pour la conception de circuits intégrés .

Historiquement , la C.A.O a été utilisée pour la première fois en microondes lors de l'apparition de circuits intégrés hybrides . Ces derniers peuvent être aisément miniaturisés , leur reproductibilité est très grande , leur coût est faible et ils sont très fiables . Cependant , la conception de tels circuits est devenue complexe et ce , pour deux raisons :

- La disponibilité actuelle d'un grand nombre de composants passifs et actifs dans le domaine microonde ;
- La recherche d'une caractérisation aussi précise que possible de ces composants (la contrainte étant qu'après fabrication d'un circuit intégré les paramètres ne plus être modifiés) .

Le problème est de chercher la meilleure approche mathématique de l'étude des circuits microondes et par conséquent de choisir la représentation la plus appropriée de ces circuits . Ainsi , une procédure de conception liée aux techniques de simulation consistera à utiliser les caractéristiques des composants et d'ajuster analytiquement les paramètres pour aboutir à la performance désirée .

Dans cet esprit , nous nous sommes fixés comme objectif d'étudier une méthode d'analyse qui soit la plus générale , c'est à dire capable de décrire n'importe quel réseau microonde . Pour cela nous nous sommes intéressés aux applications de la matrice de dispersion , qui est la plus pratique pour l'analyse de réseaux [6,7 et 8] .

Ainsi , dans le chapitre 1 nous avons présenté les principales méthodes d'analyse de circuits microondes utilisant le concept de la matrice de dispersion et les méthodes d'analyses de sensibilités .

Le chapitre 2 , a été consacré à la description d'une méthode de résolution d'un système d'équations linéaires utilisant les techniques de matrices creuses .

Le chapitre 3 est une description détaillée du logiciel que nous avons mis au point pour l'analyse d'un réseau microonde par la méthode de la 'matrice [W]' ainsi que l'évaluation des sensibilités par la méthode du 'CIRCUIT ADJOINT' .

Dans le chapitre 4 , nous avons présenté les résultats de l'analyse de quelques réseaux microondes et les avons comparés à ceux obtenus par certains auteurs à l'aide d'autres méthodes d'analyses .

Et enfin en conclusion , une justification du choix de la méthode d'analyse et une comparaison en ce qui concerne le temps de calcul , la mémoire opérationnelle de la méthode de résolution utilisée avec les méthodes classiques sont faites .

CHAPITRE 1

METHODES D'ANALYSES DE RESEAUX MICROONDES

I.1 - GENERALITES SUR LES CIRCUITS MICROONDES :

La conception assistée par ordinateur de réseaux micro ondes implique des analyses répétées , afin d'évaluer leurs performances en fonction des caractéristiques de chacun de leurs composants .

Un réseau microonde peut comporter des composants à constantes localisées , des composants à constantes réparties ou l'association mixte .

Un réseau à constantes localisées est généralement analysé en utilisant une topologie noeud-maille , il est alors caractérisé par la matrice $[Z]$, $[Y]$ ou $[H]$. L'analyse d'un circuit à constantes réparties se fait à l'aide de la représentation des réseaux multiportés où la grandeur utilisée est la puissance . Il est donc , caractérisé par la matrice de dispersion $[S]$ ou la matrice $[T]$ (Annexe 1) .

En général , un réseau microonde est une association de ces deux types de composants . Dans ce cas , l'analyse la plus pratique consiste à caractériser de la même manière ces deux types de composants . Les recherches entreprises dans ce domaine font ressortir trois principales méthodes d'analyses de réseaux ; ce sont les méthodes 'Matrice $[W]$ ' , 'Matrice $[S]$ avec séparation des portes' et 'Sous réseaux ' [1,2 et 10] .

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 - METHODE D'ANALYSE 'MATRICE [W]' :

Cette méthode s'applique à un réseau contenant des multiportes connectés arbitrairement et des générateurs indépendants [1,2 et 10] . Soit un réseau constitué de N multiportes supposés non connectés (Fig 1.1) . Pour le i^{ème} multiporte ayant k portes , les variables d'ondes incidentes et réfléchies sont reliées par :

$$b_j^i = \sum_{l=1}^{l=k} S_{jl}^i \cdot a_l^i \quad (1.1)$$

avec , $j = 1, \dots, k$

Cette relation est valable pour n'importe quel composant sauf dans le cas de générateurs indépendants [1 et 2] . Pour un générateur (Fig 1.2) de tension E_g et d'impédance Z_g la tension U_g à ses bornes s'écrit :

$$U_g = E_g + Z_g \cdot I_g \quad (1.2)$$

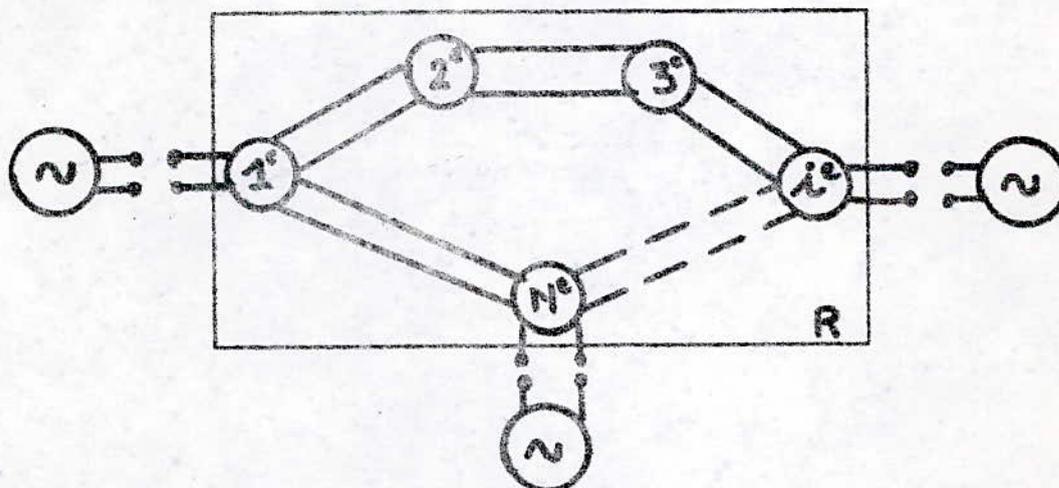


Fig 1.1 : Réseau microonde constitué de N composants

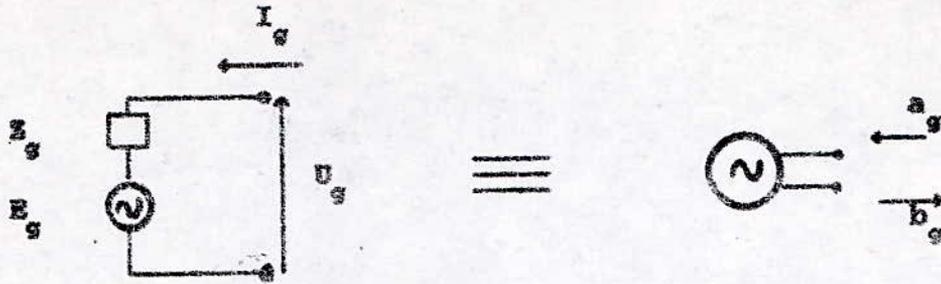


Fig 1.2 : Générateur indépendant et son circuit équivalent en microondes

Or , les ondes a_g et b_g du schéma équivalent en microondes sont liés au courant I_g et la tension U_g par les relations :

$$U_g = \frac{Z_r^* \cdot a_g + Z_r \cdot b_g}{\sqrt{|\operatorname{Re}(Z_r)|}} \quad (1.3)$$

$$I_g = \frac{a_g - b_g}{\sqrt{|\operatorname{Re}(Z_r)|}} \quad (1.4)$$

L'expression de b_g est donnée par :

$$b_g = S_g \cdot a_g + C_g \quad (1.5)$$

Où ,

$$S_g = \frac{Z_g - Z_r^*}{Z_g + Z_r} \quad (1.6)$$

et ,

$$C_g = \frac{\sqrt{|\operatorname{Re}(Z_r)|}}{Z_g + Z_r} \cdot e_g \quad (1.7)$$

Si un réseau microonde à n composants comporte des générateurs, les vecteurs d'ondes réfléchies sont définies par :

$$[b] = [S] \cdot [a] + [c] \quad (1.8)$$

avec ,

$$[b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_m \end{bmatrix} ; \quad [a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix} ; \quad [c] = \begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_m \end{bmatrix}$$

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_1] & [0] & \dots & [0] \\ [0] & [S_2] & [0] & \dots & [0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ [0] & \dots & \dots & \dots & [S_n] \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Les sous-matrices $[S_1]$, $[S_2]$, ..., $[S_n]$ situées sur la diagonale principale sont les matrices de dispersion des composants discrets mis en jeu ; m est la somme des portes de tous les éléments du circuit .

Les connexions entre les portes donnent lieu à une relation de la forme :

$$[b] = [\Gamma] \cdot [a] \quad (1.10)$$

Où $[\Gamma]$ décrit la topologie du circuit .

En remplaçant $[b]$ par sa valeur nous obtenons un système d'équations linéaires du type :

$$[W] \cdot [a] = [c] \quad (1.11)$$

avec ,

$$[W] = [\Gamma] - [S]$$

La matrice $[W]$ est appelée matrice de dispersion avec connexion .

Les éléments diagonaux de cette matrice sont de valeurs opposées à celles des coefficients de réflexion aux portes de chaque composant . Les éléments hors de la diagonale sont de valeurs opposées aux coefficients de transmission (éléments correspondants aux portes du même composant) ou des uns (les éléments de $[\Gamma]$) ou des zéros .

Les structures nulles et non nulles de la matrice $[W]$ dépendent uniquement de la forme du réseau . Elles ne subissent pas l'influence des caractéristiques des composants ou de la fréquence [1 et 2] .

La résolution du système (1.11) donne les ondes incidentes a_i aux portes de tous les composants du réseau et les ondes réfléchies b_i sont obtenues à partir de la relation (1.10) . L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de déterminer toutes les ondes en chaque porte des composants discrets . Mais en revanche , la dimension de $[W]$ peut être très grande si le nombre d'éléments du circuit est élevé ; ce qui entrainera un temps de calcul relativement important pour l'évaluation des ondes a_i et b_i .

I.3 - METHODE DE LA MATRICE $[S]$ AVEC SEPARATION DES PORTES :

Cette méthode est utilisée pour déterminer la matrice- S d'un réseau ayant des multiportes connectés arbitrairement , sans générateurs .

Si un réseau possède un ou plusieurs générateurs , ceux-ci sont considérés comme extérieurs au réseau principal (Fig 1.1) , ayant i portes internes et e portes externes . Soit un réseau possédant n composants , les relations entre les vecteurs onde incidentes et réfléchies de tous les éléments peuvent être mises sous la forme :

$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (1.12)$$

La séparation des ondes mesurées aux i portes connectées de celles qui se présentent aux e portes non connectées se traduit mathématiquement par l'échange des lignes et des colonnes de l'équation matricielle [1,2 et 10] de l'équation (1.12), qui s'écrira :

$$\begin{bmatrix} [b_e] \\ [b_i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{ee}] & [S_{ei}] \\ [S_{ie}] & [S_{ii}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a_e] \\ [a_i] \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

où, $[S_{ee}]$, $[S_{ei}]$, $[S_{ie}]$ et $[S_{ii}]$ sont les sous-matrices de la matrice S obtenues après séparation des portes, leurs dimensions sont respectivement $(e.e)$, $(e.i)$, $(i.e)$ et $(i.i)$.

Les contraintes imposées aux connexions des i portes internes s'expriment par :

$$[b_i] = [\Gamma] \cdot [a_i] \quad (1.14)$$

En remplaçant $[b_i]$ par sa valeur dans la relation (1.13), nous obtenons :

$$[a_i] = ([\Gamma] - [S_{ii}])^{-1} \cdot [S_{ie}] \cdot [a_e] \quad (1.15)$$

D'où,

$$[b_e] = ([S_{ee}] + [S_{ei}] \cdot ([\Gamma] - [S_{ii}])^{-1} \cdot [S_{ie}]) \cdot [a_e] \quad (1.16)$$

en posant,

$$[S] = [S_{ee}] + [S_{ei}] \cdot ([\Gamma] - [S_{ii}])^{-1} \cdot [S_{ie}] \quad (1.17)$$

il en résulte,

$$[b_e] = [S] \cdot [a_e] \quad (1.18)$$

Où $[S]$ est la matrice de dispersion du réseau R , sa dimension est

égale à (e.e) .

Les propriétés de la matrice $([\Gamma] - [S_{ii}])$ sont similaires à celles de $[W]$, énoncées dans la première méthode . Le processus qui vient d'être décrit peut être facilement programmé , les données en entrée étant les matrices de dispersion $[S_1] , \dots , [S_n]$ des multiportes de R . Le temps de calcul requis pour évaluer la matrice S est proportionnel au nombre d'opérations [2 et 10] qui s'écrit :

$$N = e^2 \cdot i + e \cdot i^2 + \alpha \cdot i^3 \quad (1.19)$$

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 $([\Gamma] - [S_{ii}])$, le facteur α est une constante qui dépend de l'algorithme utilisé pour l'inversion [2 et 10] , sa valeur est proche de 1 .

D'après (1.19) le nombre N croît rapidement lorsque le nombre de portes internes i augmente . Ainsi , un réseau constitué de beaucoup d'éléments nécessite un grand nombre d'opérations arithmétiques ; donc un temps de calcul élevé .

1.4 - METHODE DES SOUS-RÉSEAUX :

Lorsqu'un réseau contient beaucoup de portes 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 'METHODE DE GROWTH ' [1,2 et 3] .

Décomposons le réseau R en deux sous-réseaux R_1 et R_2 (Fig 1.3) , la connexion de ce réseau doit se faire en trois étapes :

- La détermination de la matrice-S du réseau R_1 ;
- La détermination de la matrice-S du réseau R_2 ;
- La connexion des réseaux R_1 et R_2 .

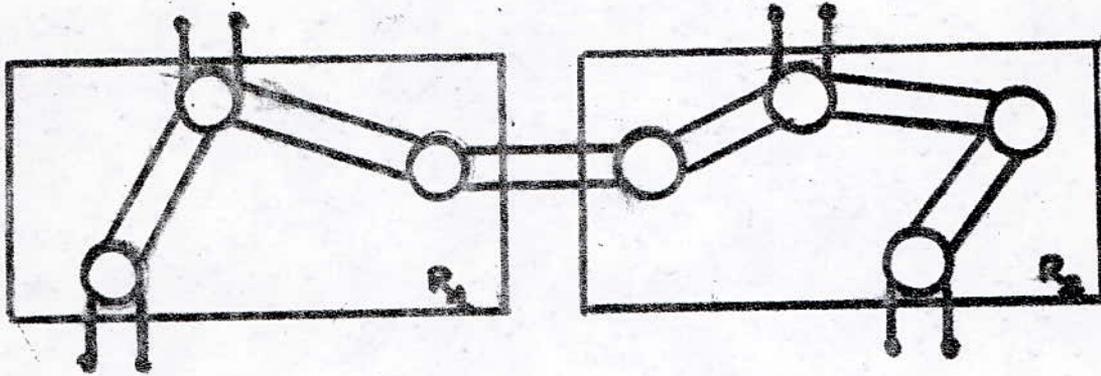


Fig 1.3 : Réseau K décomposé en deux sous-réseaux R_1 et R_2 connectés entre eux .

Pour chaque étape nous appliquons la relation (1.19) , ainsi le nombre d'opérations requis au calcul de la matrice S du réseau K est égal :

$$N_g = e_1^2 \cdot i_1 + e_1 \cdot i_1^2 + \alpha \cdot i_1^3 + e_2^2 \cdot i_2 + e_2 \cdot i_2^2 + \alpha \cdot i_2^3 + e^2 \cdot i_3 + e \cdot i_3^2 + \alpha \cdot i_3^3 \quad (1.20)$$

Où e_1 , e_2 et i_1 , i_2 sont respectivement , les nombres de portes externes et internes des deux sous-réseaux et i_3 est le nombre de portes à connecter entre R_1 et R_2 .

Pour comparer N et N_g nous supposons que les deux sous-réseaux ont le même nombre de portes externes et internes , donc :

$$i_1 = i_2 = \frac{i - i_3}{2} \quad \text{et} \quad e_1 = e_2 = \frac{e + i_3}{2}$$

$$N_s = \frac{(e^2 \cdot i + e \cdot i^2 + \alpha \cdot i^3)}{4} + \frac{3(e^2 \cdot i_s + e \cdot i_s^2 + \alpha \cdot i_s^3)}{4} - \frac{(3\alpha - i) \cdot (i - i_s) \cdot i \cdot i_s}{4} \quad (1.21)$$

Comme $i_s < i$, donc $N_s < N$.

Il en résulte que du point de vue temps de calcul, la méthode de GROWTH est préférable à celle avec 'séparation de portes'.

Cette méthode peut être optimisée si nous connectons les multiportes deux à deux, le nombre d'opérations est obtenue en appliquant la relation (1.21) $(n-1)$ fois. Il est à préciser dans ce cas que le temps de calcul dépend principalement de l'ordre de priorité selon lequel les multiportes sont connectés.

Pour minimiser ce temps, il faut choisir la séquence connexion qui requiert le plus petit nombre d'opérations; MONACO et TIBERIO [11,12 et 10] ont exposé une règle qui permet de réduire ce nombre, celle-ci consiste à :

- Examiner les connexions entre les divers composants, puis calculer pour chacune le nombre de portes de chaque multiporte résultant ;
- Attribuer un poids à chaque connexion et le stocker dans une table. Ainsi, il sera plus facile de choisir la connexion pour laquelle l'opération commence.

Ensuite, le poids du multiporte résultant est introduit dans la table pour le choix de la prochaine connexion et ainsi de suite jusqu'à ce que la procédure soit entièrement terminée.

1.5 - COMPARAISON DES DIVERSES METHODES D'ANALYSE :

Afin de choisir une de ces trois méthodes, nous allons sur la base d'un exemple faire une étude comparative.

Considérons le réseau microonde de la figure (1.4) les matrices-S des composants A, B, C, g_1 et g_2 s'écrivent :

$$[S_A] = \begin{vmatrix} S_{11}^A & S_{12}^A \\ S_{21}^A & S_{22}^A \end{vmatrix} ; [S_B] = \begin{vmatrix} S_{11}^B & S_{12}^B & S_{13}^B \\ S_{21}^B & S_{22}^B & S_{23}^B \\ S_{31}^B & S_{32}^B & S_{33}^B \end{vmatrix}$$

$$[S_C] = \begin{vmatrix} S_{11}^C \end{vmatrix} ; [S_{g_1}] = \begin{vmatrix} S_{g_1} \end{vmatrix} ; [S_{g_2}] = \begin{vmatrix} S_{g_2} \end{vmatrix}$$

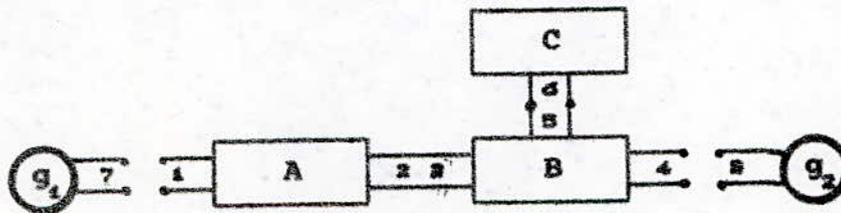


Fig 1.4 : Exemple d'un réseau microonde

Les matrices connexion $[\Gamma]$ et de dispersion $[S]$ obtenues à partir de la première méthode sont :

$$[\Gamma] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11}^A & S_{12}^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{21}^A & S_{22}^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{11}^B & S_{12}^B & S_{13}^B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{21}^B & S_{22}^B & S_{23}^B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{31}^B & S_{32}^B & S_{33}^B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Sg_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Sg_2 \end{pmatrix}$$

et la matrice [W] est :

$$[W] = \begin{pmatrix} -S_{11}^A & -S_{12}^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -S_{21}^A & -S_{22}^A & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -S_{11}^B & -S_{12}^B & -S_{13}^B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -S_{21}^B & -S_{22}^B & -S_{23}^B & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -S_{31}^B & -S_{32}^B & -S_{33}^B & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{11}^C & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Sg_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -Sg_2 \end{pmatrix}$$

La dimension de [W] est égale à (8.8) .

Pour la détermination de la matrice-S à partir de la deuxième méthode , notons qu'il y a deux portes externes (1,4) et quatre portes internes (2,3,5,6) . Après permutation des lignes et des colonnes , le système d'équations (1.13) s'écrit :

$$\begin{array}{c}
 \left| \begin{array}{c} b_1 \\ b_4 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_3 \\ b_0 \end{array} \right| = \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cccccc} S_{11}^A & 0 & S_{12}^A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{22}^B & 0 & S_{21}^B & S_{22}^B & 0 \\ S_{21}^A & 0 & S_{22}^A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{12}^B & 0 & S_{11}^B & S_{12}^B & 0 \\ 0 & S_{32}^B & 0 & S_{31}^B & S_{32}^B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^C \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} a_1 \\ a_4 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_3 \\ a_0 \end{array} \right|
 \end{array}$$

et les sous-matrices sont :

$$[S_{ee}] = \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cc} S_{11}^A & 0 \\ 0 & S_{22}^B \end{array} \right| ; [S_{et}] = \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cccc} S_{12}^B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{21}^B & S_{22}^B & 0 \end{array} \right|
 \end{array}$$

$$[S_{te}] = \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cc} S_{21}^A & 0 \\ 0 & S_{12}^B \\ 0 & S_{32}^B \\ 0 & 0 \end{array} \right| ; [S_{tt}] = \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cccc} S_{22}^A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{11}^B & S_{12}^B & 0 \\ 0 & S_{31}^B & S_{32}^B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11}^C \end{array} \right|
 \end{array}$$

$$[\Gamma] = \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cccc} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right|
 \end{array}$$

La matrice-S du circuit est obtenue à l'aide de la relation (1.17) , telle que :

$$[\Gamma - S_{11}]^{-1} = \begin{vmatrix} A' & B' & C' & D \\ E & F & G & H \\ I & J & K & L \\ M & N & O & P \end{vmatrix}$$

avec ,

$$E = \frac{1}{1 - S_{22}^B \cdot S_{22}^A - (S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{21}^B \cdot S_{22}^A) / D} ; \quad F = S_{22}^A \cdot B'$$

$$L = 1 + S_{11}^C \cdot P ; \quad A' = \frac{E - 1}{S_{22}^A} ; \quad I = \frac{S_{11}^C \cdot S_{21}^B}{D} \cdot E$$

$$M = \frac{S_{21}^B}{D} \cdot E ; \quad D = 1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C ; \quad K = S_{11}^C \cdot O$$

$$N = \frac{S_{21}^B \cdot S_{22}^A}{D} \cdot B' ; \quad J = \frac{S_{11}^C \cdot S_{21}^B \cdot S_{22}^A \cdot B'}{D}$$

$$B' = \frac{1}{1 - S_{11}^B \cdot S_{22}^A - (S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{21}^B \cdot S_{22}^A) / D}$$

$$O = \frac{1}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C - (S_{21}^B \cdot S_{22}^A \cdot S_{12}^B \cdot S_{11}^C) / D'}$$

$$C' = \frac{S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot O}{D'} ; \quad G = \frac{S_{22}^A \cdot S_{12}^B \cdot S_{11}^C}{D'} \cdot O$$

$$P = \frac{S_{22}^B + (S_{21}^B \cdot S_{22}^A \cdot S_{12}^B) / D'}{1 - S_{22}^B + S_{11}^C - (S_{21}^B \cdot S_{22}^A \cdot S_{12}^B \cdot S_{11}^C) / D'}$$

où ,

$$D' = 1 - S_{11}^B \cdot S_{22}^A$$

$$D = \frac{S_{12}^B + S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot P}{D'}$$

Les expressions des paramètres-S sont :

$$S_{11} = S_{12}^A \cdot S_{21}^A \cdot A' + S_{11}^A$$

$$S_{12} = S_{12}^A \cdot (S_{12}^B \cdot B + S_{22}^B \cdot C')$$

$$S_{21} = S_{21}^B \cdot S_{21}^A \cdot E + S_{22}^B \cdot S_{21}^A \cdot I$$

$$S_{22} = S_{21}^B \cdot (S_{12}^B \cdot F + S_{22}^B \cdot G) + S_{22}^B \cdot (S_{12}^B \cdot J + S_{22}^B \cdot K) \cdot S_{22}^B$$

En remplaçant A' par son expression, nous obtenons pour S_{11} :

$$S_{11} = S_{11}^A + \frac{S_{12}^A \cdot S_{21}^A \cdot \left(S_{11}^B + \frac{S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{21}^B}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C} \right)}{1 - S_{11}^B \cdot S_{22}^A - \frac{S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{21}^B \cdot S_{22}^A}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C}}$$

Le temps de calcul nécessaire à l'inversion de la matrice et à l'évaluation des paramètres-S du circuit est proportionnel à la dimension des matrices $[\Gamma-S_{11}]$, $[S_{oi}]$ et $[S_{io}]$; donc si le nombre de portes internes est élevé cette méthode devient comparable à la première.

De plus, le nombre d'opérations requis est égale à :

$$N = 48 + 64 \cdot e$$

avec, $e = 2$ et $i = 4$

Avec la troisième méthode, nous devons connecter en premier les éléments B et C, puis le composant résultant avec l'élément A. D'après (1.17) les paramètres-S du composant résultant sont :

$$S_{11}^R = S_{11}^B + \frac{S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{21}^B}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C}, \quad S_{12}^R = S_{12}^B + \frac{S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{22}^B}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C}$$

$$S_{21}^R = S_{21}^B + \frac{S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{21}^B}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C} \quad , \quad S_{22}^R = S_{22}^B + \frac{S_{22}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{22}^B}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C}$$

Et ceux du circuit obtenu en connectant A avec R :

$$S_{11}^R = S_{11}^A + \frac{S_{12}^A \cdot S_{11}^R \cdot S_{21}^A}{1 - S_{22}^A \cdot S_{11}^R} \quad , \quad S_{12}^R = \frac{S_{12}^A \cdot S_{12}^R}{1 - S_{22}^A \cdot S_{11}^R}$$

$$S_{21}^R = \frac{S_{21}^R \cdot S_{21}^A}{1 - S_{22}^A \cdot S_{11}^R} \quad , \quad S_{22}^R = S_{22}^R + \frac{S_{21}^R \cdot S_{12}^R \cdot S_{22}^A}{1 - S_{22}^A \cdot S_{11}^R}$$

En remplaçant S_{11}^R dans S_{11}^R nous obtenons :

$$S_{11}^R = S_{11}^A + \frac{S_{12}^A \cdot S_{21}^A \cdot (S_{11}^B + \frac{S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{21}^B}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C})}{1 - S_{22}^A \cdot (S_{11}^B + \frac{S_{12}^B \cdot S_{11}^C \cdot S_{21}^B}{1 - S_{22}^B \cdot S_{11}^C})}$$

le nombre d'opérations pour la troisième méthode est donné par :

$$N_g = 32 + 16 d$$

Nous voyons que N_g est inférieur à N , il en résulte que le temps de calcul est plus petit pour cette méthode que la deuxième .

Or , dans un programme C.A.O il est souvent impératif de pouvoir agir sur les valeurs les paramètres des composants internes afin d'obtenir les caractéristiques désirées . Cette démarche n'est possible qu'avec la connaissance préalable des ondes a_i et b_i en chaque porte ; ainsi malgré le nombre d'opérations important et le temps de calcul relativement long nous avons adopté la première méthode .

1.6 - ANALYSE DES SENSIBILITES D'UN RESEAU MICROONDES

Par définition , la sensibilité d'une fonction est la dérivée partielle de la fonction par rapport à un paramètre ϕ quelconque [1,2,14,15 et 17] .

Le paramètre ϕ peut être une résistance , une capacité , une inductance , l'impédance caractéristique , la longueur l du tronçon de ligne , la fréquence , etc ...

Ces sensibilités nous informent sur la manière dont les variations des paramètres ϕ affectent le réseau . Ainsi , leurs connaissances permettront au concepteur de déduire la marge d'erreur des différents paramètres des composants discrets .

En outre , si la fonction du réseau est exprimée en fonction des paramètres-S des composants , alors les sensibilités seront également en fonction de ces paramètres .

Comme exemple , la sensibilité du gain entre deux portes k et i d'un réseau est égal à :

$$\frac{\partial |S_{ik}|}{\partial \phi} = \operatorname{Re} \left(\frac{\partial |S_{ik}|}{\partial S_{ik}} \cdot \frac{\partial S_{ik}}{\partial \phi} \right)$$

En microondes , les principales méthodes utilisées pour évaluer les sensibilités d'un réseau sont :

- La méthode du 'Circuit Adjoint ' , dans laquelle les sensibilités sont calculées en utilisant le théorème de TELLEGUENE [1,2,16 et 17] appliqué aux ondes a_i et b_k ;
- La méthode directe , pour laquelle les sensibilités sont obtenues en différentiant les expressions des fonctions par rapport à un seul paramètre .

1.6.1 - METHODE DU CIRCUIT ADJOINT :

Considérons un réseau microonde composé de multiportes et soient a_i , b_i les ondes incidentes et réfléchies en chaque porte des composants.

Considérons un second circuit fictif (appelé circuit adjoint) constitué de multiportes et soient α_i et β_i les ondes incidentes et réfléchies en chaque porte des composants .

Choisissons deux sous-réseaux dans les deux réseaux précédents tels que :

- Leurs topologies soient identiques ;
- Leurs impédances de référence soient égales ;
- Toutes leurs portes soient incluses .

Ainsi , les ondes a_s , b_s et α_s , β_s satisfont les relations suivantes :

$$[b_s] = [\Gamma_s] \cdot [a_s] \quad (1.22)$$

$$[\beta_s] = [\Gamma_s] \cdot [\alpha_s] \quad (1.23)$$

La matrice connexion $[\Gamma_s]$ des deux sous-réseaux est la même puisque les impédances de référence sont égales .

Pour des connexions réciproques nous avons :

$$[\Gamma_s] = [\Gamma_s]^t$$

En utilisant le théorème de TELLEGUENE et les relations (1.22) et (1.23) , nous obtenons :

$$[a_s]^t \cdot [\beta_s] - [b_s]^t \cdot [\alpha_s] = [a_s]^t \cdot ([\Gamma_s] - [\Gamma_s]^t) \cdot [\alpha_s] \quad (1.24)$$

Cette relation peut être généralisée pour les deux

réseaux ayant leurs portes externes branchées à des générateurs ou des charges .

$$[a]^t \cdot [\beta] - [b]^t \cdot [\alpha] = 0 \quad (1.25)$$

ou ,

$$\sum_{j=1}^{j=n} a_j \cdot \beta_j - b_j \cdot \alpha_j = 0 \quad (1.26)$$

n est le nombre de portes des deux réseaux .

Supposons que la valeur d'un paramètre ϕ du réseau est changée ; les ondes a_j et b_j à la $j^{\text{ième}}$ porte subissent des variations da_j et db_j , respectivement . L'expression (1.26) se met sous la forme :

$$\sum_{j=1}^{j=n} (a_j + da_j) \cdot \beta_j - (b_j + db_j) \cdot \alpha_j = 0 \quad (1.27)$$

en soustrayant (1.26) de (1.27) nous obtenons :

$$\sum_{j=1}^{j=n} da_j \cdot \beta_j - db_j \cdot \alpha_j = 0 \quad (1.28)$$

soit sous forme matricielle :

$$[\beta]^t \cdot [da] - [\alpha]^t \cdot [db] = 0 \quad (1.29)$$

Cette relation est fondamentale pour le calcul des sensibilités . Ainsi , pour un réseau constitué de m multiportes , le $k^{\text{ième}}$ multiporte est caractérisé par :

$$[b_k] = [S_k] \cdot [a_k] \quad (1.30)$$

Changeons la valeur d'un paramètre ϕ de ce composant soit $d\phi$ l'accroissement , en différentiant (1.30) il vient :

$$\frac{\partial [b_k]}{\partial \phi} = [S_k] \cdot \frac{\partial [a_k]}{\partial \phi} + \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.31)$$

en remplaçant $\partial [b_k]/\partial \phi$ dans (1.29), nous obtenons :

$$[\beta_k]^t \cdot \frac{\partial [a_k]}{\partial \phi} - [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [b_k]}{\partial \phi} = ([\beta_k] - [S_k]^t \cdot [\alpha_k])^t \cdot \frac{\partial [a_k]}{\partial \phi} - [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.32)$$

En supposant que le k^{ième} élément du circuit adjoint soit caractérisé par :

$$[\beta_k] = [S_k'] \cdot [\alpha_k] \quad (1.33)$$

avec ,

$$[S_k'] = [S_k]^t$$

la relation (1.32) se met sous la forme :

$$[\beta_k]^t \cdot \frac{\partial [a_k]}{\partial \phi} - [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [b_k]}{\partial \phi} = - [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.34)$$

et , en posant :

$$G = [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [b_k]}{\partial \phi} - [\beta_k]^t \cdot \frac{\partial [a_k]}{\partial \phi} \quad (1.35)$$

il vient ;

$$G = [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.36)$$

Si nous séparons les portes internes des portes externes la relation (1.28) s'écrira :

$$\sum_{j=1}^{j=e} (\beta_j \cdot \frac{\partial a_j}{\partial \phi} - \alpha_j \cdot \frac{\partial b_j}{\partial \phi}) + \sum_{k=1}^{k=i} (\beta_k \cdot \frac{\partial a_k}{\partial \phi} - \alpha_k \cdot \frac{\partial b_k}{\partial \phi}) = 0 \quad (1.37)$$

où i et e sont respectivement , les nombres de portes internes et

externes .

D'après (1.34) , nous avons :

$$\sum_{k=1}^{k=i} ([\beta_k] \cdot \frac{\partial [a_k]}{\partial \phi} - [\alpha_k] \cdot \frac{\partial [b_k]}{\partial \phi}) = \sum_{k=1}^{k=i} - [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.38)$$

donc ,

$$\sum_{j=1}^{j=i} (\beta_j \cdot \frac{\partial a_j}{\partial \phi} - \alpha_j \cdot \frac{\partial b_j}{\partial \phi}) = \sum_{k=1}^{k=i} - [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.39)$$

ou bien ,

$$[\beta_0]^t \cdot \frac{\partial [a_0]}{\partial \phi} - [\alpha_0]^t \cdot \frac{\partial [b_0]}{\partial \phi} = \sum_{k=1}^{k=i} [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.40)$$

avec ,

$$[a_0] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_0 \end{bmatrix} \quad [b_0] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_0 \end{bmatrix} \quad [\alpha_0] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_0 \end{bmatrix} \quad [\beta_0] = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_0 \end{bmatrix}$$

Si maintenant les portes externes sont adaptées , alors :

$$\frac{\partial [a_0]}{\partial \phi} = 0$$

et ,

$$G = [\alpha_0]^t \cdot \frac{\partial [b_0]}{\partial \phi} = \sum_{k=1}^{k=i} [\alpha_k]^t \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.41)$$

Supposons que le circuit adjoint soit excité par un vecteur $[\alpha_0]$ tel que :

$$[\alpha_0]^k = (1, 1, \dots, 1)$$

il en résulte que :

$$G = \frac{\partial b_1}{\partial \phi} + \frac{\partial b_2}{\partial \phi} + \dots + \frac{\partial b_n}{\partial \phi} \quad (1.42)$$

G est égale à la somme des sensibilités de toutes les ondes réfléchies aux portes externes par rapport à ϕ . Si nous voulons calculer la sensibilité d'une variable b_r , il suffit que tous les éléments du vecteur α_0 soient nuls ; sauf le $r^{\text{ième}}$ élément dont la valeur est égale à 1. Dans ce cas, la sensibilité G est :

$$G = \frac{\partial b_r}{\partial \phi} = \sum_{k=1}^{k=n} [\alpha_k]^r \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi} \cdot [a_k] \quad (1.43)$$

Cette relation peut être généralisée pour le cas des sensibilités d'une onde par rapport à plusieurs paramètres :

$$\begin{array}{c} \frac{\partial b_r}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial b_r}{\partial \phi_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial b_r}{\partial \phi_n} \end{array} = \begin{array}{c} \sum_{k=1}^{k=n} [\alpha_k]^r \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi_1} \cdot [a_k] \\ \sum_{k=1}^{k=n} [\alpha_k]^r \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi_2} \cdot [a_k] \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^{k=n} [\alpha_k]^r \cdot \frac{\partial [S_k]}{\partial \phi_n} \cdot [a_k] \end{array} \quad (1.44)$$

1.6.2 - METHODE DIRECTE :

Les sensibilités d'un vecteur $[a]$ par rapport à un seul paramètre ϕ sont déterminées en différentiant la relation (1.11) [1,2 et 17] .

$$[W] \cdot \frac{\partial [a]}{\partial \phi} + \frac{\partial [W]}{\partial \phi} \cdot [a] = \frac{\partial [c]}{\partial \phi} \quad (1.45)$$

d'où ,

$$[W] \cdot \frac{\partial [a]}{\partial \phi} = \frac{\partial [c]}{\partial \phi} - \frac{\partial [W]}{\partial \phi} \cdot [a] \quad (1.46)$$

en posant :

$$[c'] = \frac{\partial [c]}{\partial \phi} - \frac{\partial [W]}{\partial \phi} \cdot [a] \quad (1.47)$$

les sensibilités de $[a]$ par rapport à ϕ sont :

$$\frac{\partial [a]}{\partial \phi} = [W]^{-1} \cdot [c'] \quad (1.48)$$

Pour résoudre le système (1.48) , il faut inverser la matrice $[W]$ et évaluer le vecteur $[c']$. Comme $[W]^{-1}$ et $[a]$ ont été déterminé au cours de l'analyse , il suffit de calculer les dérivées partielles de $[W]$ et de $[c]$ par rapport à ϕ . Ensuite à l'aide de substitutions nous obtenons le vecteur sensibilité $\partial[a]/\partial\phi$.

Si nous voulons évaluer les sensibilités de $[a]$ par rapport à plusieurs paramètres , il y aura autant de substitutions que de paramètres ; ceci entraîne un temps de calcul plus élevé que celui de la méthode précédente .

Notons que pour les deux méthodes , il est nécessaire de connaître les matrices-S dérivées par rapport à un paramètre ϕ connu (annexe 3) .

Afin de présenter un programme d'analyse de circuit microonde, nous avons donc en conclusion opté pour la première méthode d'analyse avec le calcul des sensibilités par la méthode du circuit adjoint .

CHAPITRE 2

METHODES DE RESOLUTION D'UN SYSTEME D'EQUATIONS LINEAIRES
UTILISANT LES TECHNIQUES DE MATRICES CREUSES

II.1 - INTRODUCTION :

L'analyse d'un réseau microonde qui consiste à déterminer les vecteurs ondes (a_n , b_n) et les sensibilités, nécessite la résolution de trois systèmes d'équations du type :

$$[W].[a] = [c] \quad (2.1)$$

$$[W]^E.[\alpha] = [\gamma] \quad (2.2)$$

$$[W]. \frac{\partial [a]}{\partial \phi} = [c'] \quad (2.3)$$

La méthode de résolution utilisée dépendra du nombre de portes des divers composants. Notons, que le nombre maximum de composants est limité par la capacité de la mémoire de l'ordinateur.

Par ailleurs, au cours d'un programme d'optimisation la résolution de ces systèmes doit être faite à chaque fois que les valeurs des éléments de la matrice $[W]$ ou celles des vecteurs $[c]$, $[\gamma]$ et $[c']$ sont changées.

De plus, soulignons que $[W]$, $[c]$, $[\gamma]$ et $[c']$ ne sont pas modifiés du point de vue architecture pour les cas suivants :

- L'analyse en fréquence ;
- L'analyse des sensibilités ;
- Pour le calcul des valeurs optimales des paramètres du réseau .

Le nombre d'opérations requis dans les méthodes de

résolution classiques est égale à $N^2/3 + N^2 - N/3$; où N est la dimension de la matrice [1 et 10] . Ainsi , pour réduire le temps de calcul nous pouvons utiliser deux approches . La première consiste à éliminer progressivement les variables d'ondes qui ne sont pas nécessaires à l'évaluation de la fonction du réseau , ce qui permet de diminuer la valeur de N . La deuxième utilise les techniques de matrices creuses ; celles-ci sont basées sur l'examen de la structure non nulle de [W] et sur la génération d'un code qui exécute uniquement les opérations arithmétiques sur des opérands non nulles [1 et 2] .

Il est en effet utile de connaître les propriétés des trois systèmes avant de faire un choix sur la méthode de résolution la plus appropriée .

II.2 - PROPRIETES DES MATRICES DU SYSTEME :

En règle générale , sauf pour les éléments non linéaires, la matrice [W] possède [2] les propriétés suivantes .

- C'est une matrice creuse , carrée de dimension N (N est égale à la somme de toutes les portes des composants) ;
- elle est asymétrique $W_{ij} \neq W_{ji}$ pour $i \neq j$;
- les éléments situés sur la diagonale principale sont les coefficients de réflexion aux différentes portes ($W_{ii} = -S_{ii}$) . Ces éléments ont souvent des valeurs proches ou même égales à zéro (portes adaptées) ;
- la plupart des éléments hors de sa diagonale sont nuls ceux qui ne le sont pas correspondent aux portes qui appartiennent soit au même composant , soit aux composants connectés entre eux . Dans le premier cas ce sont les coefficients de transmission entre deux portes particulières d'un même composant ($W_{ij} = -S_{ij}$ avec $i \neq j$) ,

, dans le deuxième ce sont les éléments de la matrice connexion ;

- La structure non nulle de sa matrice transposée $[W]^t$ est identique à celle de $[W]$. En particulier , si tous les composants sont réciproques alors les deux matrices sont égales ;
- Sa structure non nulle est constante , elle ne dépend ni de la fréquence ni des paramètres des composants du circuit ;
- Si la fréquence ou les paramètres des composants varient alors les valeurs des éléments non nuls de $[W]$ (excepté les '1' de la matrice $[\Gamma]$) peuvent changer ;
- Elle possède dans chaque ligne et chaque colonne un élément égal à '1' .

De plus , les vecteurs $[c]$, $[\gamma]$ et $[c']$ ont des structures non nulles différentes ; celles-ci ne dépendent pas de la façon dont est faite l'analyse du réseau [1 et 2] .

Dans la conception d'un circuit microonde , nous devons généralement procéder à plusieurs analyses avant de passer à la réalisation . Avec de telles propriétés , il résulte que dans le cas où les valeurs des vecteurs de droite changent , la méthode de factorisation LU est la plus pratique [1 et 2] .

Si de plus , nous utilisons les techniques de matrices creuses ; nous pouvons espérer une diminution du volume de la mémoire et du temps de calcul .

II.3 - DESCRIPTION DE LA METHODE DE DECOMPOSITION LU :

Dans cette méthode , la matrice $[W]$ est décomposée en

deux matrices triangulaires inférieure [L] et supérieure [U] ,
telle que :

$$[W] = [L] \cdot [U]$$

avec ,

$$[L] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ l_{21} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l_{n1} & l_{n2} & \dots & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.4.a)$$

$$[U] = \begin{pmatrix} 1 & u_{12} & u_{13} & \dots & u_{1n} \\ 0 & 1 & u_{23} & \dots & u_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.4.b)$$

le système (2.1) est remplacé par deux systèmes :

$$[L] \cdot [y] = [c] \quad (2.5)$$

$$[U] \cdot [a] = [y] \quad (2.6)$$

Et , la solution du système (2.1) est obtenue en deux étapes . Ainsi , par élimination directe nous pouvons calculer la solution [y] ; puis par des substitutions inverses nous obtenons le vecteur [a] .

II.4 - DESCRIPTION DE LA METHODE UTILISEE :

Afin que la solution du système obtenue puisse posséder certains avantages ; tels que la vitesse de calcul , le stockage et la précision de la solution , nous avons retenu la méthode de décomposition LU en lui adaptant les techniques de matrices creuses .

Pour cela , la procédure de résolution a été décomposé en trois étapes :

- La première , génère des tableaux contenant des séquences d'indices qui décrivent la structure non nulle de la matrice [W] ;
- La deuxième , ordonne de façon optimale les lignes et les colonnes à chaque pas ; afin que le nombre de nouveaux , éléments et le nombre d'opérations soient minimums ;
- La troisième , calcule les valeurs des éléments des matrices triangulaires [L] et [U] ;
- La quatrième , évalue la solution du système à l'aide de substitutions directe et inverse .

Cette structure segmentaire permettra dans le cas d'analyses multiples (si les valeurs des éléments de [W] , [c] , [γ] et [c'] sont modifiées) de répéter seulement les troisième et quatrième procédures . Ceci est un grand avantage en comparaison aux autres méthodes de résolutions classiques .

II.4.1 - STRUCTURES DE DONNEES :

Nous savons que la précision de la solution dépend des éléments appartenant à la diagonale principale , appelés pivots . En effet , si leurs valeurs sont proches de zéro la précision est diminuée [1 et 2] .

Dans la matrice [W] nous avons quatre types d'éléments ; les éléments situés sur la diagonale principale qui sont de valeurs opposées aux coefficients de réflexion ($W_{ii} = -S_{ii}$) . Ceux hors de la diagonale sont les opposés des coefficients de transmission ($W_{ij} = -S_{ij}$) , les '1' (éléments de la matrice connexion) et des zéros .

Or , les pivots ne peuvent pas être choisis parmi les W_{ii} (car en général leurs valeurs sont proches de zéros) ou les W_{ij} (car leurs valeurs changent dans le cas d'analyses multiples) . Ainsi , les '1' (éléments de la matrice [Γ]) seront déplacés sur la diagonale principale et pourront être pris comme pivots .

Initialement , les éléments de la diagonale sont des '1' , il ne seront pas mémorisés . Les autres éléments hors de la diagonale sont numérotés arbitrairement et une place mémoire est créée pour chacun d'eux .

Du fait de l'ordonnement à chaque pas de la matrice [W] , il est nécessaire de mémoriser ces éléments non nuls à l'aide de six vecteurs . Qui sont pour un élément W_{kl} ; COL(i)=l et LIG(i)=k (indices de la colonne et de la ligne , respectivement) , GAUCHE(i) et DROITE(i) (adresses des éléments non nuls situés à gauche et à droite du $i^{\text{ème}}$ élément , respectivement) , puis AVANT(i) et APRES(i) (adresses des éléments non nuls qui sont situés avant et après le $i^{\text{ème}}$ élément , respectivement) .

Pour expliciter cette notation , prenons par exemple la matrice [W] suivante :

$$[W] = \begin{vmatrix} 1 & 0 & W_{13} & W_{14} \\ 0 & 1 & W_{23} & 0 \\ W_{31} & W_{32} & 1 & 0 \\ W_{41} & W_{42} & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Prenons le premier élément de la première ligne , nous lui affectons l'adresse 1 , il en est de même pour les autres . A part l'élément '1' , il n'existe pas à sa gauche d'élément non nul (GAUCHE(1)=0) , par contre à sa droite il y a l'élément W_{14} (DROITE(1)=2) . De plus , W_{13} étant le premier élément de la colonne 3 (il n'y a pas d'éléments avant lui : AVANT(1)=0) et après W_{13} nous avons W_{23} (APRES(1)=3) .

Pour les autres éléments nous procédons de même et nous obtenons le tableau 1 .

Element	AD	LIG	COL	DROITE	GAUCHE	AVANT	APRES
W_{13}	1	1	3	2	0	0	3
W_{14}	2	1	4	0	1	0	0
W_{23}	3	2	3	0	0	1	0
W_{31}	4	3	1	5	0	0	6
W_{32}	5	3	2	0	4	0	7
W_{41}	6	4	1	7	0	4	0
W_{42}	7	4	2	0	6	5	0

TABLEAU 1

Si un élément n'a pas de voisin dans une direction quelconque , c'est à dire s'il est le premier ou le dernier élément non nul dans la ligne ou la colonne , la valeur correspondante dans la case mémoire est un zéro .

Deux autres vecteurs sont créés , PEL et PEC tels que , PEL(j) et PEC(j) représentent les adresses du premier élément non nul dans la $j^{i\text{ème}}$ ligne et la $j^{i\text{ème}}$ colonne ; respectivement . Ainsi, pour l'exemple ci-dessus nous aurons :

$$\begin{array}{lll}
 \text{PEL}(1) = 1 & \text{et} & \text{PEC}(1) = 4 \\
 \text{PEL}(2) = 3 & \text{et} & \text{PEC}(2) = 5 \\
 \text{PEL}(3) = 4 & \text{et} & \text{PEC}(3) = 1 \\
 \text{PEL}(4) = 6 & \text{et} & \text{PEC}(4) = 2
 \end{array}$$

Cette mémorisation des éléments non nuls de la matrice

[W] semble complexe , mais nous montrerons qu'avec de telles structures de données les opérations d'insertion des éléments créés et de suppression des lignes et colonnes requises pour l'ordonnement de la matrice seront très simplifiées .

II.4.2 - ORDONNANCEMENT DE LA MATRICE [W] :

L'objectif de cette procédure est de réordonner les lignes et les colonnes de [W] afin que le nombre d'éléments nouveaux soit minimum , et que le nombre d'opérations arithmétiques soit le plus petit possible .

Actuellement , tous les algorithmes utilisant les techniques de matrices creuses ont abouti à des algorithmes presque optimaux [11,18,19,20,21,22,23,24 et 25] .

L'algorithme d'ordonnement que nous utilisons fixe la séquence d'indices optimaux (indices des pivots à chaque pas) avant de calculer les éléments des matrices triangulaires [L] et [U] . A chaque fois qu'une paire ligne-colonne est réordonnée , les positions des éléments de [W] sont modifiées ; nous obtenons alors une nouvelle matrice que nous appellerons la matrice [MRW] (Matrice Réduite de W) .

Pour chaque pas , le pivot choisi est celui qui requiert le plus petit nombre d'opérations . Si plusieurs pivots satisfont ce critère , nous choisissons alors le premier . Le nombre d'opérations non nulles (division et réévaluation) pour la $i^{\text{ième}}$ ligne est :

$$NOP(i) = (NEL(i)-1) - (NEL(i)-1) \cdot (NEC(i)-1) \quad (2.7)$$

Où $NEL(i)$ et $NEC(i)$ sont respectivement , le nombre d'éléments non nuls dans la $i^{\text{ième}}$ ligne et $i^{\text{ième}}$ colonne .

Les pivots choisis à chaque pas , sont placés successivement sur la diagonale principale , leurs indices sont stockés dans un vecteur dénommé [RMI] . Le pivot étant connu , nous recherchons la ligne et la colonne des nouveaux éléments (s'il en existe) , lesquels seront insérés dans la matrice [MRW] . Ensuite , une fois l'insertion terminée nous effaçons la ligne et la colonne pivot de [MRW] .

II.4.3 - DECOMPOSITION LU :

Les différentes insertions étant effectuées , nous remarquerons que les positions des nouveaux éléments sont connues , mais que leurs valeurs le seront au cours de la décomposition LU . Pour cela , nous numérotions en premier les éléments de [RMW] situés sur la diagonale principale , puis les éléments de la première colonne de [L] , ensuite ceux de la première ligne de [U] .

Afin de faciliter ce calcul, nous avons créé un vecteur [A] qui stocke les valeurs des éléments non nuls (y compris les nouveaux éléments) , et un ensemble de tableaux . Ainsi , tandis que le tableau [LIGCOL] indique l'adresse pour les éléments situés sur la diagonale principale . Et pour les autres éléments ce tableau sera l'indice de la colonne ou de la ligne si l'élément est un élément de [U] ou de [L] , respectivement .

Deux autres tableaux dénommés [LCOL] et [ULIG] , tels que $LCOL(k)$ est l'adresse du premier élément hors de la diagonale dans la $k^{ième}$ colonne de la matrice [L] et $ULIG(j)$ est l'adresse du premier élément dans la $j^{ième}$ ligne de [U] .

II.4.3 - ELIMINATION DIRECTE ET SUBSTITUTION INVERSE :

L'elimination directe et les substitutions inverses sont réalisées en utilisant les mêmes structures de données que la

décomposition LU . Au cours de l'élimination directe nous déterminons la solution du système suivant :

$$[L] \cdot [y] = [b]$$

et pour les substitutions inverses , nous résolvons le système :

$$[U] \cdot [a] = [y]$$

Par ailleurs , les matrices triangulaires [L] et [U] sont utilisées pour la résolution du système (2.2) . En effet , la matrice [W] est égale au produit des matrices [L] et [U] ; donc sa transposée sera :

$$[W]^t = [U]^t \cdot [L]^t \quad (2.8)$$

Pour résoudre le système (2.2) , il suffira donc de résoudre les deux systèmes suivants :

$$[U]^t \cdot [y'] = [b']$$

et

$$[L]^t \cdot [a] = [y']$$

CHAPITRE 3

PROGRAMME D'ANALYSE D'UN RESEAU MICROONDE

III.1 - INTRODUCTION :

Le programme d'analyse que nous avons mis au point permet l'analyse d'un réseau multiporte à topologie quelconque . Il se base sur le calcul de la matrice de dispersion avec connexion .

Pour ce fait , nous avons conçu une librairie de 28 types d'éléments (annexe 2 , tableau 1) , ainsi qu'une analyse de sensibilités pour tenir compte des éventuelles variations des composants du réseau .

En sortie , notre programme permet d'afficher la matrice de dispersion avec connexion [W] , la matrice-S du réseau , les ondes a_i et b_i en chaque porte des composants discrets , les coefficients de réflexion , le T.O.S ainsi que les sensibilités des paramètres-S .

III.2 - ORGANISATION DU PROGRAMME :

Le programme dénommé P.A.C.M (Programme d'Analyse de Circuits Microondes) est schématisé sur la figure (3.1) , son organigramme est représenté dans la figure (3.2) et il a été élaboré en langage FORTRAN sur ordinateur VAX / 750 .

Il est subdivisé en un programme principal PPACM et trois programmes secondaires qui sont , SPGW (sous-programmes qui évalue la matrice de dispersion avec connexion) , SPR (sous-programmes de résolution d'un système d'équations linéaires) et SPS (sous-programmes qui calcul les sensibilités) .

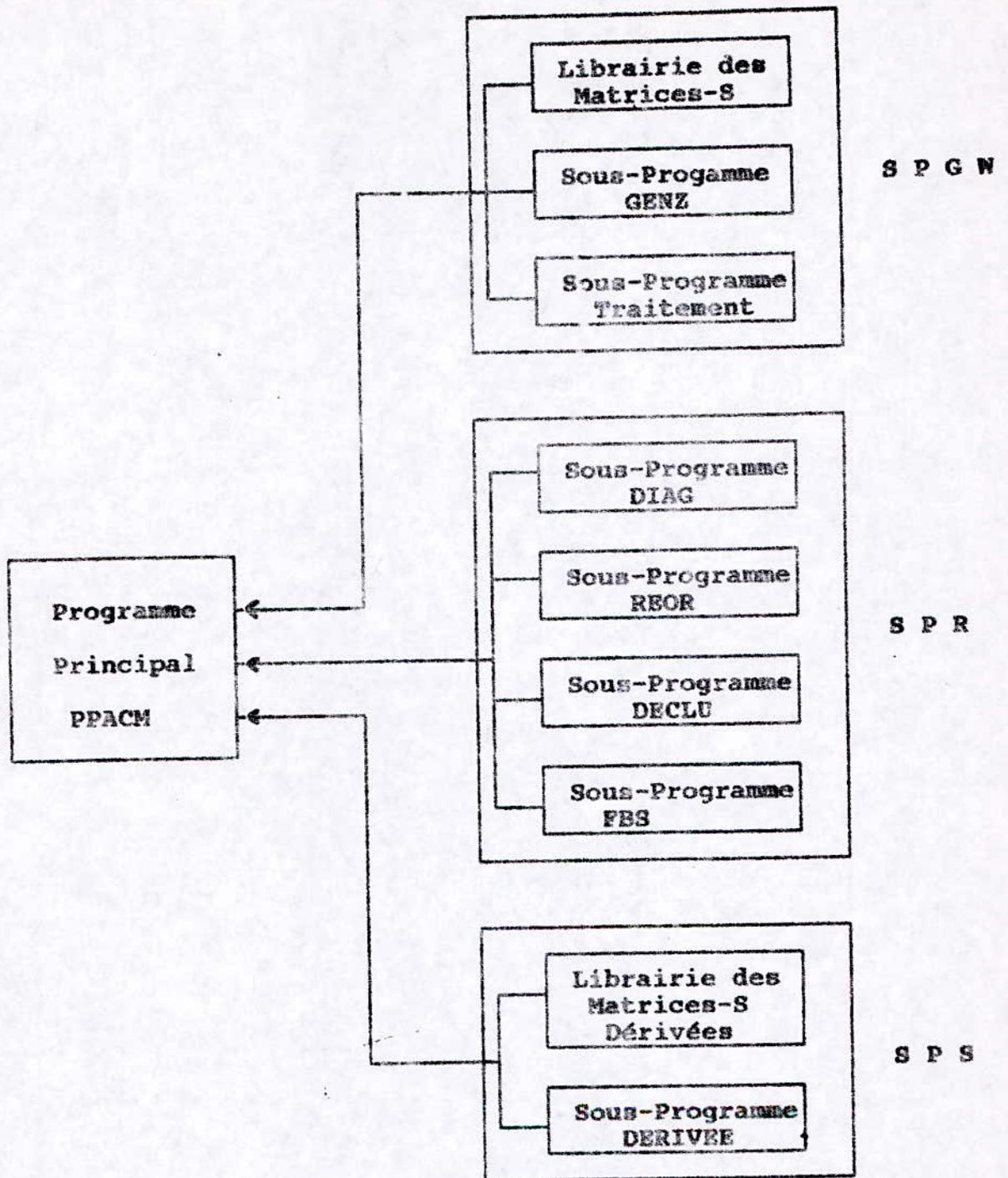


Fig 3.1 : Schéma synoptique du programme P.A.C M

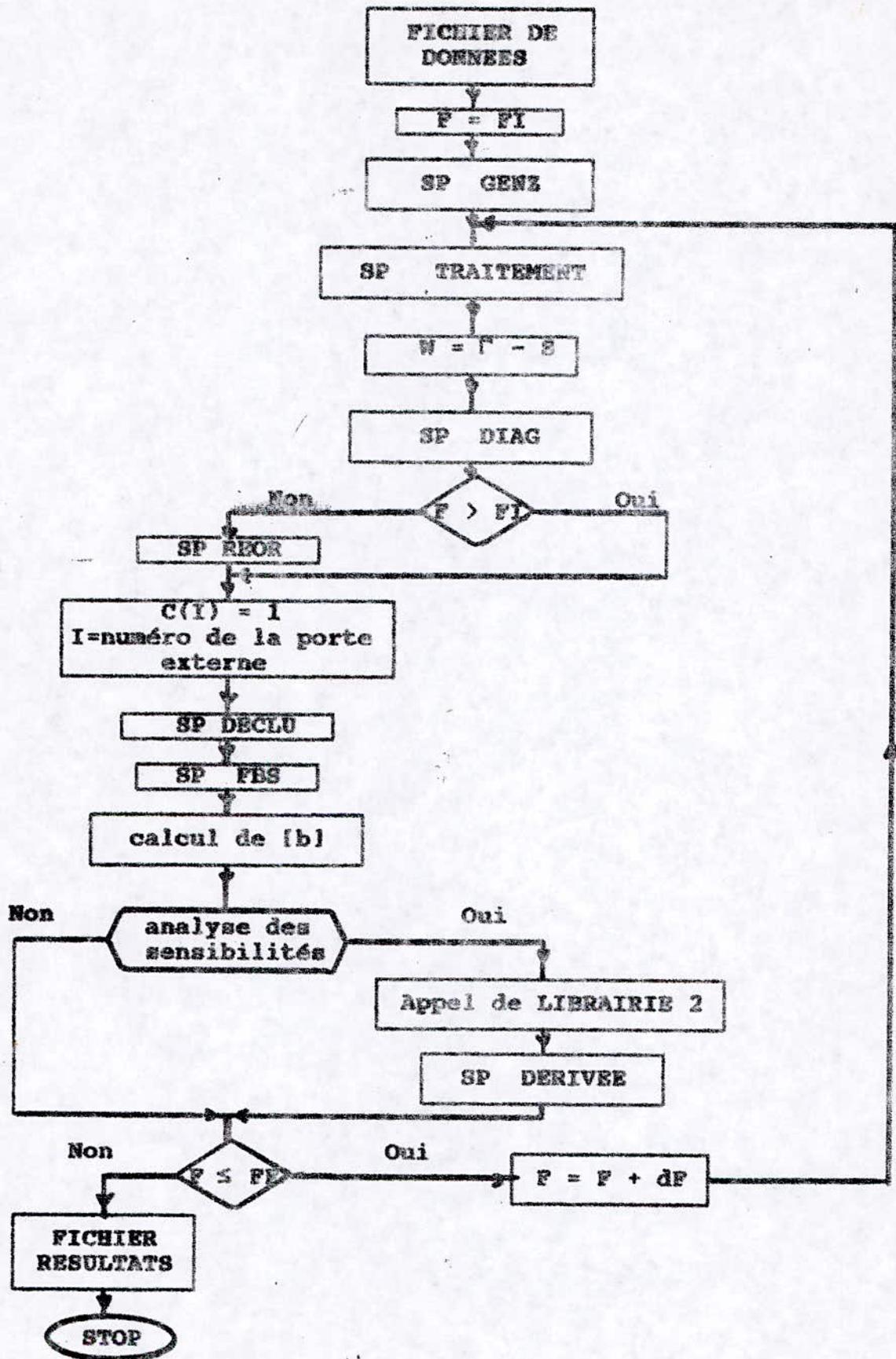


Fig 3.2 : Algorithme du programme P.A.C.M

III.3 - PROGRAMME P P A C M :

Ce programme comprend les fichiers entrées et sorties , il appelle au cours des phases successives de l'analyse les sous-programmes S.P.G.W et S.P.R pour le calcul des vecteurs ondes incidentes et réfléchies ; et peut à l'aide du sous-programme S.P.S évaluer les dérivées partielles des paramètres-S du réseau multiportés par rapport à un ou plusieurs paramètres .

III.3.1 - FICHIER ENTREE :

Il est structuré suivant le tableau 3.1 . La valeur du paramètre P_4 est sous forme complex et IA prend les valeurs 1,2,3, etc... pour se pointer sur les divers sous-programmes de la librairie 2 (annexe 2 , tableau 2) des composants qui sont affectés par P_4 .

Par ailleurs , si un élément du réseau est un transistor (TP27) ou une diode (TP28) , il faut donner les valeurs des paramètres-S pour chaque fréquence .

III.3.2 - FICHIER DE SORTIE :

Il est constitué d'un certain nombre de résultats qui sont :

- La table DESC(11,n) , où n est le nombre d'éléments du circuit qui mémorise les numéros de chaque composants ; le nombre de portes et le nombre de paramètres de chaque éléments ainsi que la description des connexions entre chaque paire de portes ;
- La table PARA(4,n) contient les valeurs des parametres de chaque composant ;
- Les matrices $[\Gamma]$ et $[W]$, les vecteurs a_l et b_l ainsi que les paramètres-S du réseau multiportés ;

et , éventuellement les sensibilités des paramètres-S .

SYMBOLES de DONNEES	COMMENTAIRES
$FI =$, $FF =$, DF	Fréquence initiale , Fréquence finale , Pas de fréquence
$NN =$, $NEX =$	NN est le nombre d'éléments non nuls NEX est le nombre de portes externes
$PE (1) =$. .	Numéros des portes des générateurs ou des charges connectés au réseau
$PE (NEX) =$	
$MS =$	$MS = 0$, les composants sont du type microstrip
	$MS \neq 0$, les composants sont du type stripligne
$B =$, $T =$, $ER =$, $H =$	ER est la constante diélectrique relative . Pour une ligne stripligne, B est la hauteur du substrat , T est l'épaisseur du ruban . Pour une ligne microstrip , H est la hauteur du substrat .
$AS =$	$AS = 0$, Le programme ne fait pas l'analyse des sensibilités
	$AS \neq 0$, Le programme fait l'analyse des sensibilités
$NELEM =$	Le nombre d'éléments du réseau
$CTYPE =$	Le nom de l'élément ($TYP1, TYP2, TYP3,$ $TYP4, TYP5, TYP6, TYP7, TYP8, TYP9, TP10,$ $TP11, TP12, TP13, TP14, TP15, TP16, TP17,$ $TP18, TP19, TP20, TP21, TP22, TP23, TP24,$ $TP25, TP26, TP27, TP28$)
$Z_0 =$	
$R =$	Valeurs de chaque paramètre du
$L =$	composant considéré
$C =$	

NPORT =	Le nombre de portes du composant
Numéro de la 1 ^{ère} porte =	Numéro de la première porte
Connectée à =	Numéro de la porte connectée à la première porte .
.	
.	
Numéro de la N ^{ième} porte =	Numéro de la N ^{ième} porte
Connectée à =	Numéro de la porte connectée à la N ^{ième} porte .
P1 =	Si dans le réseau il y a une diode
P2 =	P1 = S ₁₁ , pour un transistor
P3 =	P1 = S ₁₁ , P2 = S ₁₂ , P3 = S ₂₁ et
P4 =	P4 = S ₂₂
Si AS = 0 :	
NP =	Nombre de paramètres
Nbc =	Nombre de composants affectés par le paramètre
IA =	pointeur , dont la valeur varie de 1 à 9

TABLEAU 3.1

III.3.3 - SOUS-PROGRAMME S.P.G.W :

Il se compose de trois sous-programmes LIBRAIRIE-1 , GENZ et TRAITEMENT .

Le premier contient les sous-routines qui évaluent les matrices-S de trente composants élémentaires .Le deuxième calcule la matrice connexion [Γ] et le troisième évalue la matrice dispersion avec connexion par la méthode d'analyse 'matrice [W]'.

III.3.3.1 - LIBRAIRIE-1 :

Les matrices de dispersion contenues dans cette librairie sont celles d'éléments à constantes localisées et réparties . Elle renferme également les matrices de certaines connexions ainsi que les dispositifs tels que ; atténuateur , circulateur et transformateur .

De plus certaines discontinuités apparaissant dans les lignes microstrip et stripline ont été considérés [1] . La librairie permet aussi le calcul de la largeur d'une ligne à partir de son impédance caractéristique ou inversement ; ainsi que la constante diélectrique effective et les impédances de couplage de lignes couplées [1] .

III.3.3.2 - Sous-Programme GENZ :

Il utilise les données en entrée qui décrivent les connexions entre chaque paire de portes des composants pour évaluer la matrice connexion $[\Gamma]$. L'algorithme décrivant le calcul de cette matrice est donné sur la fig (3.3) .

III.3.3.3 - Sous-Programme TRAITEMENT :

Il fait appel à la LIBRAIRIE 1 pour calculer la matrice de dispersion $[S]$ du réseau par la méthode d'analyse 'MATRICE $[W]$ ' décrite précédemment . L'algorithme du sous-programme TRAITEMENT est représenté sur la Fig(3.4) .

III.3.4 - SOUS-PROGRAMME S.P.R :

Il permet de résoudre un système d'équations linéaires utilisant les techniques de matrices creuses .

Au moyen d'une décomposition triangulaire ordonnée de façon appropriée , la solution du système est obtenue avec certains avantages qui sont ; la vitesse de calcul , le volume de la mémoire et la précision de la solution .

Du fait de sa structure segmentaire le sous-programme S.P.R est composé de quatre sous-programmes DIAG , REOR , DECLU et FBS .

III.3.4.1 - Sous-Programme DIAG :

Ce sous-programme déplace les '1' (éléments de la matrice [Γ]) sur la diagonale principale . L'algorithme décrivant ce sous-programme est donné sur la Fig (3.5) .

III.3.4.2 - Sous-Programme REOR :

Comme nous l'avons explicité plus haut , au cours de cette procédure la matrice [W] est réordonnée afin que les nombres de nouveaux éléments et d'opérations arithmétiques requis pour la décomposition LU soient minimums .

Le pivot étant choisi , le sous-programme cherche les nouveaux éléments ; s'il y en a , il les insère dans la matrice [MRW] . En effet , sur la figure (3.6) nous considérons l'insertion d'un élément W_{jk} . Soit m son adresse , nous prenons la $j^{\text{ième}}$ ligne et changeons les valeurs dans les tables GAUCHE et DROITE des éléments situés respectivement , à gauche et à droite de W_{jk} . Puis en prenant la $k^{\text{ième}}$ colonne nous modifions les valeurs dans AVANT et APRES des éléments situés respectivement , avant et après W_{jk} .

Lorsque tous les éléments nouveaux sont insérés , nous effaçons la ligne et la colonne pivot . Sur les Fig (3.7 a et b) nous avons représenté les algorithmes décrivant les opérations d'effacement d'une ligne et d'une colonne .

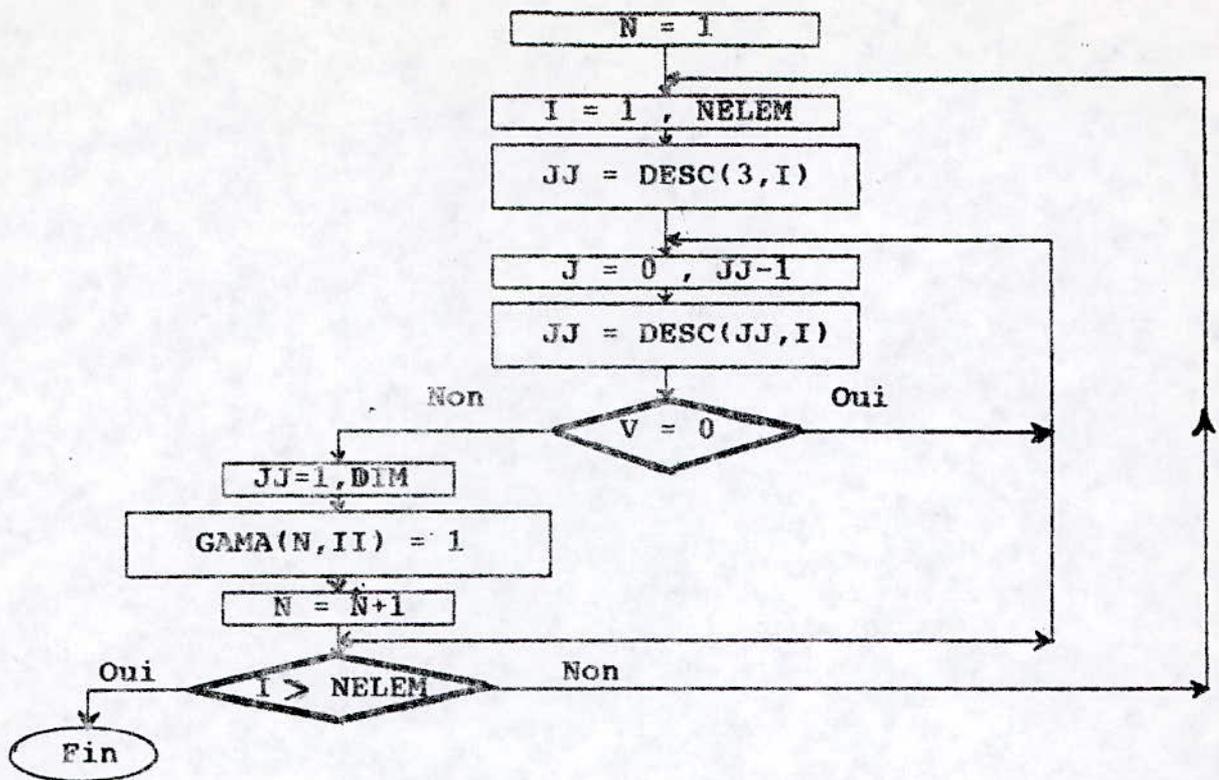


Fig 3.3 : Algorithme du sous-programme GENZ

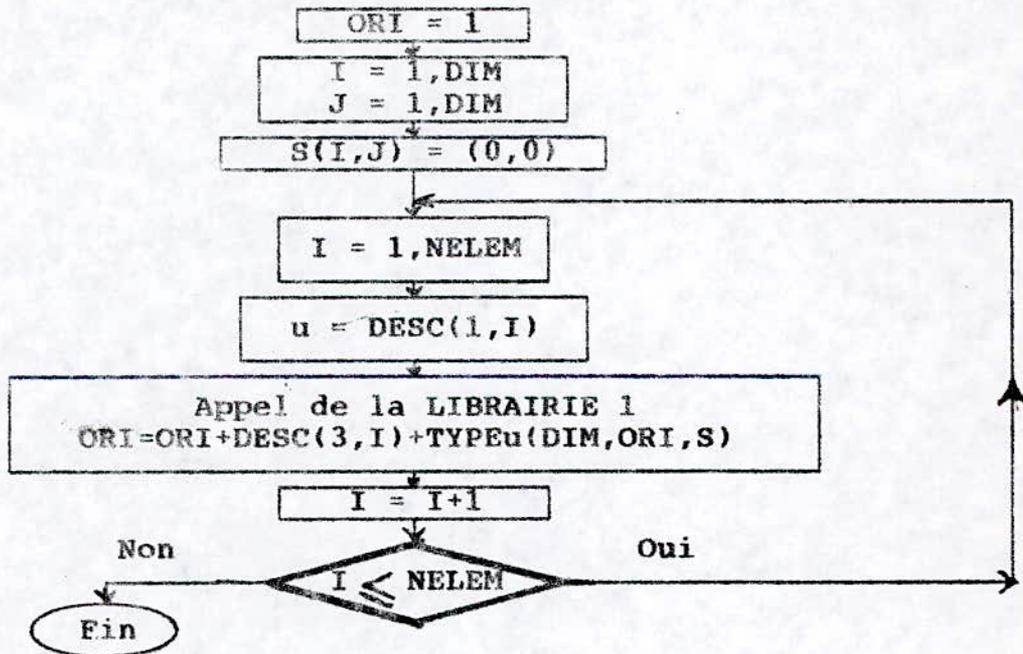


Fig 3.4 : Algorithme du sous-programme TRAITEMENT

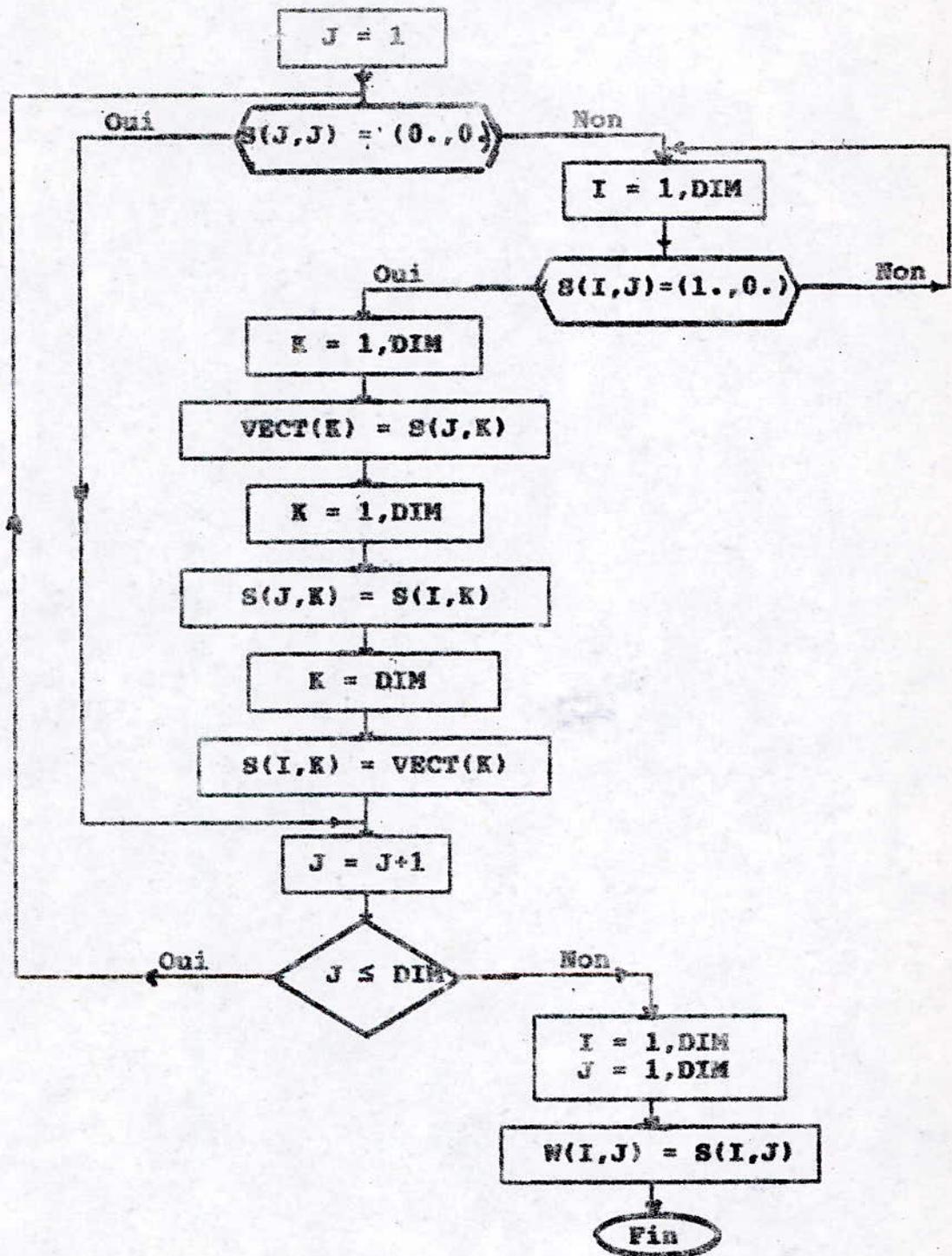


Fig 3.5 : Algorithme du sous-programme DIAG

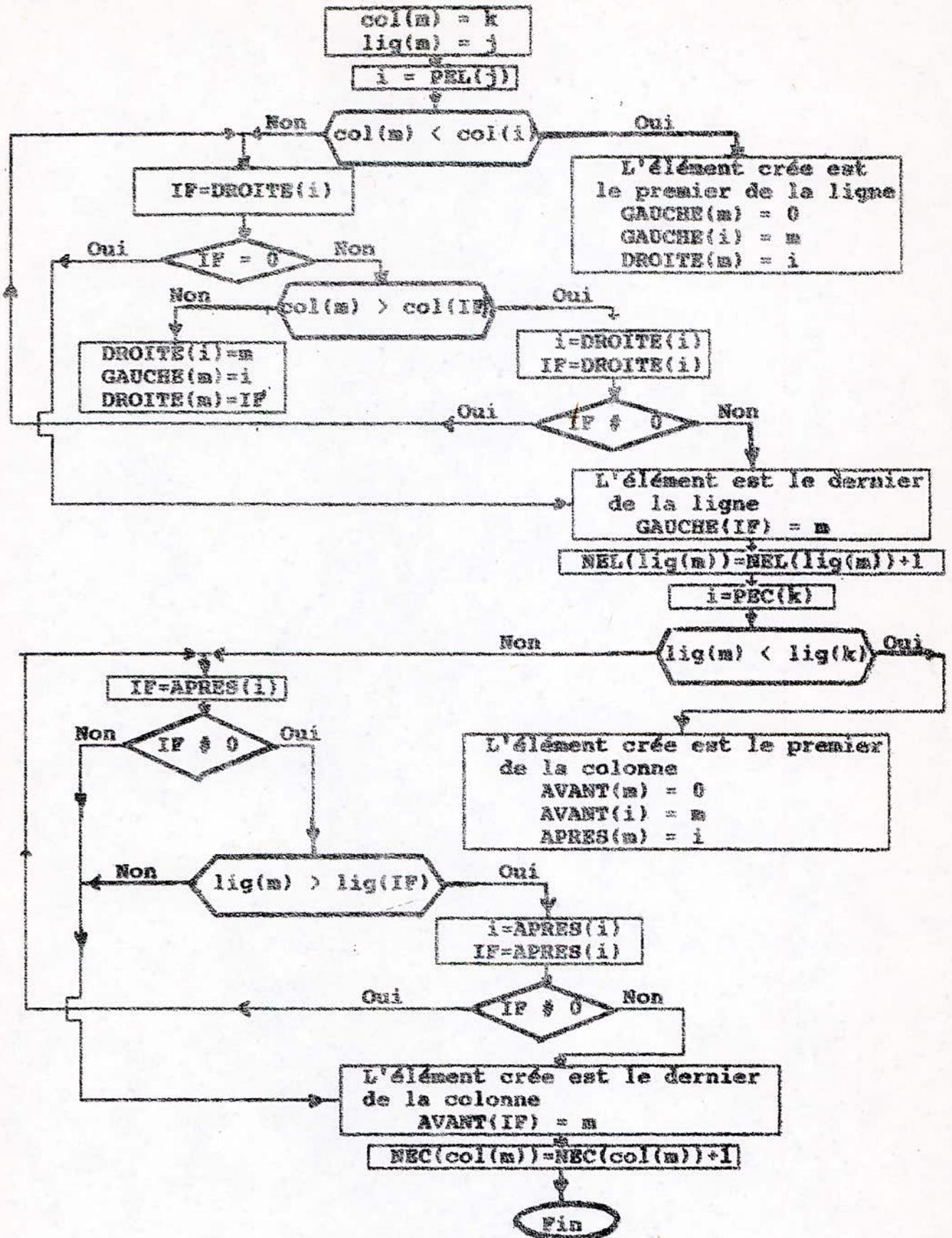


Fig 3.6 : Algorithmes d'insertion de l'élément W_{jk}

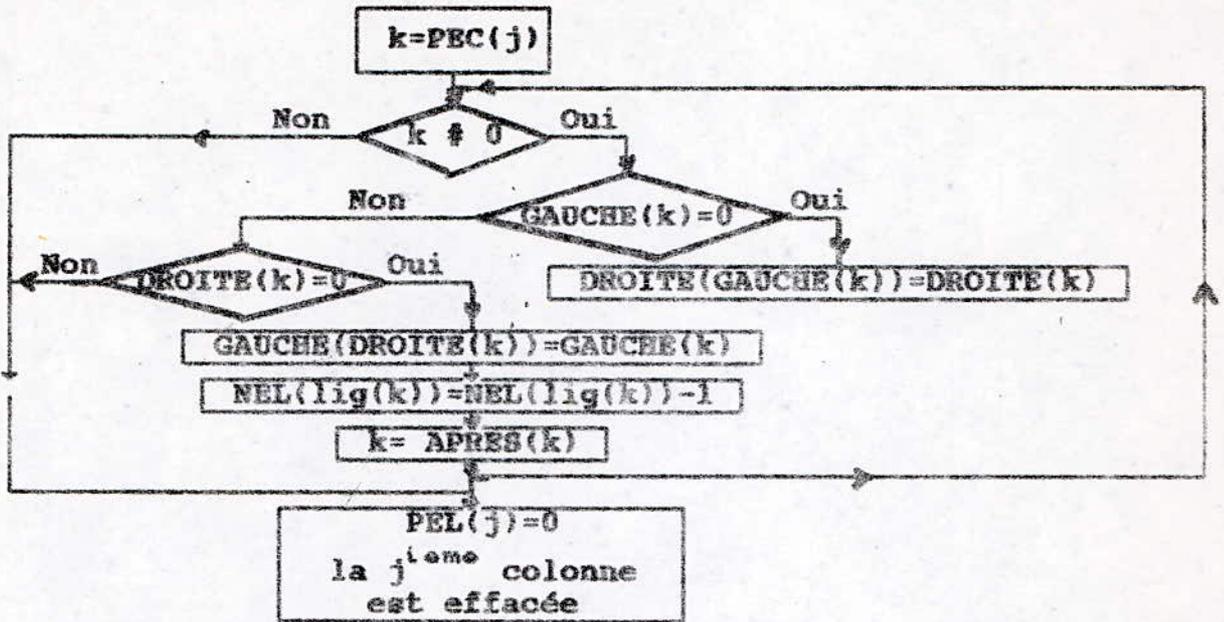


Fig 3.7.a : Algorithme pour effacer la $j^{\text{ème}}$ colonne

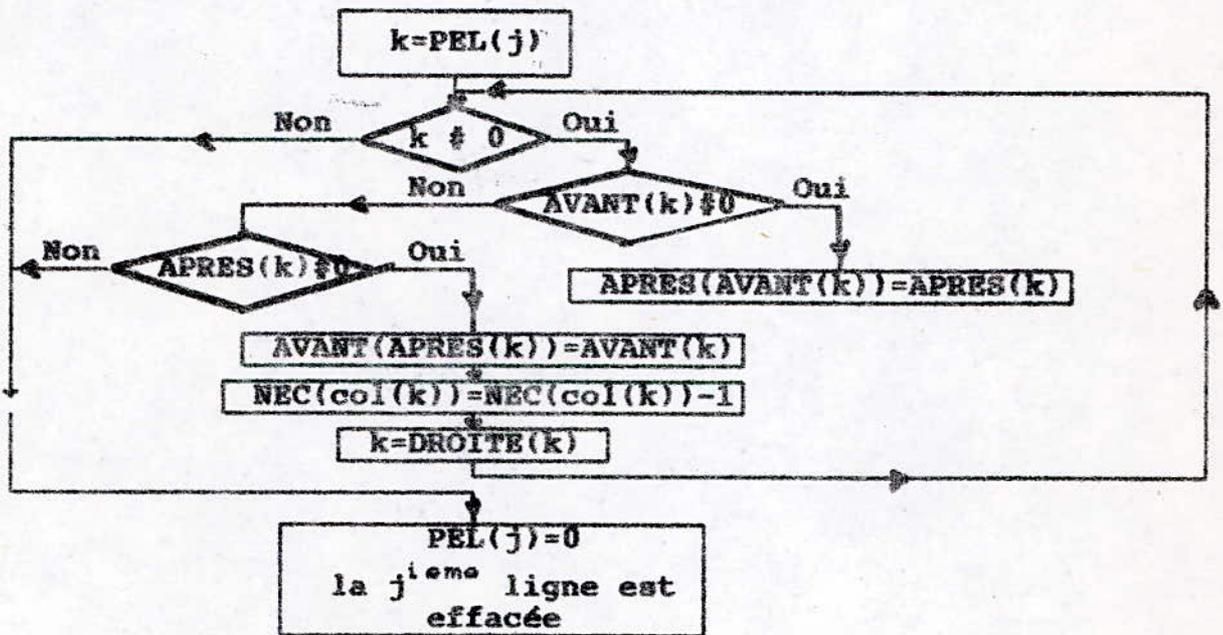


Fig 3.7.b : Algorithme pour effacer la $j^{\text{ème}}$ ligne

III.3.4.3 - Sous-Programme DECLU :

Ce sous-programme calcule les éléments des matrices triangulaires [L] et [U]. Dans l'algorithme de la Fig (3.8) les éléments l_{ij} et u_{ij} sont mémorisés dans le vecteur [A] et le vecteur [ORDRE] permet de pointer chaque élément de [A] qui doit être réévaluer suivant l'ordre de la décomposition LU.

III.3.4.4 - Sous-Programme FBS :

Il calcule la matrice du système (2.1) à l'aide d'élimination directe et substitutions inverses. L'algorithme est représenté sur la Fig (3.9 a et b) ; le vecteur ondes incidentes [a] est mémorisé dans [b].

III.3.5 - SOUS-PROGRAMME S P S :

Il est formé d'une librairie 'LIBRAIRIE-2' et du sous-programme DERIVEE.

III.3.5.1 - LIBRAIRIE-2 :

C'est un ensemble de sous-programme qui calculent les matrices-S dérivées de dix types d'éléments (annexe 2, tableau 2).

III.3.5.2 - Sous-Programme DERIVEE :

Ce sous-programme évalue les dérivées partielles des paramètres-S du réseau multiportés par rapport à un ou plusieurs paramètres. L'algorithme qui décrit ce calcul est donné sur la Fig (3.10), le vecteur [A] est le vecteur ondes incidentes et [DS] est la matrice-S dérivée du composant affecté. Les sensibilités des paramètres-S sont représentées par DDS. Rappelons que la méthode d'analyse utilisée est celle du circuit adjoint [1,2,16 et 17].

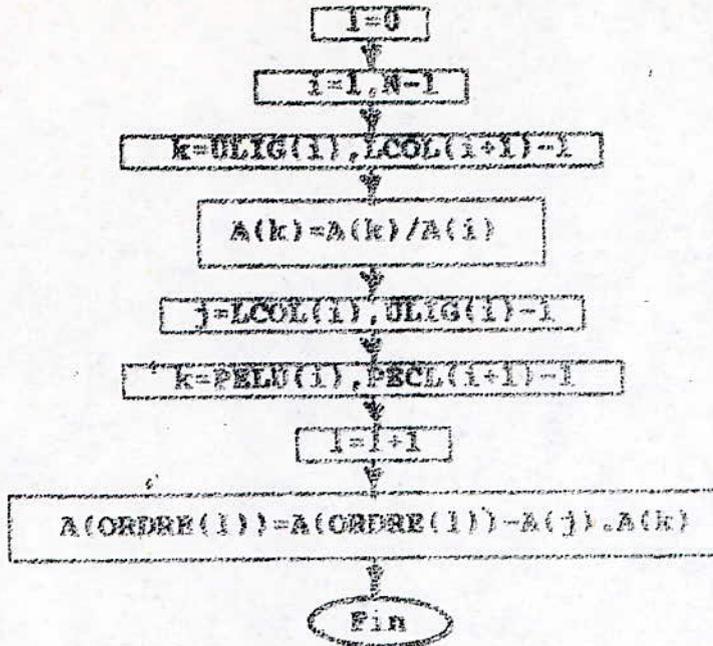


Fig 3.8 : Algorithme du sous-programme DSCLU

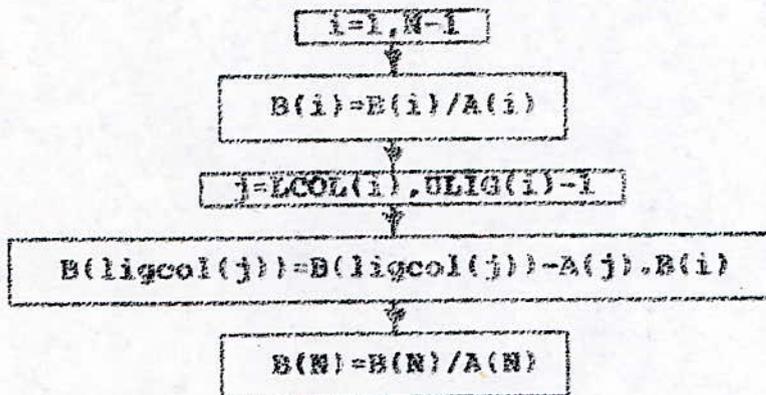


Fig 3.9.a : Algorithme pour l'élimination directe

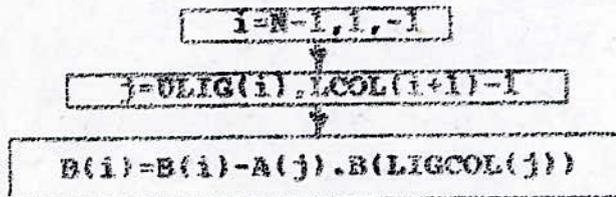


Fig 3.9.b : Algorithme pour les substitutions inverses

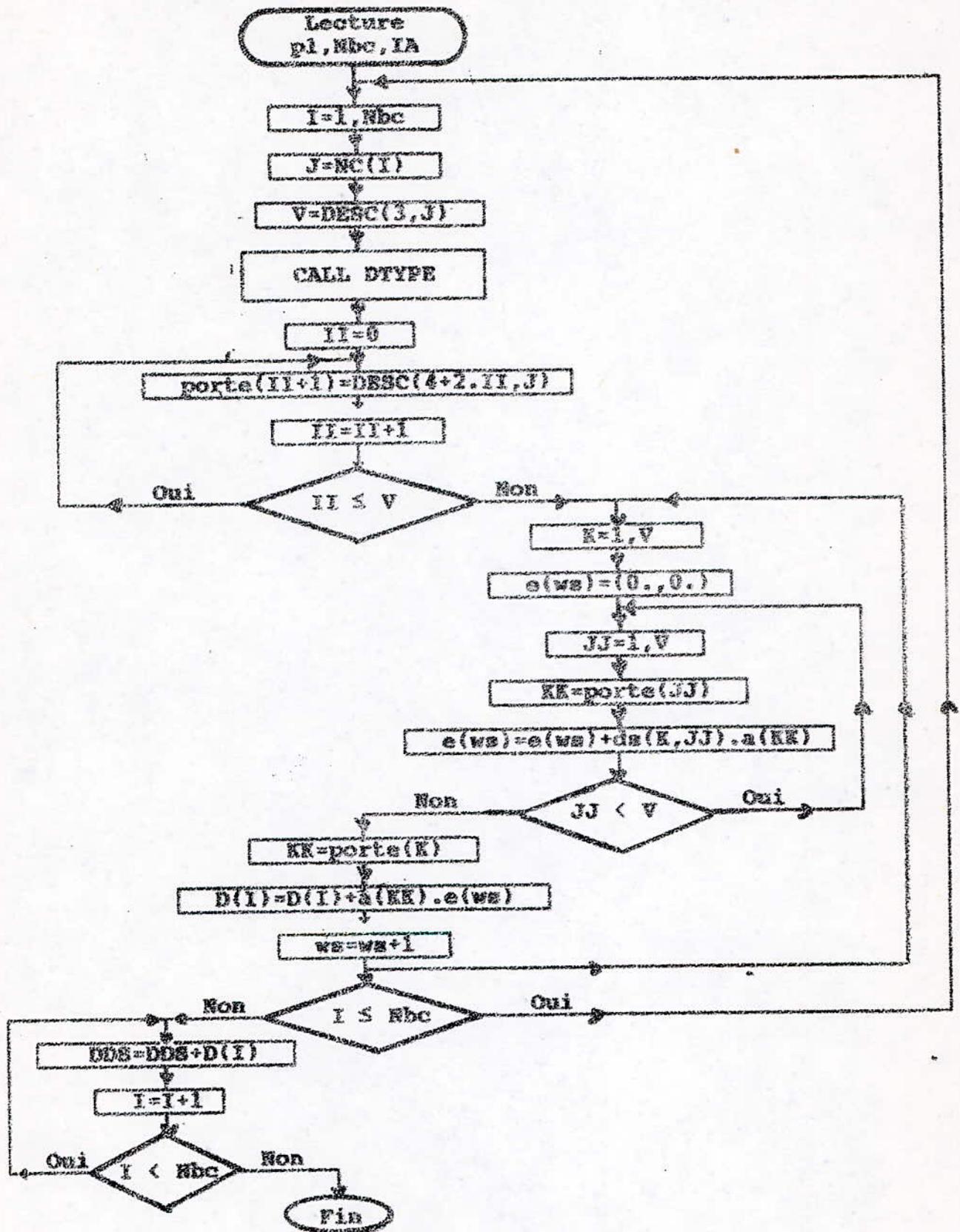


Fig 3.10 : Algorithme du sous-programme DERIVEE

CHAPITRE 4

IV.1 - INTRODUCTION :

Les résultats d'analyses de divers circuits obtenus par le programme P.A.C.M ont été comparés à ceux de certains auteurs qui ont utilisé d'autres méthodes d'analyses .

Les exemples retenus doivent tenir compte des variantes existant dans les circuits microondes . Ainsi , les deux premiers exemples traitent de circuits passifs respectivement , à constantes localisées et réparties . Puis le troisième concerne un circuit actif à constantes localisées et le quatrième un circuit actif à constantes réparties .

Enfin , l'exemple cinq est consacré à l'évaluation des sensibilités d'un circuit passif à constantes réparties par la méthode du 'CIRCUIT ADJOINT' .

IV.2 - CIRCUITS PASSIFS :

IV.2.1 - EXEMPLE 1 :

L'exemple représenté sur la Figure 4.1 est un circuit passif à constantes localisées analysé à la fréquence de 1 GHz .

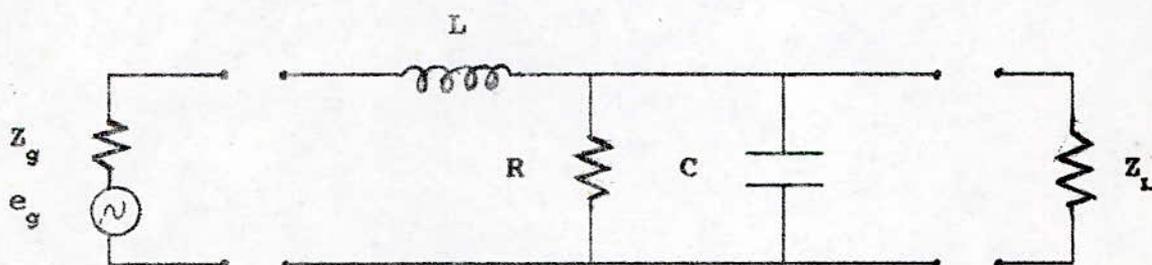


Fig 4.1 : Circuit passif à constantes localisées

Où , $L = 25 \text{ nH}$, $R = 100 \text{ ohm}$, $C = 50 \text{ pF}$ et $Z_L = Z_g = 50 \text{ ohm}$

Les paramètres S obtenus par le programme P.A.C.M (S_{cal})

et ceux donnés dans la référence [26] (S_{ref}) sont comparés sur le tableau (4.1) nous noterons une erreur maximale de 0.0008 .

			MODULE
S_{11}	S_{11cal}	$0.80818 + j 0.58698$	0.99885
	S_{11ref}	$0.80849 + j 0.58720$	0.99923
	$\frac{ S_{11cal} - S_{11ref} }{ S_{11ref} }$		0.00038
S_{12}	S_{12cal}	$-0.03588 - j 0.01564$	0.039135
	S_{12ref}	$-0.03589 - j 0.01560$	0.039132
	$\frac{ S_{12cal} - S_{12ref} }{ S_{12ref} }$		0.00002
S_{21}	S_{21cal}	$-0.03588 - j 0.01564$	0.039135
	S_{21ref}	$-0.03589 - j 0.01560$	0.039132
	$\frac{ S_{21cal} - S_{21ref} }{ S_{21ref} }$		0.00002
S_{22}	S_{22cal}	$-0.98675 - j 0.12834$	0.99506
	S_{22ref}	$-0.98787 - j 0.12608$	0.99588
	$\frac{ S_{22cal} - S_{22ref} }{ S_{22ref} }$		0.0008

TABEAU 4.1

IV.2.2 - EXEMPLE 2 :

L'exemple de la figure 4.2 concerne un réseau passif à constantes réparties dont les éléments ne sont pas connectés en cascade . L'analyse a été faite pour les fréquences allant de 1 GHZ à 1.5 GHZ et la comparaison des résultats (voir tableau 4.2) avec ceux de la référence [28] fait ressortir une erreur maximale de 0.0058 pour le T.O.S et de 0.0115 pour les pertes de transmission .

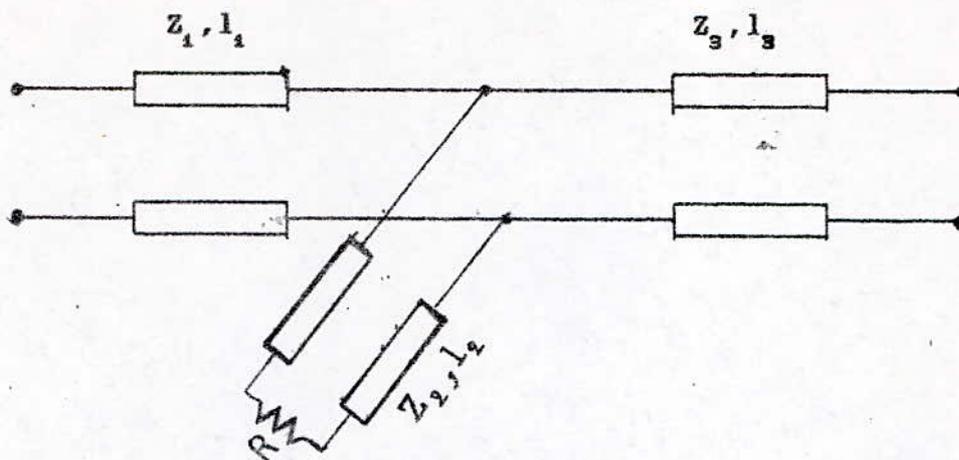


Fig 4.3 : Réseau passif à constantes réparties

avec , $Z_1 = 30 \text{ Ohm}$, $Z_2 = 70 \text{ Ohm}$, $Z_3 = 60 \text{ Ohm}$, $R = 50 \text{ Ohm}$ et $l_1 = l_2 = l_3 = \lambda/4$

Freq	Paramètres-S	T.O.S	Pertes de transmission (dB/deg)
1	$S_{11} = -0.31530 - j 0.12688$ $S_{12} = -0.58293 - j 0.40864$ $S_{21} = -0.63749 - j 0.44962$ $S_{22} = 0.53224 + j 0.39196$	$TOS_c = 2.029$ $TOS_r = 2.041$ $\frac{\Delta TOS}{TOS_r} = 0.0058$	$TL_c = 2.95 / -215.03^\circ$ $TL_r = 2.96 / -214.8^\circ$ $\frac{\Delta TL}{TL_r} = 0.0033$
1.1	$S_{11} = -0.36471 - j 0.08785$ $S_{12} = -0.65867 - j 0.25097$ $S_{21} = -0.71882 - j 0.27394$ $S_{22} = 0.63343 + j 0.25219$	$TOS_c = 2.200$ $TOS_r = 2.205$ $\frac{\Delta TOS}{TOS_r} = 0.0022$	$TL_c = 3.039 / -200.85^\circ$ $TL_r = 3.066 / -200.7^\circ$ $\frac{\Delta TL}{TL_r} = 0.0088$
1.2	$S_{11} = -0.3919 - j 0.03131$ $S_{12} = -0.6957 - j 0.0845$ $S_{21} = -0.7574 - j 0.0917$ $S_{22} = 0.6864 + j 0.0869$	$TOS_c = 2.295$ $TOS_r = 2.294$ $\frac{\Delta TOS}{TOS_r} = 0.0004$	$TL_c = 3.086 / -186.9^\circ$ $TL_r = 3.122 / -186.9^\circ$ $\frac{\Delta TL}{TL_r} = 0.0115$

1.3	$S_{11} = -0.3919 + j 0.03131$ $S_{12} = -0.69579 + j 0.0845$ $S_{21} = -0.75748 + j 0.09178$ $S_{22} = 0.68647 - j 0.08690$	$TOS_c = 2.295$ $TOS_r = 2.294$ $\frac{\Delta TOS}{TOS_r} = 0.0004$	$TL_c = 3.086 / -173.7^\circ$ $TL_r = 3.122 / -173.1^\circ$ $\frac{\Delta TL}{TL_r} = 0.0115$
1.4	$S_{11} = -0.36471 + j 0.08785$ $S_{12} = -0.65867 + j 0.25097$ $S_{21} = -0.71882 + j 0.27394$ $S_{22} = 0.63343 - j 0.25219$	$TOS_c = 2.2007$ $TOS_r = 2.205$ $\frac{\Delta TOS}{TOS_r} = 0.0022$	$TL_c = 3.038 / -159.15^\circ$ $TL_r = 3.066 / -159.3^\circ$ $\frac{\Delta TL}{TL_r} = 0.0091$
1.5	$S_{11} = -0.31530 + j 0.12688$ $S_{12} = -0.58293 + j 0.40864$ $S_{21} = -0.63749 + j 0.44962$ $S_{22} = 0.53224 - j 0.39196$	$TOS_c = 2.029$ $TOS_r = 2.041$ $\frac{\Delta TOS}{TOS_r} = 0.0058$	$TL_c = 2.951 / -144.97^\circ$ $TL_r = 2.967 / -145.2^\circ$ $\frac{\Delta TL}{TL_r} = 0.0054$

TABLEAU 4.3

IV.3 - CIRCUITS ACTIFS :

IV.3.1 - EXEMPLE 3 :

Le circuit actif à constantes localisées représenté sur la figure 4.3 a été analysé à la fréquence de 2 GHz . Le transistor utilisé est un HP 35876E ayant les paramètres-S suivants [26]

$$S_{11} = 0.51 / 180^\circ \quad , \quad S_{12} = 0.059 / 36^\circ$$

$$S_{21} = 3.41 / 62^\circ \quad , \quad S_{22} = 0.52 / -51^\circ$$

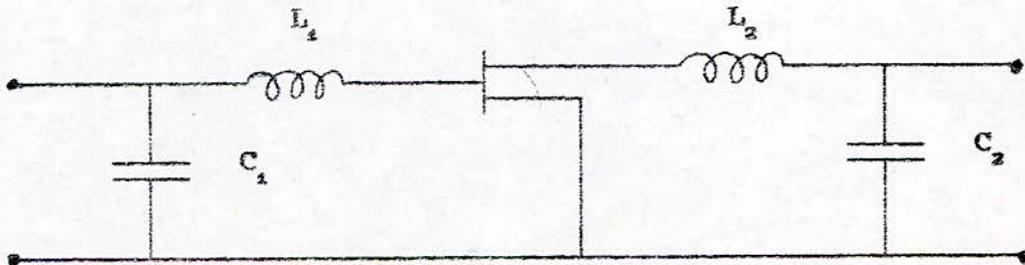


Fig 4.3 : Circuit actif à constantes localisées

Où , $C_1 = 3.84 \text{ pF}$, $L_1 = 1.18 \text{ nH}$, $L_2 = 8.63 \text{ nH}$ et $C_2 = 1.35 \text{ pF}$

Les résultats obtenus sont donnés dans le tableau 4.4 .

	Module
$S_{11\text{cal}} = -0.0011 + j 0.0005$	0.0012
$S_{11\text{ref}} = -0.00094 + j 0.00035$	0.001
$\Delta S_{11} =$	0.0002
$S_{12\text{cal}} = -0.0349 - j 0.08842$	0.09508
$S_{12\text{ref}} = -0.0348 - j 0.08838$	0.095
$\Delta S_{12} =$	0.00008
$S_{21\text{cal}} = 0.4293 - j 5.4829$	5.4997
$S_{21\text{ref}} = 0.4322 - j 5.492$	5.509
$\Delta S_{21} =$	0.0093
$S_{22\text{cal}} = -0.00063 + j 0.0005$	0.0008
$S_{22\text{ref}} = -0.00066 + j 0.00074$	0.001
$\Delta S_{22} =$	0.0002
$VSWR_{11\text{cal}} = 1.0032$ $VSWR_{11\text{ref}} = 1.002$	$\frac{\Delta VSWR }{VSWR_r} = 0.001$
$VSWR_{22\text{cal}} = 1.0014$ $VSWR_{22\text{ref}} = 1.002$	$\frac{\Delta VSWR }{VSWR_r} = 0.0005$

TABLEAU 4.4

IV.32 - EXEMPLE 4:

Pour l'analyse d'un réseau actif avec éléments à constantes réparties , nous avons pris le cas d'un amplificateur (Fig 4.5) constitué d'un transistor FET en AsGa (2N6680) de deux tronçons de lignes (Z_1, l_1 et Z_2, l_2) et de deux lignes ouvertes (Z_3, l_3 et Z_4, l_4) .

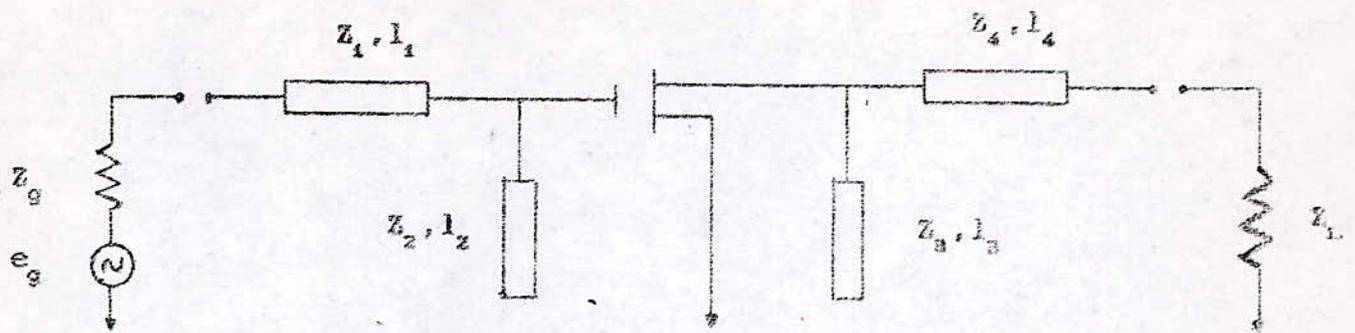


Fig 4.5 : Circuit actif à constantes réparties

avec , $Z_1 = 29.92 \text{ Ohm}$, $Z_2 = 26.55 \text{ Ohm}$, $Z_3 = 43.45 \text{ Ohm}$, $Z_4 = 65.69 \text{ Ohm}$,
 $Z_g = Z_L = 50 \text{ Ohm}$, $l_1 = l_4 = 1.25 \text{ cm}$ et $l_2 = l_3 = 1.875 \text{ cm}$

Les paramètres-S du transistor mesurés à la fréquence de 6 GHz sont :

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 0.641 / -171.3^\circ & , & & S_{12} &= 0.057 / 16.3^\circ \\
 S_{21} &= 2.058 / 28.5^\circ & , & & S_{22} &= 0.572 / 95.7^\circ
 \end{aligned}$$

Les résultats de l'analyse sont donnés dans le tableau 4.4 et leur comparaison avec ceux de la référence [27] fait ressortir une erreur relative de 0.013 pour le Γ_s , de 0.011 pour le Γ_L et de 0.062 pour le gain .

Coeff de Reflexion (côté source)	Coeff de Reflexion (côté charge)	Gain
$\Gamma_{s\text{cal}} = 0.622 / 160.6^\circ$	$\Gamma_{L\text{cal}} = 0.634 / 108^\circ$	$G_{\text{cal}} = 9.85$
$\Gamma_{s\text{ref}} = 0.614 / 160^\circ$	$\Gamma_{L\text{ref}} = 0.627 / 106^\circ$	$G_{\text{ref}} = 10.5$
$\frac{\Delta\Gamma_s}{\Gamma_{s\text{ref}}} = 0.013$	$\frac{\Delta\Gamma_L}{\Gamma_{L\text{ref}}} = 0.011$	$\frac{\Delta G_{\text{ref}}}{G_{\text{ref}}} = 0.062$

TABLEAU 4.5

IV.6 - ANALYSE DES SENSIBILITES D'UN CIRCUIT PASSIF :

Pour l'étude des sensibilités , nous avons pris un transformateur quart d'onde à deux sections (Fig 4.5) , analysé à la fréquence de 1 GHz .

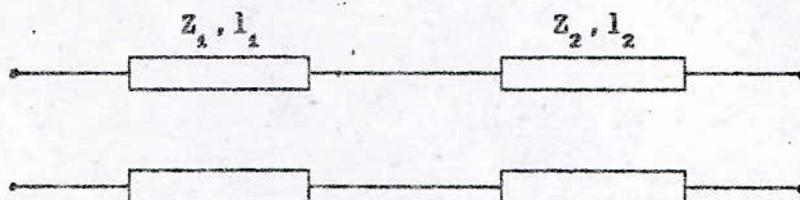


Fig 4.5 : Transformateur quart d'onde à deux sections

avec , $Z_1=59.46$ Ohm , $Z_2=84.09$ Ohm , $Z_g=50$ Ohm , $Z_L=100$ Ohm et $l_1=l_2=\lambda/4$

Les sensibilités de S_{11} par rapport à Z_1 et Z_2 ont été évaluées et comparés à ceux de la référence [1] dans le tableau 4.5 .

$S_1 = \frac{\partial S_{11}}{\partial Z_1}$	calculé : 0.01614 référence : 0.01664	$\Delta S_1 = 0.0005$
$S_2 = \frac{\partial S_{11}}{\partial Z_2}$	calculé : 0.01163 référence : 0.01182	$\Delta S_2 = 0.0019$

TABLEAU 4.5

IV.5 - INTERPRETATION DES RESULTATS :

Pour mieux apprécier le faible écart entre les résultats obtenus par le programme P.A.C.M et ceux donnés par certains auteurs , il est important de noter que le rôle de la méthode d'analyse est essentiel .

En effet , dans la méthode utilisée l'évaluation de la matrice de dispersion se fait à partir des ondes normalisées alors que dans la plupart des autres méthodes la connaissance de ces ondes n'est pas indispensable . Il est donc évident qu'en comparaison à ces méthodes , la méthode employée nécessite un plus grand nombre d'opérations arithmétiques ce qui implique une erreur de calcul plus importante .

Par ailleurs , nous ne devons pas omettre de tenir compte de l'erreur de troncature qui est propre à chaque type de microordinateur .

C O N C L U S I O N

Le but de ce travail était d'élaborer un programme qui permet l'analyse de circuits microondes pour être ensuite utilisé dans un logiciel de conception assisté par ordinateur (C.A.O) . Il était souhaitable que ce programme d'analyse inclut la quasi majorité des composants (passifs et actifs) et les principaux supports de transmission .

Les contraintes techniques impliquaient nécessairement l'emploi d'une méthode basée sur le concept de la matrice de dispersion . Nous avons été amenés à choisir la 'METHODE DE LA MATRICE DE DISPERSION AVEC CONNEXION ' qui semble la mieux adaptée au calcul des sensibilités car elle permet d'évaluer les ondes normalisées en chaque porte des composants individuels .

Cette méthode est essentiellement basée sur la résolution d'un système d'équations linéaires dont la dimension , égale au nombre de portes des composants du circuit , est le principal inconvénient . En effet , pour un réseau complexe cette dimension peut devenir très grande ce qui va impliquer long temps de calcul .

Le problème consiste à trouver une méthode de résolution qui minimise ce temps . Pour cela , nous avons adopté la méthode de factorisation LU (car elle est plus pratique dans le cas d'analyses multiples) qui utilise les techniques de matrices creuses . Ces techniques sont basées sur la création d'un ensemble de tableaux qui permettent

- de mémoriser uniquement les éléments non nuls ,
- de faciliter les opérations de réordonnement des lignes et des colonnes afin que le nombre d'éléments créés soit minimum ,
- et d'utiliser un indexage triangulaire qui diminue le temps de recherche pour le calcul des éléments des matrices triangulaires L et U et des ondes incidentes .

En outre , le sous-programme de résolution a été structuré en trois sous-programmes (le premier réordonne la matrice , le deuxième calcule les éléments des matrices L et U et le troisième évalue la solution du système) afin que pour des analyses multiples , seuls les deuxième et troisième sous-programmes soient appelés . Ceci est avantageux du point de vue temps de calcul .

De plus , notre programme a été élaboré pour des lignes microstrip et stripline , les plus utilisées dans la bande 1-30 GHz , il tient compte aussi de certaines discontinuités .

Une extension possible pour d'autres supports de transmission est aisément réalisable en introduisant les subroutines appropriées dans la LIBRAIRIE 1 .

En résumé , nous avons démontré au cours de ce travail les avantages du programme P.A.C.M pour être introduit dans un logiciel de C.A.O afin de mettre à la disposition des chercheurs du laboratoire télécommunications un outil informatique aussi complet qu'utile .

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] K.C. GUPTA , K. GARG , R. CHADHA
'Computer Aided Design of microwaves circuits'
ARTECH HOUSE, INC - 1981 .
- [2] J. DOBROWOLSKI
'Methodes de conception de circuits micro-ondes assiste
par ordinateur'
Ed l'Ecole Polytechnique de VARSOVIE - 1978 .
- [3] P.F. COMBES , J. GRAFFEUIL , J.F. SAUTEREAU
'Composants , dispositifs et circuits actifs en microondes'
Ed BORDAS, PARIS - 1985 .
- [4] R. BADOUAL
'Micro-ondes' Tome 1 et 2
MASSON, PARIS - 1984 .
- [5] CH. GENTILI
'Amplificateurs et oscillateurs microondes'
Ed MASSON, PARIS - 1984 .
- [6] E. RIVER , R. SARDOS
'La matrice-S'
Ed MASSON, PARIS - 1982 .
- [7] HEWLETT-PACKARD
'S-PARAMETER DESIGN'
Application note 154, April 1972 .
- [8] HEWLETT-PACKARD
'S-PARAMETER techniques for faster , more accurate network
design '
Application note 95 - 1.
- [9] K. KUROKAWA
'Power waves and the scattering matrix'
IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, pp 194-202,
March 1965 .
- [10] V.A MONACO , P. TIBERIO
'Automatic scattering matrix computation of microwave
circuits '
ALTA-FREQUENZA, VOL 39, N° 2, pp 46-59, Fev 1970 .

- [111] V.A MONACO , P. TIBERIO
'Computer Aided Analysis of microwave circuits'
IEEE Trans on microwave Theory and Tech, Vol MTT-22, N° 3,
pp 249-263, March 1974 .
- [112] V.A MONACO , P. TIBERIO
'A method for automatic scattering matrix computation of
lumped, linear network'
ALTA FREQ, Vol 38, N° 11, pp 906-912, Nov 1969 .
- [113] M. SABLATASH , R. SEVIORA
'Sensitivity invariants for scattering matrices'
IEEE Trans on Circuit Theory, pp 282-284, March 1971 .
- [114] J.W BANDLER , R.E SEVIORA
'Direct method for evaluating scattering matrix
sensitivities'
Electronics letters, Vol 6, N° 24, pp 773-774, Nov 1970 .
- [115] V.A MONACO , P. TIBERIO
'On linear network scattering matrix sensitivities'
ALTA FREQ, Vol 39, pp 193-195, Feb 1970 .
- [116] J. BANDLER , R.E SEVIORA
'Waves sensitivities of networks'
IEEE Trans microwave Theory and Tech, Vol MTT-20, pp 138-147,
Feb 1972 .
- [117] F. BONFATTI , V.A MONACO , P. TIBERIO
'Microwave Circuit Analysis by sparse matrix techniques'
IEEE Trans on microwave Theory and Tech, Vol MTT-22, N° 3,
pp 264-269, March 1974 .
- [118] R.D BERRY
'An optimal ordering of electronic circuit equations for
a sparse matrix solution'
IEEE Trans Circuit Theory, Vol CT-48, pp 40-50, Jan 1971 .
- [119] W.F TINNEY , J.W WALKER
'Direct solution of sparse network equations by optimal
ordered triangular factorization'
PROC IEEE, Vol 55, pp 1801-1809, Nov 1967 .
- [120] G.D HACHTEL , R.K BRAYTON , F.C CUSTAVSON
'The sparse tableau approach to network analysis and design'
IEEE Trans Circuit Theory, Vol CT-18, pp 101-114, JAN 1971.
- [121] W. WEEKS , J.W JIMENEZ , G.W MAHONEY
'Algorithm for ASTAP - A network analysis program'
IEEE Trans Circuit Theory, Vol CT-20, pp 628-634, Nov 1973 .

A N N E X E 1

MATRICE DE CARACTERISATION D'UN QUADRIPOLE

Soit un quadripole Fig (1) caractérisé par les grandeurs d'entrée et de sortie V_1 , I_1 , V_2 et I_2 .

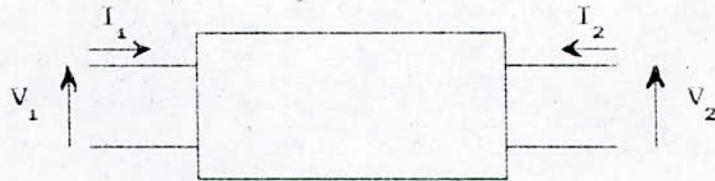


Figure 1

Si $[Z]$ est la matrice impédance du quadripole, telle que :

$$[Z] = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix}$$

alors ,

$$V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2$$

$$V_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2$$

ou sous forme matricielle :

$$[V] = [Z] \cdot [I]$$

De même , nous pouvons définir la matrice admittance $[Y]$ telle que :

$$\begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \end{vmatrix}$$

Ce quadripole peut être également représenté par sa matrice [H], qui vérifie les relations :

$$V_1 = H_{11} \cdot I_1 + H_{12} \cdot V_2$$

$$I_2 = H_{21} \cdot I_1 + H_{22} \cdot V_2$$

De même, si le réseau est constitué par des quadripoles en cascade ; c'est la représentation par la matrice [ABCD] qui est la plus utilisée.

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} V_2 \\ I_2 \end{vmatrix}$$

En microondes, un tel quadripole est défini par ses matrices d'ondes [1,2,5,8 et 9]. Soient a_1 , a_2 , b_1 et b_2 les ondes incidentes et réfléchies, respectivement. Telles que :

$$a_i = \frac{V_i + Z_{r_i} \cdot I_i}{2 \sqrt{|\operatorname{Re}(Z_{r_i})|}}$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_{r_i}^* \cdot I_i}{2 \sqrt{|\operatorname{Re}(Z_{r_i})|}}$$

Où, $i = 1, 2$ et Z_{r_i} est l'impédance de référence de la $i^{\text{ème}}$ porte.

Nous avons alors,

$$\begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} a_1 \\ a_2 \end{vmatrix}$$

avec ,

$$[S] = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}$$

[S] est appelée la matrice de dispersion .

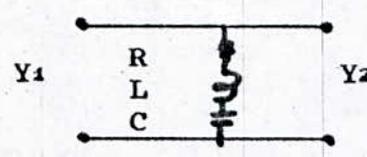
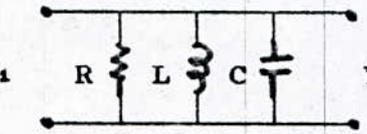
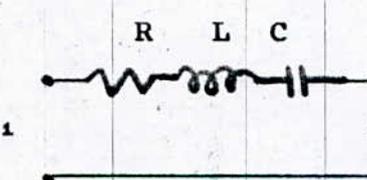
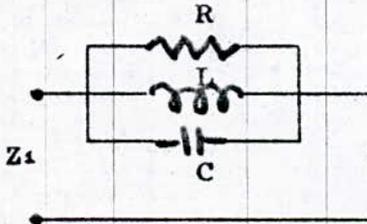
Pour des quadripoles en cascade nous utilisons la matrice d'onde [T] , définie par :

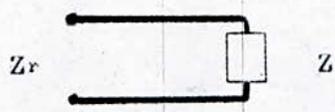
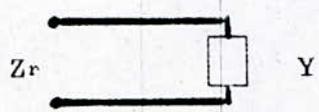
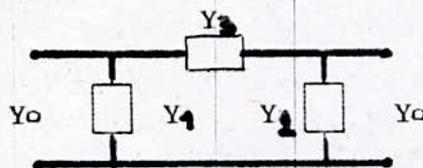
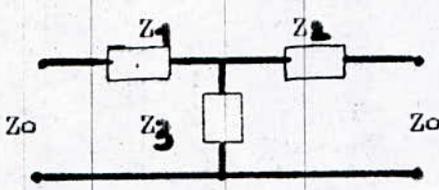
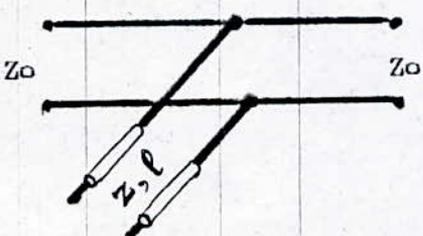
$$\begin{vmatrix} b_2 \\ a_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_1 \\ b_1 \end{vmatrix}$$

A N N E X E 2

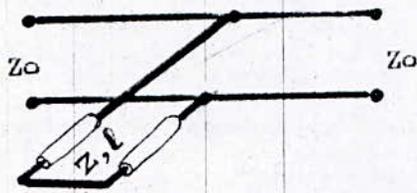
TABLEAU 1

MATRICES DE DISPERSION

NOM DU COMPOSANT	MATRICE DE DIPERSION
<p>TYPE1 Admittance parallèle</p> 	$\frac{1}{D_s} \begin{vmatrix} Y_1 - Y_2 - Y & 2\sqrt{Y_1 \cdot Y_2} \\ 2\sqrt{Y_1 \cdot Y_2} & Y_2 - Y_1 - Y \end{vmatrix}$ <p>Où , $D_s = Y_1 + Y_2 + Y$ et , $Y = 1/(R + j(L \cdot \omega - 1/C \cdot \omega))$</p>
<p>TYPE2 Admittance parallèle</p> 	$\frac{1}{D_s} \begin{vmatrix} Y_1 - Y_2 - Y & 2\sqrt{Y_1 \cdot Y_2} \\ 2\sqrt{Y_1 \cdot Y_2} & Y_2 - Y_1 - Y \end{vmatrix}$ <p>Où , $D_s = Y_1 + Y_2 + Y$ et , $Y = (1/R) + (1/j \cdot L \cdot \omega) + j \cdot C \cdot \omega$</p>
<p>TYPE3 Impédance série</p> 	$\frac{1}{D_s} \begin{vmatrix} Z + Z_2 - Z_1 & 2\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \\ 2\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} & Z + Z_1 - Z_2 \end{vmatrix}$ <p>Où , $D_s = Z + Z_1 + Z_2$ et , $Z = R + j \cdot (L \cdot \omega - C \cdot \omega)$</p>
<p>TYPE4 Impédance série</p> 	$\frac{1}{D_s} \begin{vmatrix} Z + Z_2 - Z_1 & 2\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \\ 2\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} & Z + Z_1 - Z_2 \end{vmatrix}$ <p>Où , $D_s = Z + Z_1 + Z_2$ et , $Z = 1/(1/R + j \cdot (C \cdot \omega - 1/L \cdot \omega))$</p>

<p>TYPE5 Terminaison Impédance</p> 	$\left \begin{array}{c} \frac{Z - Z_r^*}{Z + Z_r} \end{array} \right $ <p>Où , Z_r est l'impédance de référence</p>
<p>TYPE6 Terminaison Admittance</p> 	$\left \begin{array}{c} \frac{1 - Y \cdot Z_r^*}{1 + Y \cdot Z_r} \end{array} \right $ <p>Où , Z_r est l'impédance de référence</p>
<p>TYPE7 Réseau-Π</p> 	$\frac{1}{D_{\Pi}} \left \begin{array}{cc} Y_0^2 - P \cdot Y_0 - D & 2 \cdot Y_0 \cdot Y_3 \\ 2 \cdot Y_0 \cdot Y_3 & Y_0^2 + P \cdot Y_0 - D \end{array} \right $ <p>Où , $D_{\Pi} = Y_0 + Q^2 \cdot Y_0 + D$, $Q = Y_1 + Y_2 + 2 \cdot Y_3$ $D = Y_1 \cdot Y_2 + Y_2 \cdot Y_3 + Y_1 \cdot Y_3$, $P = Y_1 - Y_2$</p>
<p>TYPE8 Réseau-T</p> 	$\frac{1}{D_T} \left \begin{array}{cc} -Z_0^2 + P \cdot Z_0 + D & 2 \cdot Z_0 \cdot Z_3 \\ 2 \cdot Z_0 \cdot Z_3 & -Z_0^2 - P \cdot Z_0 + D \end{array} \right $ <p>Où , $D_T = Z_0 + Q_0^2 \cdot Z_0 + D$, $Q = Z_1 + Z_2 + 2 \cdot Z_3$ $D = Z_1 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_3 + Z_2 \cdot Z_3$, $P = Z_1 - Z_2$</p>
<p>TYPE9 Stub ouvert connecté en parallèle</p> 	$\left \begin{array}{cc} \frac{-1}{D_{\Sigma}} & 1 - \frac{1}{D_{\Sigma}} \\ 1 - \frac{1}{D_{\Sigma}} & \frac{-1}{D_{\Sigma}} \end{array} \right $ <p>Où , $D_{\Sigma} = 1 + j \cdot 2 \cdot Z \cdot \tan(\beta \cdot l) / Z_0$</p>

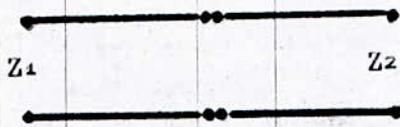
TYPE10
Stub court-circuit
connecté en parallèle



$$\begin{vmatrix} \frac{1}{D_2} & 1 + \frac{1}{D_2} \\ 1 + \frac{1}{D_2} & \frac{1}{D_2} \end{vmatrix}$$

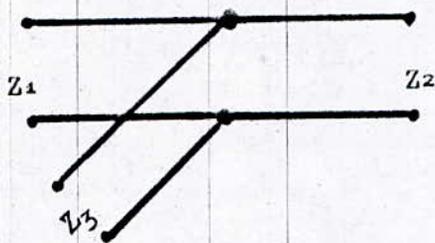
Avec , $D_2 = -1 + j \cdot 2 \cdot Z / (Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l))$

TYPE11
Connexion simple



$$\frac{1}{Z_1 + Z_2} \begin{vmatrix} Z_2 - Z_1 & 2 \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \\ 2 \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} & Z_1 - Z_2 \end{vmatrix}$$

TYPE12
Connexion parallèle



$$\frac{1}{D} \begin{vmatrix} A & E & F \\ E & B & G \\ F & G & C \end{vmatrix}$$

Où , $D = Z_1 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_3 + Z_2 \cdot Z_3$,

$E = 2 \cdot Z_3 \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$, $F = 2 \cdot Z_2 \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_3}$

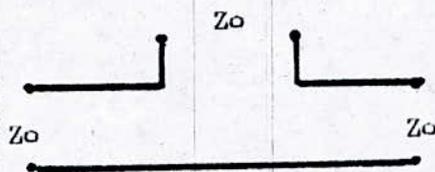
$A = Z_2 \cdot Z_3 - Z_1 \cdot Z_2 - Z_1 \cdot Z_3$

$B = Z_1 \cdot Z_3 - Z_2 \cdot Z_1 - Z_2 \cdot Z_3$

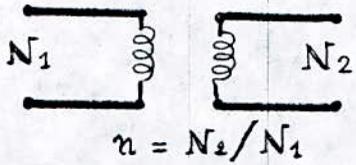
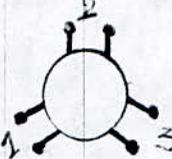
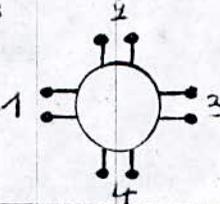
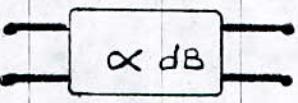
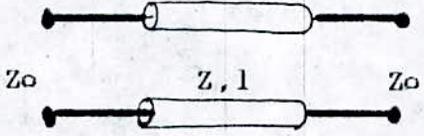
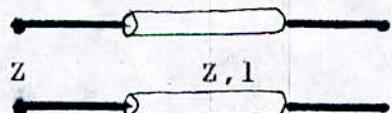
$C = Z_1 \cdot Z_2 - Z_1 \cdot Z_3 - Z_2 \cdot Z_3$

$G = 2 \cdot Z_1 \cdot \sqrt{Z_2 \cdot Z_3}$

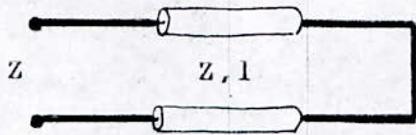
TYPE13
Connexion série-série



$$-\frac{1}{3} \begin{vmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{vmatrix}$$

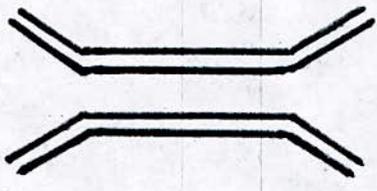
<p>TYPE14 Transformateur idéal</p>  <p>$n = N_2/N_1$</p>	$\frac{1}{n^2 + 1} \begin{vmatrix} n^2 - 1 & 2 \cdot n \\ 2 \cdot n & 1 - n^2 \end{vmatrix}$
<p>TYPE15 Circulateur idéal à 3 voies</p> 	$\begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}$
<p>TYPE16 Circulateur idéal à 4 voies</p> 	$\begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}$
<p>TYPE17 Atténuateur</p> 	$\begin{vmatrix} 0 & B \\ B & 0 \end{vmatrix}$ <p>Où , $B = 1./ 10^{\alpha/20}$</p>
<p>TYPE18 Tronçon de ligne de transmission à faibles pertes</p> 	$\frac{1}{D} \begin{vmatrix} j \cdot A & 2 \cdot Z \cdot Z_0 \\ 2 \cdot Z \cdot Z_0 & j \cdot A \end{vmatrix}$ <p>Où ,</p> $D = 2 \cdot Z \cdot Z_0 \cdot \cos(\beta \cdot l) + j \cdot (Z^2 + Z_0^2) \cdot \sin(\beta \cdot l)$ $A = (Z^2 - Z_0^2) \cdot \sin(\beta \cdot l) \quad \text{avec } \beta = \frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c}$
<p>TYPE19 Tronçon de ligne en circuit ouvert</p> 	$\begin{vmatrix} 1 - j \cdot \tan(\beta \cdot l) \\ 1 + j \cdot \tan(\beta \cdot l) \end{vmatrix}$

TYPE20
Tronçon de ligne
court-circuitée



$$\left| \begin{array}{c} -1 + j \cdot \text{Tan}(\beta \cdot l) \\ 1 + j \cdot \text{Tan}(\beta \cdot l) \end{array} \right|$$

TYPE21
Lignes couplées



$$\left| \begin{array}{cccc} 0 & \text{RHO} & 0 & \text{THC} \\ \text{RHO} & 0 & \text{THC} & 0 \\ 0 & \text{THC} & 0 & \text{RHO} \\ \text{THC} & 0 & \text{RHO} & 0 \end{array} \right|$$

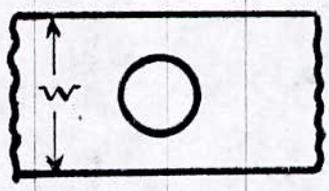
Où $\text{RHO} = j \cdot \text{Sin}(a) \cdot \left(\frac{\text{RZ}-1}{\text{RZ}} \right) / \text{DEN}$

$\text{THC} = 2 / \text{DEN}$

avec , $\text{DEN} = 2 \cdot \text{Cos}(a) + j \cdot \text{Sin}(a) \cdot \left(\frac{\text{RZ} + 1}{\text{RZ}} \right)$,

$\text{RZ} = \sqrt{\text{VAL1}/\text{VAL2}}$ et $a = \beta \cdot \text{VAL3}$

TYPE22
Trou dans la bande
(cas d'une ligne
micro-bande inversée)



$$\left| \begin{array}{cc} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{array} \right|$$

Où , $S_{11} = S_{22} = \frac{1 + 2 \cdot \text{BA} \cdot \text{BB} + \text{BA}^2}{\text{DEL}}$

et $S_{12} = S_{21} = \frac{j \cdot 2 \cdot \text{BB}}{\text{DEL}}$

avec ;

$\text{DEL} = \frac{1 - 2 \cdot \text{BA} \cdot \text{BB} - \text{BA}^2 + j \cdot 2 \cdot (\text{BA} + \text{BB})}{\text{Cos}(2 \cdot \text{BR}) - j \cdot \text{Sin}(2 \cdot \text{BR})}$

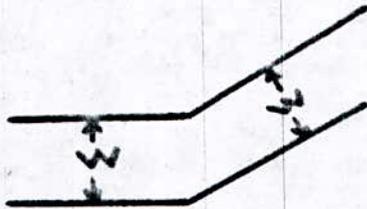
$\text{BB} = 0.5 \cdot \left(\frac{\text{Sin}(\text{BR}) + 2 \cdot \text{BBP} \cdot \text{Cos}(\text{BR})}{\text{Cos}(\text{BR}) - 2 \cdot \text{BBP} \cdot \text{Sin}(\text{BR})} - \text{BA} \right)$

$\text{BA} = \frac{\text{Sin}(\text{BR}) + \text{BAP} \cdot \text{Cos}(\text{BR})}{\text{Cos}(\text{BR}) - \text{BAP} \cdot \text{Sin}(\text{BR})}$; $\text{BR} = \beta \cdot \text{VAL2} / 2$.

$$BAP = 0.25/BBP ; BBP = \frac{-1.5.B.D}{\beta.(VAL2)^2}$$

$$\text{et } D = 30.\Pi.(B-T)/VAL1$$

TYPE23
Coude à angle
arbitraire pour la
microbande inversée
et à angle droit pour
la microbande



S_{11}	S_{12}
S_{21}	S_{22}

dans le cas d'une stripline :

$$S_{11} = -\frac{(1+2.XA.XB+XA^2)}{DEL} ; S_{12} = \frac{j.2.XB}{DEL}$$

$$DEL = (1-2.XA.XB-XA^2 + j.2.(XA+XB)).(\text{Cos}(TBL) - j.\text{Sin}(TBL))$$

$$XA = \frac{\beta.D}{\Pi} . (\text{SI} + 1.9635 - \frac{1}{XS})$$

$$\text{SI} = 0.5223.\text{Log}(XS) + 0.394 , XS = 0.5 + VAL2/360$$

$$XB = -1/(\beta.D.\text{Sin}(AN)/\text{Cos}(AN))$$

$$TBL = \beta.(D-WD).\text{Sin}(AN)/\text{Cos}(AN).\beta$$

$$\text{avec } AN = \Pi.VAL2/360 , D = 30.\Pi.(B-T)/VAL1$$

dans le cas d'une stripline :

$$WH = WD/H$$

$$LB = 100.H.(4.\sqrt{WH-4.21}).10^7$$

-Si $WH < 1$:

$$CB = W. \left(\frac{(1.4.\epsilon_r + 12.5).WH - (1.83.\epsilon_r - 2.25)}{WH} + \frac{0.02.\epsilon_r}{WH} . 0.1 \cdot 10^{-11} \right)$$

-Si $WH > 1$:

$$CB = W.((9.5.\epsilon_r + 1.25).WH + 5.2.\epsilon_r + 7).10^{-12}$$

$$XA = Wp.LB/2. , XB = -1./(Wp.CB)$$

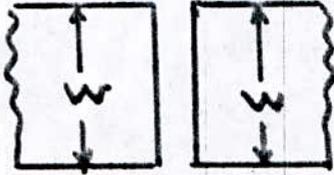
$$DEL = VAL1^2 - XA^2 - 2.XA.XB + j.2.VAL1.(XA+XB)$$

$$S_{11} = S_{22} = -\left(\frac{VAL1^2 + XA^2 + 2.XA.XB}{DEL} \right)$$

$$S_{12} = S_{21} = j. \frac{2.XB.VAL1}{DEL}$$

TYPE24

Fente dans la bande



$$\begin{array}{|c|c|} \hline S_{11} & S_{12} \\ \hline S_{21} & S_{22} \\ \hline \end{array}$$

dans le cas d'une stripline :

$$S_{11} = S_{22} = (1 + 2 \cdot BB \cdot BA + BA^2) / DEL2$$

$$S_{12} = S_{21} = j \cdot 2 \cdot BB / DEL2$$

$$\text{avec } DEL2 = (1 - 2 \cdot BA \cdot BB - BA^2) + j \cdot 2 \cdot (BA + BB) \cdot (\cos(BS) - j \cdot \sin(BS))$$

$$BB = 0.5 \cdot ((\sin(BS) + \cos(BS) \cdot (2 \cdot BBP + BP)) / (\cos(BS) - (2 \cdot BBP + BP) \cdot (\sin(BS) - BA)))$$

$$BA = (\sin(BS) + BP \cdot \cos(BS)) / (\cos(BS) - BP \cdot \sin(BS))$$

$$BS = (\beta \cdot VAL2) / 2, \quad TEM = \pi \cdot VAL2 / 2 \cdot B$$

$$BBP = \frac{\beta \cdot B}{2 \cdot \pi} \cdot \log(\cos(TEM) / \sin(TEM))$$

$$BP = \frac{\beta \cdot B}{\pi} \cdot \log(\cos(TEM))$$

dans la cas d'une microstripline :

$$SW = VAL2 / WD, \quad WH = WD / H$$

$$MO = WH \cdot (0.619 \cdot \log(WH) - 0.3853)$$

$$KO = 4.26 - 1.453 \cdot \log(WH)$$

puis calculer COD

-Si $0.1 < SW < 0.3$:

$$ME = 0.8675 \text{ et } KE = 2.043 \cdot WH^{0.12}$$

-Si $SW > 1$ ou $SW < 0.1$, les contraintes de la fente sont erronées. Dans le cas contraire :

$$ME = 1.565 / WH^{0.16} - 1, \quad KE = 1.97 - 0.03 / WH$$

CALCUL DE COD :

$$COD = WD \cdot 10^{-12} \cdot SW^{MO} \cdot e^{KO}$$

$$CEV = WD \cdot 10^{-12} \cdot SW^{ME} \cdot e^{KE}$$

$$COD = COD \cdot (\epsilon_r / 9.6)^{0.8}, \quad CEV = CEV \cdot (\epsilon_r / 9.6)^{0.9}$$

$$CP = 0.5 \cdot CEV, \quad CG = 0.5 \cdot (COD - 0.5 \cdot CEV)$$

$$DL = CP \cdot (3 \cdot 10^8 \cdot VAL1 / \sqrt{\epsilon_r}) , \quad BB = WP / CG ,$$

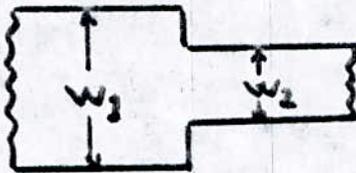
$$BA = WP / CP , \quad BL = \frac{WP \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot DL}{3 \cdot 10^8}$$

$$DEL = \left(\frac{1}{VAL1^2} - 2 \cdot BA \cdot BB - BA^2 \right) + j \cdot 2 \cdot (BA + BB) / VAL1 \cdot (\cos(BL) - j \cdot \sin(BL))$$

$$S_{11} = S_{22} = (1 / VAL1^2 + 2 \cdot BA \cdot BB + BA^2) / DEL1$$

$$S_{12} = S_{21} = j \cdot 2 \cdot BB / (DEL1 \cdot VAL1)$$

TYPE25
Changement de la
largeur



$$\begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}$$

dans le cas d'une stripline :

cas où $VAL1 < VAL2$:

$$S_{11} = C_2 \cdot (VAL2 - VAL1 + j \cdot X) / TEM$$

$$S_{22} = C_1 \cdot (VAL1 - VAL2 + j \cdot X) / TEM$$

$$S_{12} = S_{21} = 2 \cdot \sqrt{VAL1 \cdot VAL2} / TEM$$

cas où $VAL1 > VAL2$

$$S_{11} = C_1 \cdot (VAL2 - VAL1 + j \cdot X) / TEM$$

$$S_{22} = C_2 \cdot (VAL1 - VAL2 + j \cdot X) / TEM$$

$$S_{12} = S_{21} = 2 \cdot \sqrt{VAL1 \cdot VAL2} / TEM$$

avec , $C_1 = \cos(TB) + j \cdot \sin(TB)$

$$C_2 = \cos(TB) - j \cdot \sin(TB)$$

$$TEM = VAL1 + VAL2 + j \cdot X , \quad TB = B \cdot \log_2 / 2 \cdot \pi \cdot B$$

$$X = 30 \cdot (B - T) / \sqrt{\epsilon_r} \cdot \beta \cdot \log(1 / \sin(\pi \cdot R / 2))$$

Où , $R = VAL2 / VAL1$ si $VAL1 > VAL2$

et $R = VAL1 / VAL2$ si $VAL1 < VAL2$

dans le cas d'une microstripline :

cas où $VAL1 > VAL2$

$$S_{11} = S_{11} \cdot (\cos(2 \cdot TH1) + j \cdot \sin(2 \cdot TH1))$$

$$S_{22} = S_{22} \cdot (\cos(2 \cdot TH2) - j \cdot \sin(2 \cdot TH2))$$

cas où VAL1 < VAL2

$$S_{11} = S_{11} \cdot (\cos(2 \cdot TH1) - j \cdot \sin(2 \cdot TH1))$$

$$S_{22} = S_{22} \cdot (\cos(2 \cdot TH2) + j \cdot \sin(2 \cdot TH2))$$

$$S_{12} = S_{21} = \sqrt{\text{VAL2}/\text{VAL1}} \cdot 2 / (\text{VAL2} + j \cdot X_2) \cdot (j \cdot (X_2 + X_S) \cdot \text{VAL1}^2 - \text{VAL1} - (X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_S + X_2 \cdot X_S) - j \cdot X_1 \cdot \text{VAL2} \cdot \text{VAL1} + X_1 \cdot (X_1 + X_S) \cdot \text{VAL2}) / \text{TEM}$$

avec ,

$$S_{11} = -(\text{VAL1} \cdot \text{VAL2} - j \cdot (X_1 + X_S) \cdot \text{VAL2} + j \cdot (X_2 + X_S) \cdot \text{VAL1} + X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_S + X_2 \cdot X_S) / \text{TEM}$$

$$S_{22} = -(\text{VAL1} \cdot \text{VAL2} - j \cdot X_2 + X_S) \cdot \text{VAL1} + j \cdot (X_1 + X_S) \cdot \text{VAL2} + X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_S + X_2 \cdot X_S) / \text{TEM}$$

$$DL = L_S / (LW_1 + LW_2) , TH1 = WP \cdot \sqrt{\epsilon_{re1}} \cdot DL / 10^8$$

$$TH2 = WP \cdot \sqrt{\epsilon_{re2}} \cdot DL / 3 \cdot 10^8$$

$$\text{TEM} = \text{VAL1} \cdot \text{VAL2} + j \cdot (X_2 + X_S) \cdot \text{VAL1} + j \cdot (X_1 + X_S) \cdot \text{VAL2} - (X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_S + X_2 \cdot X_S)$$

$$X_1 = WP \cdot L_1 , X_2 = WP \cdot L_2 , X_S = -1 / (WP \cdot CS)$$

$$L_1 = \frac{LW_1 \cdot L_S}{LW_1 + LW_2} , L_2 = \frac{LW_2 \cdot L_S}{LW_1 + LW_2}$$

$$LW_1 = \text{VAL1} \cdot W_1 \cdot \sqrt{\epsilon_{re1}} / 3 \cdot 10^8$$

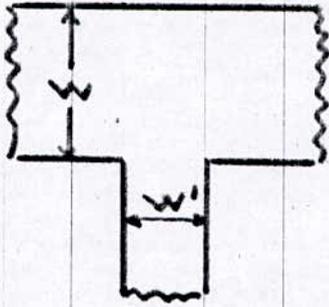
$$LW_2 = \text{VAL2} \cdot W_2 \cdot \sqrt{\epsilon_{re2}} / 3 \cdot 10^8$$

$$L_S = H \cdot (40.5 \cdot (W_1/W_2 - 1) - 75 \cdot \log(W_1/W_2) + 0.2 \cdot (W_1/W_2 - 1)^2) \cdot 10^{-9}$$

$$CS = \sqrt{W_1 \cdot W_2 \cdot ((10.1 \cdot \log(\epsilon_r) + 2.33) \cdot W_1/W_2 - 12.6 \cdot \log(\epsilon_r) - 3.17)}$$

TYPE26
Jonction-Té

S ₁₁	S ₁₂	S ₁₃
S ₂₁	S ₂₂	S ₂₃
S ₃₁	S ₃₂	S ₃₃



dans le cas d'une stripline :

$$S_{11} = S_{22} = -(\text{VAL1}^2 + 2.XA.XB + XA^2 - j.2.Zp.XA) / DT$$

$$S_{12} = S_{21} = 2.VAL1.(Zp + j.XB) / DT$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{23} = S_{32} = 2.\sqrt{\text{VAL1}.Zp} / ZT$$

$$S_{33} = (\text{VAL1} - 2.Zp + j.(XA + 2.XB)) / ZT$$

avec , $DT = ZT.(VAL1 + j.XA)$

$$ZT = \text{VAL1} + 2.Zp + j.(XA + 2.XB)$$

Si $\text{VAL1}/\text{VAL2} > 0.5$:

$$XB = 2.VAL1.TEM / NP^2 (\text{Log}(1.43.VAL2/VAL1) + 2.TEM^2) - XA/2$$

Si $\text{VAL1}/\text{VAL2} < 0.5$:

$$BTY = 2.TEM.(\text{Log}(1/\text{Sin}(\pi.VAL1/2.VAL2)) + 0.5.TEM^2.Cos(\pi.VAL1/2.VAL2)^4)$$

$$XB = (VAL1/NP^2).(BTY + 2.TEM.(\text{Log}2 + (\pi.VAL1/6.VAL2) + 1.5.TEM^2)) - XA/2$$

$$TEM = 15.(B-T).\beta / (VAL1.\sqrt{\epsilon_r})$$

$$XA = -TH.DUM^2 / (\pi.VAL2) , DUM = 0.785.NP.VAL1$$

$$NP = \text{Sin}(TH)/TH , Zp = \text{VAL2}/NP^2$$

$$TH = 15.\pi.(B-T).\beta / (VAL2.\sqrt{\epsilon_r})$$

dans le cas d'une microstripline :

$$S_{11} = S_{22} = S_{11}.(\text{Cos}(2.TH1) + j.\text{Sin}(2.TH1))$$

$$S_{12} = S_{21} = S_{12}.(\text{Cos}(2.TH1) + j.\text{Sin}(2.TH1))$$

$$S_{13} = S_{13}.(\text{Cos}(TH1 + TH2) + j.\text{Sin}(TH1 + TH2))$$

$$S_{33} = S_{33}.(\text{Cos}(2.TH2) + j.\text{Sin}(2.TH2))$$

$$S_{23} = S_{32} = S_{31} = S_{13}$$

avec , $TH1 = \beta_1.DS1$ et $TH2 = \beta_2.DS2$

$$S_{11} = -(VAL1 + j.BT.VAL1.ZN) / DEN$$

$$S_{12} = 2.ZN / DEN , S_{13} = 2.\sqrt{\text{VAL1}.ZN} / DEN$$

$$S_{33} = (\text{VAL1} - 2.ZN - j.BT.VAL1.ZN) / DEN$$

$$DEN = \text{VAL1} + 2.ZN + j.BT.VAL1.ZN$$

$$ZN = \text{VAL1}^2 / AN^2$$

si $RZ > 0.5$

$$BT = (RD/VAL1) \cdot (1 - 2 \cdot RD) \cdot (3 \cdot RZ - 2)$$

si $RZ < 0.5$

$$BT = (RD/VAL1) \cdot (-(1 - 2 \cdot RD) \cdot RZ)$$

si $RZ > 2$

$$DS2 = (D1/2) - 0.16 \cdot D1 \cdot (1 + (2 \cdot RD)^2 - 2 \cdot \text{Log}(1/RZ)) / RZ$$

si $RZ < 2$

$$DS2 = (D1/2) - 0.16 \cdot D1 \cdot (1 + (2 \cdot RD)^2 - 2 \cdot \text{Log}(RZ)) \cdot RZ$$

Tels que : $DS1 = 0.05 \cdot D2 \cdot RZ \cdot AN^2$,

$TEM = \pi \cdot D1 \cdot RZ / ALEM$, $AN = \sin(TEM) / TEM$,

$RZ = VAL1 / VAL2$, $RD = D1 / ALEM$

$ALEM = 3 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot \pi / \omega_p$, $\beta_1 = \omega_p \cdot \sqrt{\epsilon r \epsilon_1} / 3 \cdot 10^8$

$\beta_2 = \omega_p \cdot \sqrt{\epsilon r \epsilon_2} / 3 \cdot 10^8$,

$D1 = 120 \cdot \pi \cdot H / (VAL1 \cdot \sqrt{\epsilon r \epsilon_1})$

$D2 = 120 \cdot \pi \cdot H / (VAL2 \cdot \sqrt{\epsilon r \epsilon_2})$

TYPE27
Transistor



S_{11}	S_{12}
S_{21}	S_{22}

TYPE28
Diode



S_{11}

TABLEAU 2

DERIVEES DES MATRICES DE DISPERSION

NOM DU COMPOSANT	PARAMETRE	DERIVEE DE LA MATRICE DE DISPERSION
DTYPE1	Y_1 Y_0	$\frac{2}{D_2} \begin{vmatrix} Y_1 & \sqrt{Y_1 \cdot Y_2} \\ \sqrt{Y_1 \cdot Y_2} & Y_2 \end{vmatrix}$ $\frac{2 \cdot Y}{D_2} \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix}$ où $D_2 = (Y + 2 \cdot Y_0)^2$
DTYPE3	Z Z_0	$\frac{2 \cdot Z_0}{D_2} \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{vmatrix}$ $\frac{-2 \cdot Z}{D_2} \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{vmatrix}$ où ; $D_2 = (Z + 2 \cdot Z_0)^2$
DTYPE9	Z Z_0	$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} \frac{j \cdot 2 \cdot T}{Z_0} & \frac{j \cdot 2 \cdot T}{Z_0} \\ \frac{j \cdot 2 \cdot T}{Z_0} & \frac{j \cdot 2 \cdot T}{Z_0} \end{vmatrix}$ $\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} \frac{-j \cdot 2 \cdot Z \cdot T}{Z_0^2} & \frac{-j \cdot 2 \cdot Z \cdot T}{Z_0^2} \\ \frac{-j \cdot 2 \cdot Z \cdot T}{Z_0^2} & \frac{-j \cdot 2 \cdot Z \cdot T}{Z_0^2} \end{vmatrix}$

	1	$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} A & A \\ A & A \end{vmatrix}$ <p>Avec , $A = j.2.Z.\beta / (Z_o.\cos^2(\beta.l))$, $D = 1+j (2.Z.T/ Z_o)$ et $T = \tan(\beta.l)$</p>
DTYPE 10	<p>Z</p> $\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} -2.j & -2.j \\ Z_o.T & Z_o.T \\ -2.j & -2.j \\ Z_o.T & Z_o.T \end{vmatrix}$ <p>Z_o</p> $\frac{j.2.Z}{Z_o^2.T.D^2} \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix}$ <p>1</p> $\frac{j.2.\beta.Z}{Z^2.D^2.\sin^2(\beta.l)} \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix}$ <p>Où ; $D = -1+j.2.Z/(Z_o.T)$, $T = \tan(\beta.l)$</p>	
DTYPE 11	<p>Z_{o1}</p> $\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} -2.Z_{o2} & (Z_{o2}-Z_{o1})\sqrt{Z_{o2}/Z_{o1}} \\ (Z_{o2}-Z_{o1})\sqrt{Z_{o2}/Z_{o1}} & -2.Z_{o2} \end{vmatrix}$ <p>Z_{o2}</p> $\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} 2.Z_{o1} & (Z_{o1}-Z_{o2})\sqrt{Z_{o1}/Z_{o2}} \\ (Z_{o1}-Z_{o2})\sqrt{Z_{o1}/Z_{o2}} & 2.Z_{o1} \end{vmatrix}$ <p>Avec ; $D = (Z_{o1} + Z_{o2})$</p>	

Z_{01}

$$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} A & E & F \\ E & B & G \\ F & G & C \end{vmatrix}$$

Où ;

$$A = \frac{-2 \cdot Z_{02} \cdot Z_{03} \cdot (Z_{02} + Z_{03})}{D^2}$$

$$E = \frac{Z_{02}^2 \cdot Z_{03}^2 - Z_{01} \cdot Z_{03} \cdot Z_{02}^2 - Z_{01} \cdot Z_{02} \cdot Z_{03}^2}{D^2 \cdot \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{02}}}$$

$$F = \frac{Z_{02}^2 \cdot Z_{03}^2 - Z_{01} \cdot Z_{03} \cdot Z_{02}^2 - Z_{01} \cdot Z_{02} \cdot Z_{03}^2}{D^2 \cdot \sqrt{Z_{01}}}$$

$$G = \frac{2 \cdot Z_{02} \cdot Z_{03} \cdot \sqrt{Z_{02} \cdot Z_{03}}}{D^2}$$

$$B = \frac{2 \cdot Z_{02} \cdot Z_{03}^2}{D^2} ; C = \frac{2 \cdot Z_{03} \cdot Z_{02}^2}{D^2}$$

Z_{02}

$$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} A & G & E \\ G & B & F \\ E & F & C \end{vmatrix}$$

Avec ,

$$A = \frac{2 \cdot Z_{01} \cdot Z_{03}^2}{D^2} , B = \frac{-2 \cdot Z_{01} \cdot Z_{03} \cdot (Z_{01} + Z_{03})}{D^2}$$

$$C = \frac{2 \cdot Z_{01}^2 \cdot Z_{03}}{D^2} , E = \frac{2 \cdot Z_{01} \cdot Z_{03} \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{03}}}{D^2}$$

$$G = \frac{Z_{01}^2 \cdot Z_{03}^2 - Z_{01}^2 \cdot Z_{02} \cdot Z_{03} - Z_{01} \cdot Z_{02} \cdot Z_{03}^2}{D^2 \cdot \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{02}}}$$

$$F = \frac{Z_{01} \cdot Z_{03} \cdot (Z_{01} \cdot Z_{03} - Z_{01} \cdot Z_{02} - Z_{02} \cdot Z_{03})}{D^2}$$

Z_{03}

$$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} A & E & F \\ E & B & G \\ F & G & C \end{vmatrix}$$

Où ,

$$A = \frac{2 \cdot Z_{01} \cdot Z_{02}^2}{D^2} ; B = \frac{2 \cdot Z_{01}^2 \cdot Z_{02}}{D^2}$$

$$C = \frac{-2 \cdot Z_{01} \cdot Z_{02} \cdot (Z_{01} + Z_{02})}{D^2}$$

$$E = \frac{2 \cdot Z_{01} \cdot Z_{02} \cdot \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{02}}}{D^2}$$

$$F = \frac{Z_{01} \cdot Z_{02} \cdot (Z_{01} \cdot Z_{02} - Z_{01} \cdot Z_{03} - Z_{02} \cdot Z_{03})}{D^2 \cdot \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{03}}}$$

$$G = \frac{Z_{01} \cdot Z_{02} \cdot (Z_{01} \cdot Z_{02} - Z_{01} \cdot Z_{03} - Z_{02} \cdot Z_{03})}{D^2}$$

DTYPE 13

n

$$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} 4n & 2 \cdot (1-n^2) \\ 2 \cdot (1-n^2) & 4n \end{vmatrix}$$

$$\text{Avec , } D = 1 + n^2$$

DTYPE 18

Z

$$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} A & B \\ A & B \end{vmatrix}$$

Avec ,

$$A = \frac{-4 \cdot Z \cdot Z_0^2 \cdot \sin^2 + j \cdot 2 \cdot Z_0 \cdot (Z_0^2 + Z^2) \cdot \sin \cdot \cos}{D^2}$$

$$B = \frac{j \cdot 2 \cdot Z_0 \cdot (Z_0^2 - Z^2) \cdot \sin}{D^2}$$

Z_0

$$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} A & B \\ B & A \end{vmatrix}$$

$$A = \frac{4.Z_0.Z.\sin^2 - j.2.Z.(Z^2 + Z_0^2).\sin.\cos}{D^2}$$

$$B = \frac{j.2.Z.(Z^2 - Z_0^2).\sin}{D^2}$$

1

$$\frac{1}{D^2} \begin{vmatrix} A & B \\ B & A \end{vmatrix}$$

$$\text{Où } A = \frac{j.2.\beta.Z.Z_0.(Z^2 - Z_0^2)}{D^2}$$

$$B = \frac{4.\beta.Z^2.Z_0^2.\sin - j.2.\beta.Z.Z_0.(Z^2 + Z_0^2).\cos}{D^2}$$

Avec , $\sin = \sin(\beta.l)$, $\cos = \cos(\beta.l)$

$$D = 2.Z.Z_0.\cos + j.(Z^2 + Z_0^2).\sin$$

DTYPE 19

1

$$\left| \frac{j.2.\beta}{(\cos(\beta.l) + j.\sin(\beta.l))^2} \right|$$

DTYPE 20

1

$$\left| \frac{j.2.\beta}{(\cos(\beta.l) + j.\sin(\beta.l))^2} \right|$$