الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة الجامعات

Ministère aux Universitaires

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

C-A-O DES DISPOSITIFS MICRO-ONDES A CONSTANTES REPARTIES

Proposé par :
Mr. M.TRABELSI

Etudié par :
Mr. M.ABDELOUAHAB
Mr. N.BOUROU

Dirigé par :
Mr. M.TRABELSI

PROMOTION

JUIN 91

E.N.P. 10, Avenue Hacen Badi - El-Harrach - Alger

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CAO DES DISPOSITIFS MICRO-ONDES A CONSTANTES REPARTIES

Proposé par :
Mr. M.TRABELSI

Etudié par :
Mr. M.ABDELOUAHAB
Mr. N.BOUROU

Dirigé par :
Mr. M.TRABELSI

Abstract:

The object of this project is to analyse and optimize a microwave network with distributed components, with a method which needs the knowledge of the matrix 'S' of the elementary components.

Résumé:

Notre tavail consiste en l'analyse et optimisation des réseaux micro-ondes à constantes réparties, en se basant sur une méthode qui tient en compte la connaissance des matrices 'S' des circuits élémentaires composant le réseau.

ملخص:

لمشروع الدى كلفنا بدراسته يتمثل فى تحليل و تحسين الشبكات ميكرو
وجات ذات ثوابت موزعة ؛بالإعتماد على طريقة تأخذ بعين الإعتبار
لمصفوفات 's' للدارات الأساسية المكونة للشبكة .

***** dédicaces *****

Je dédie ce travail à:

-Ma mère
-Mon père
-Toute la famille
-Tous mes amis

A.Mahfoudh

Je dédie ce travail à:

-Ma mère
-Mon père
-Toute la famille
-Tous mes amis
-Mokrane,Mustapha,Mourad et Mohamed

B-Noureddine

****** REMERCIEMENTS ******

Nous tenons à remercier trés vivement, notre promoteur Monsieur M. TRABELSI, pour l'aide et les conseils, qu'il nous a prodigué tout au long de ce projet.
Nous tenons à remercier aussi tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

SOMMAIRE

Introduction:

Les hyperfréquences, intérèssent de plus en plus de nombreux chercheurs ,vue la diversité de leurs domaines d'application.
Des techniques trés récentes ont été mises en usage pour satisfaire aux besoins des divers systèmes hyperfréquences .
La recherche de tels systèmes conduit à une complexité de plus en plus grande pour le concepteur ,seule la simulation numérique peut résoudre le problème .Ces techniques sont connues sous le nom de la conception assistée par ordinateur (C A O), qui comportent des opérations dont les plus importantes sont l'analyse ,l'optimisation et la synthèse.
Dans cet esprit ,il nous a été demandé d'élaborer un logiciel permettant d'analyser et d'optimiser les circuits hyperfréquences à constantes repararties.Pour cela ,plusieurs méthodes d'analyse ou d'optimisation ,ont été etudiées ;ceci afin de chosir celles qui sont les plus appropriées.
Le plan de travail établi comprend les chapitres suivants:
Le premier chapitre est consacré à la caractérisation des éléments de circuits de base utilisés en micro-ondes.
Dans le deuxième chapitre ,l'étude est axée aux différentes méthodes d'analyse utilisant le concept de la matrice de dispersion.
Le troisième chapitre décrit les méthodes d'analyse de sensibilité et de tolérance.
Le quatrième chapitre ǎ trait à l'étude des méthodes d'optimisation.
Le cinquième chapitre concerne la description du logiciel qu'on a developpé.

On a retenu pour l'analyse la méthode "matrice de dispersion avec connexion " et pour l'optimisation ,la méthode de Hooke et Jeeves pour les méthodes directes,et celle de Newton pour les méthodes indirectes.

Chapitre I

Caractérisations et discontinuités des circuits micro-ondes de base

I-CARACTERISATIONS ET DISCONTINUITE DES STRUCTURES MICRO-ONDES:

I-1- Introduction:

Les lignes et les guides constituent les élements de base d'un dispositif microonde.Dans notre étude, on s'est limité aux lignes les plus utilisées, en l'occurence les lignes planaires à strucures ouvertes [5,11].Ces lignes sont caractérisées particuliérement par leurs permittivité effective , leurs impédances, et leurs facteurs de pertes.

I-2- Caracterisation des structures micro-ondes:

I-2-1 Lignes à ruban:

C'est une ligne homogène figure(1.a) supportant un mode TEM elle est caractérisée par son impédance caractéristique Zc, ses facteurs de pertes αc et αd, et sa fréquence de coupure qui s'écrivent [5,11]:

- **Cas où l'epaisseur t du ruban est négligeable:**

$$Zc = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon r}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \qquad (1.1)$$

Et $k' = \sqrt{1-k^2}$ et $k = th\left(\frac{\pi . \omega}{2.b}\right)$

Avec :

$$\frac{K'(k)}{K(k)} = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi}.\ln(2.\dfrac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}) & \text{pour } 0 \le k \le 0.7 \\ \dfrac{1}{\pi}.\ln(2.\dfrac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}) & \text{pour } 0.7 \le k \le 1 \end{cases} \tag{1.2}$$

où $k'=\sqrt{1-k^2}$ et $k=th(\frac{\pi.\omega}{2.b})$

εr : la permitivité relative du diélectrique

w: la largeur du ruban

- Cas où l'épaisseur t n'est pas négligeable:

$$Zc = \frac{30.\pi}{\sqrt{\varepsilon r}} \ln\left\{1+ \frac{4(b-t)}{\pi\, w'}\left[\frac{8(b-t)}{\pi\, w'} + \sqrt{\left[\frac{8(b-t)}{\pi\, w'}\right]^2 + 6.27}\right]\right\} \tag{1.3}$$

où $w' = w + \Delta w$

$$\text{avec} \quad \frac{\Delta w}{(b-t)} = \frac{x}{\pi(1-x)}\left\{1-(1/2)\ln\left\{\left[\frac{x}{(2-x)}\right]^2 + \left[\frac{0.0796}{(w/b)+1.1x}\right]^m\right\}\right\}$$

$$\text{où} \begin{cases} m=2\left\{1+\dfrac{2x}{3(1-x)}\right\}^{-1} \\ x=t/b \end{cases}$$

La précision est au plus égale à 0.5 % pour $\frac{w'}{(b-t)} < 10$.

Les pertes dans le diélectrique sont généralement faibles, comparées aux pertes dans le conducteur aux fréquences micro-ondes.

La constante d'affaiblissement dans le conducteur est donnée par:

$$\alpha(db/m) = \frac{0.0231 Rs\sqrt{\varepsilon r}}{Zc}\ \frac{\partial Zc}{\partial w'}\left\{1+\frac{2x}{(b-t)} - (1/\pi)\left[\frac{3x}{2-x} + \ln(x/(2-x))\right]\right\} \tag{1.4}$$

avec $Rs = \sqrt{\dfrac{\pi f \mu o}{\sigma}}$.

$$\frac{\partial Zc}{\partial w'} = \frac{30 e^{-A}}{W' \sqrt{\varepsilon r}} \left[\frac{3.315}{Q} - \left\{ \frac{8(b-t)}{\pi \ w'} \right\}^{2} (1+Q) \right]$$

$$Q = \sqrt{1+6.27\left(\frac{8 \ w'}{\pi (b-t)}\right)}$$

La constante d'affaiblissement dans le diélectrique est donnée par:

$$\alpha d(db/m) = \frac{27.3}{\lambda o} \sqrt{\varepsilon r} \ \ tang(\delta) \qquad (1.5)$$

μo :perméabilité du vide

σ :conductivité du métal en (s/m)

La fréquence de coupure fc du premier mode est:

$$fc = \frac{15}{b \sqrt{\varepsilon r} \left(\frac{w}{b} + \frac{\pi}{4} \right)} \qquad (1.6)$$

I-2-2 Lignes micro ruban:

C'est une structure simple fig.(1.b)qui fait propager une onde quasi TEM.

Ses paramètres caractéristiques [11,5] ont pour expressions:

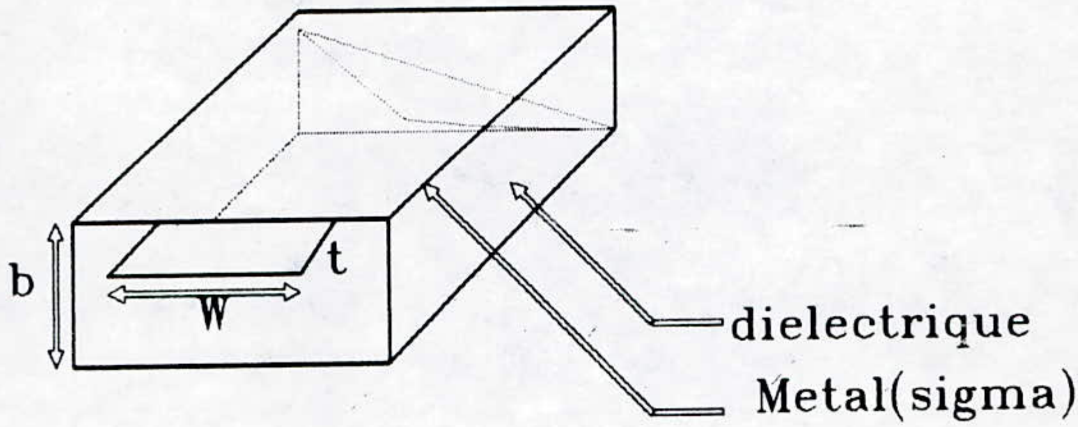


fig.(1.a) Structure d'une ligne a ruban

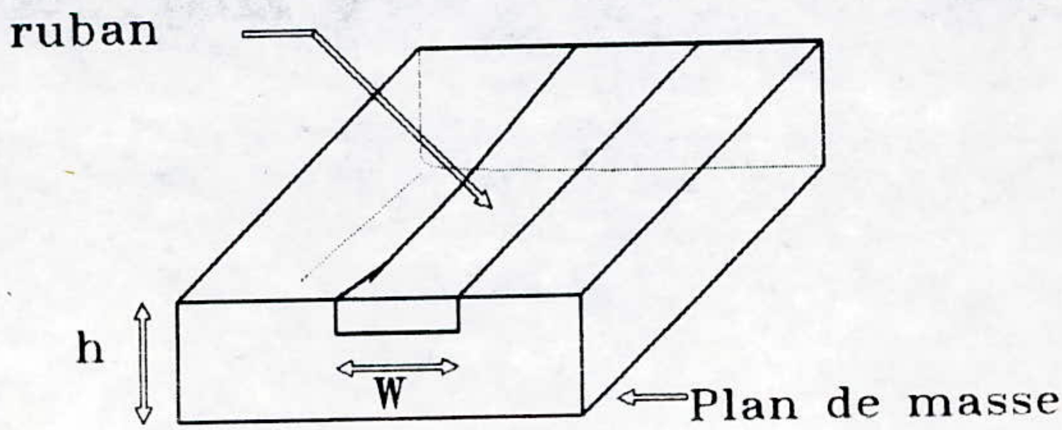


fig.(1.b) Structure d'une ligne micro-ruban

-Pour $t \simeq 0$:

$$Zc = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left[\left(\frac{8h}{w}\right) + 0.25\frac{w}{h} \right] \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \leq 1$$

(1.7)

$$Zc = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right)\right]^{-1} \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \geq 1$$

$\eta = 120\pi$

où h est l'épaisseur du diélectrique

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 10\frac{h}{w}\right]^{-1/2}$$

où ε_{re} est la permittivité effective.

Ces expressions sont valables pour $(t/h) \leq 0.005$.

-Pour t non nul:

$$Zc = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left[\left(\frac{8h}{w_e}\right) + 0.25\frac{w_e}{h} \right] \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \leq 1$$

(1.8)

$$Zc = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left[\frac{w_e}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{w_e}{h} + 1.444\right)\right]^{-1} \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \geq 1$$

Avec $w_e = w + \Delta w$

$$\frac{\Delta w}{h} = \frac{1.25t}{\pi h}\left[1 + \ln\left(\frac{4\pi w}{t}\right)\right] \qquad \text{pour } (w/h) \leq 1/2\pi$$

(1.9)

$$\frac{\Delta w}{h} = \frac{1.25t}{\pi h}\left[1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right)\right] \qquad \text{pour } (w/h) \geq 1/2\pi$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon r + 1}{2} + \frac{\varepsilon r - 1}{2} F(w/h) - Q \qquad (1.10)$$

Avec $Q = \frac{\varepsilon r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}}$

$$F(w/h) = (1 + 10(h/w))^{-1/2}$$

$$\alpha c(db/m) = 1.38 A \frac{Rs}{h\ Zc} \frac{32 - (w_e/h)^2}{32 + (w_e/h)^2} \quad \text{pour } (w/h) \leq 1$$

$$(1.11)$$

$$\alpha c(db/m) = 6.1.10^{-5} A \frac{Rs\ Zc\ \varepsilon_{re}}{h} \left[\frac{w_e}{h} + \frac{0.667(w_e/h)}{(w_e/h) + 1.444} \right] \text{pour } (w/h) \geq 1$$

Avec $A = 1 + (h/w_e) \left[1 + \ln\left(\frac{2B}{t} \right) \right]$

où $\begin{cases} B = h & \text{pour } (w/h) \leq 1/2\pi \\ B = 2\pi w & \text{pour } (w/h) \geq 1/2\pi \end{cases}$

$$\alpha d(db/m) = 27.3 \frac{\varepsilon r}{\varepsilon r - 1} \frac{\varepsilon r - 1}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{\tan(\delta)}{\lambda o} \qquad (1.12)$$

I-2-3 Lignes à ruban couplées:

Une telle structure fig.(1.c), permet le couplage entre deux lignes à ruban et présentant deux modes pair et impair dont les caractéristiques sont indicées respectivement par p et i.

-pour t=0:

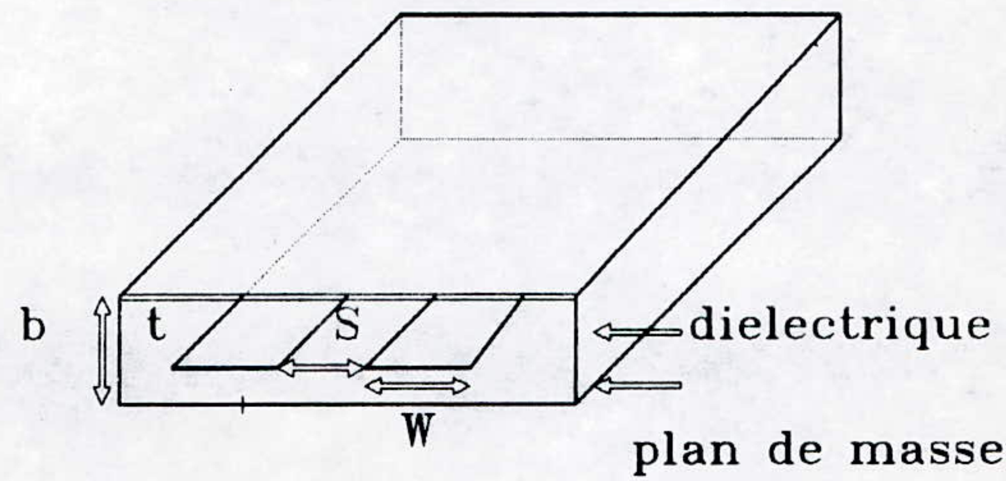
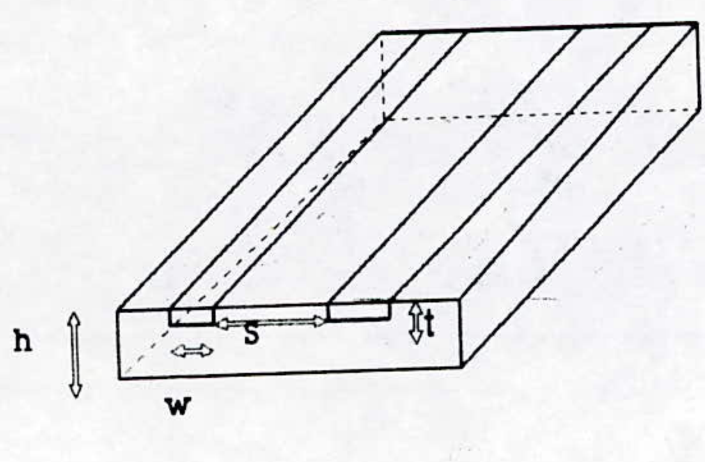


fig.(1.c) structure des lignes a ruban couplees



fig(5.d)lignes micro-ruban couplées

$$Z_{op} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \; \frac{K(k'_p)}{K(k_p)}$$

et (1.13)

$$Z_{op} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \; \frac{K(k'_i)}{K(k_i)}$$

Le rapport $\frac{K(k'_i)}{K(k_i)}$ est donné par la relation (1.2)

$$k_p = \tanh\left(\frac{\pi}{2}\frac{w}{b}\right)\tanh\left(\frac{\pi(w+s)}{2\,b}\right)$$

(1.14)

$$k_i = \tanh\left(\frac{\pi}{2}\frac{w}{b}\right)\coth\left(\frac{\pi(w+s)}{2\,b}\right)$$

où $\begin{cases} k'_p = \sqrt{1-k_p^2} \\ k'_i = \sqrt{1-k_i^2} \end{cases}$

-Pour t non nul:

Les formules suivantes ont une meilleur précision pour $t/b<0.1$ et $w/h \geq 0.35$.

$$Z_{op} = \frac{30\pi(b-t)}{\sqrt{\varepsilon_r}\left[w + \frac{b}{2}\frac{cf}{\pi}A_{\bullet}\right]}$$

(1.15)

$$Z_{oi} = \frac{30\pi(b-t)}{\sqrt{\varepsilon_r}\left[w + \frac{b}{2}\frac{cf}{\pi}A_o\right]}$$

Avec :

$$\begin{cases} A_p = 1 + \dfrac{\ln(1+\tanh(\theta))}{\ln(2)} \\ A_i = 1 + \dfrac{\ln(1+\coth(\theta))}{\ln(2)} \end{cases} \quad \text{où} \quad \theta = \frac{\pi}{2}\frac{S}{b}$$

$$\text{et } Cf(tb)=2\ln\left(\frac{2b-t}{b-t}\right)-t/b\ \ln\left(\frac{t(2b-t)}{(b-t)^2}\right)$$

$$\alpha^{p}d=\alpha^{i}d\,27.3\sqrt{\varepsilon r}\ \ tg(\delta/\lambda o) \qquad \text{(db/m)}$$

$$\alpha^{p}c=\frac{0.23Rs\sqrt{\varepsilon r}}{30(b-t)}\left\{60\pi+Zop\sqrt{\varepsilon r}\ \left[1-(Ap/\pi)\left(\ln\left(\frac{2b-t}{b-t}\right)+\right.\right.\right. \tag{1.16}$$

$$\left.+(1/2)\ln\left(\frac{t(2b-t)}{(b-t)^2}\right)\ +Cf\ \frac{(1+s/b)}{4\ln(2)}\ \frac{\operatorname{sech}(\theta)^2}{1+tgh(\theta)}\right] \qquad \text{(db/m)}$$

$$\alpha^{i}c=\frac{0.23Rs\sqrt{\varepsilon r}}{30(b-t)}\left\{60\pi+Zoi\sqrt{\varepsilon r}\ \left[\ 1-(Ao/\pi)\left(\ln\left(\frac{2b-t}{b-t}\right)+\right.\right.\right. \tag{1.17}$$

$$\left.+(1/2)\left(\frac{t(2b-t)}{(b-t)}\right)\right)\ -Cf\ \frac{(1+s/b)}{4\ln(2)}\ \frac{\operatorname{cosech}(\theta)^2}{1+\operatorname{cotgh}(\theta)}\Bigg] \qquad \text{(db/m)}$$

I-2-4 Lignes micro ruban couplées:

Pour une telle structure fig.(1.d), les capacités de couplage sont données par:

$$\begin{aligned} Cp &= Cp' + Cf + Cf' \\ Ci' &= Cp + Cf + Cga + Cgd \end{aligned} \tag{1.18}$$

$$\text{où } 2Cf=\frac{\sqrt{\varepsilon re}}{(cZo-Cp)}\ ; \qquad c=3.10^{8}$$

$$Cf'=\frac{Cf}{1+A(h/s)\tanh(10s/h)}\sqrt{\frac{\varepsilon r}{\varepsilon re}}$$

$$A=\exp\left[-0.1\exp(2.33-2.53(w/h))\right]$$

$$Cga=\varepsilon o\,\frac{K(k')}{K(k)}$$

Avec $k=\dfrac{(s/h)}{(s/h)+2(w/h)}$; $k'=\sqrt{1-k^2}$

et

$$C_{gd}=\frac{\varepsilon_0\,\varepsilon_r}{\pi}\,\ln\left[\cot g\left(\frac{\pi}{4}\frac{s}{h}\right)\right]+0.65C_f\left[\frac{0.02}{(s/h)}\sqrt{\varepsilon_r}+1-\varepsilon_r^{-2}\right]$$

$$Z_{oj}=\left[c\sqrt{C_jC_j^a}\right]\qquad c=3.10^8 \tag{1.19}$$

et $\varepsilon_{re}^{j}=C_j^a/C_j$ (1.20)

Avec $j=i,p$

C_a:représente la capacité de couplage pour la même structure mais remplie d'air.

-Effet de l'epaisseur du ruban.

Si les rubans conducteurs sont d'une epaisseur fine t, les capacitances peuvent êtres evaluées en utilisant le concept de la largeur effective comme pour une seule ligne micro ruban. Des expressions, valables pour $s\geq 2t$ sont données ici:

$$w_t^p=\frac{w}{h}+\frac{\Delta w}{h}\left[1-0.5\exp(-0.69\frac{\Delta w}{\Delta t}\right]$$

$$w_t^i=\frac{w_t^p}{h}+\frac{\Delta t}{h}\qquad \text{où}\quad \frac{\Delta t}{h}=\frac{1}{\varepsilon_r}\,\frac{t/h}{s/h}$$

ΔW:la variation de la largeur du ruban d' une ligne micro ruban dùe à l'épaisseur du ruban t.

-Les pertes:

Les lignes à micro ruban couplées ont deux types de pertes:ohmiques et diélectriques:
Les constantes d'atténuation des modes pair et impair dûes aux pertes ohmiques:

$$\alpha_c^i = \frac{8.686Rs}{240\pi Zo_i} \; \frac{2}{h} \; \frac{1}{c(C_i^{at})^2} \left[\frac{\partial C_i^{at}}{\partial (w/h)} (1+ \frac{\partial w}{2h}) - \frac{\partial C_i^{at}}{\partial (s/h)} (1- \frac{\partial s}{2h}) + \right.$$

$$\left. + \frac{\partial C_i^{at}}{\partial (t/h)} (1+ \frac{\partial t}{2h}) \right] \quad (db/m) \qquad (1.21)$$

De même pour α_c^p.

Où $\partial = \begin{cases} 1 \text{ pour une atténuation dûe aux rubans seulement.} \\ 2 \text{ pour une atténuation dûe aux rubans et à la masse.} \end{cases}$

$c=\sqrt{\mu o \varepsilon o}^{\,-1}$ capacitance.

C_i^{at} et C_p^{at} représentent les capacitances des modes pair et impair.
Pour un diélectrique (air) avec une epaisseur fine du ruban.
Rs:résistivité de la métallisation.

$$\alpha d^p = 27.3 \frac{\varepsilon r}{\sqrt{\varepsilon r_e^p}} \; \frac{\varepsilon r_e^p - 1}{\varepsilon r - 1} \; \frac{\tan g(\partial)}{\lambda o} \quad (db/m)$$

$$(1.22)$$

$$\alpha d^i = 27.3 \frac{\varepsilon r}{\sqrt{\varepsilon r_e^i}} \; \frac{\varepsilon r_e^i - 1}{\varepsilon r - 1} \; \frac{\tan g(\partial)}{\lambda o} \quad (db/m)$$

tang(∂):facteur de pertes du substrat dielectrique, et λo:longueur d'onde en espace libre.

@

I-3 DISCONTINUITE:

I-3-1 Introduction:

Toute modification locale de la géometrie de la ligne ainsi que toute jonction entre deux milieux électriquement différents constituent une discontinuité. Une discontinuité peut presenter un inconvénient ou un avantage selon l'utilisation desirée.La prise en compte des paramètres caractérestisant cette discontinuité est indispensable pour une meilleure évaluation des performances d'un dispositif micro-ondes.

I-3-2- Discontinuité des lignes à ruban: [5,11]

1- Circuit ouvert:

Une telle discontinuité fig.(1.a') peut être representée par une capacité Co ,soit par un tronçon de ligne supplementaire Δl, donnée par [5]

$$\left\{\begin{array}{l} \Delta l = \dfrac{1}{\beta}\tan^{-1}\left[\dfrac{\delta + 2W}{4\delta + 2W}\tan(\beta\delta)\right] \\ Co = \dfrac{\Delta l}{Zo\,V} \text{ ,(Zo : impédance caractéristique).(1.23)} \\ V = \dfrac{\omega}{\beta} \text{ (vitesse de phase du mode fondamental).} \end{array}\right.$$

avec:

β:constante de phase.

$\delta = \dfrac{b\ln 2}{\pi}$, $\lambda = \lambda o\sqrt{\varepsilon r}^{\,-1}$

Le coéfficient de réflexion à l'entrée s'écrit donc:

$$S_{11} = \frac{1 - j\tan(\beta\Delta l)}{1 + j\tan(\beta\Delta l)} \qquad (1.24)$$

2- Ouverture ronde (trou):

Ce type de discontinuité est introduit pour donner des éléments réactifs utilisés dans les filtres ou autres cirucuits.
Son circuit équivalent fig.(1.b') est constitué d'une inductance série l et de deux capacitances parallèles B_A et B_B .Leurs valeurs des deux susceptances B_A et B_B sont données par :

$$B_A = \frac{1 + b_a\cot(\beta r)}{\cot(\beta r) - b_a} \qquad (1.25)$$

$$B_B = \frac{1}{2}\ \frac{1 + 2b_b\cot(\beta r)}{\cot(\beta r) - 2b_b} - B_A$$

$$\text{avec} \begin{cases} b_b = -\dfrac{3}{16\beta}\ \dfrac{bD}{r^3} \\ b_a = \dfrac{1}{4b_b} \end{cases} \qquad (1.26)$$

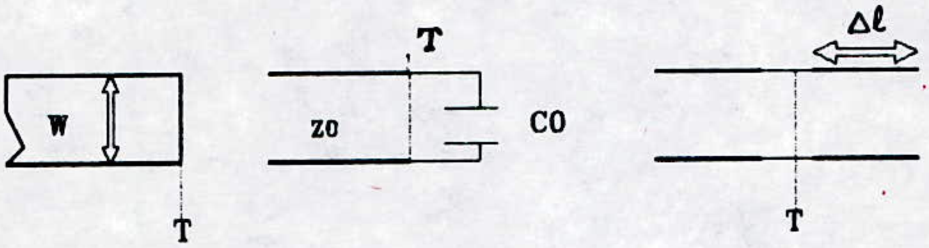
3- Fente dans la bande:

Cette discontinuité engendre des capacités C_a et C_b la fig.(1.c') dont les susceptances normalisées sont données [9] par les relations suivantes:

$$B_a = \frac{2b}{\lambda}\ \ln\left[ch\left(\frac{\pi\Delta}{b}\right)\right] \qquad (1.27)$$

et

$$B_b = \frac{b}{\lambda}\ \ln\left[\coth\left(\frac{\pi\Delta}{2b}\right)\right]$$



figure(1.a') Discontinuite du circuit_ouvert.

-lignes ă ruban

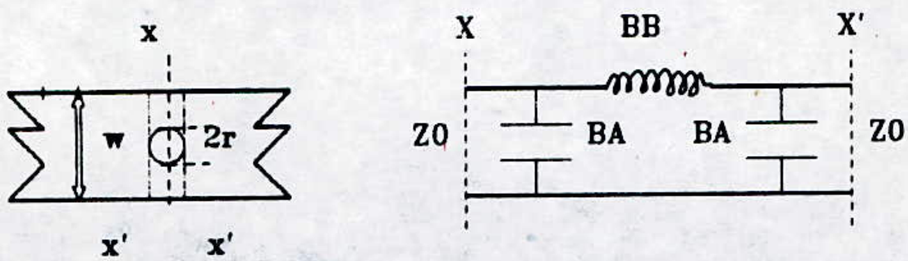


fig.(1.b') Discontinuite du trou

-lignes ă ruban

4- Changement de largeur:

Son circuit équivalent fig.(1.d') comprend une self X et deux tronçons de ligne d'impédances caractéristiques et de longueurs respectives Z_1, l_1 et Z_2, l_2; celles ci s'expriment [11,5]:

$$X = Z_1 \frac{2D_1}{\lambda} \ln \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi D_2}{2D_1} \right). \tag{1.28}$$

$$l_1 = -l_2 = \frac{b \ \ln 2}{\pi} \tag{1.29}$$

La matrice [S] est donnée par:

$$[S] = \frac{1}{Z_1 + Z_2 + jX} \begin{bmatrix} (Z_1 - Z_2 + jX)e^{-j2\beta l_1} & 2\sqrt{Z_1 Z_2} \\ 2\sqrt{Z_1 Z_2} & (Z_1 - Z_2 + j^{-j2\beta l_1} \end{bmatrix} \tag{1.30}$$

5- Coude:

C'est une discontinuité trés courante dans les circuits integrés micro-ondes.Son circuit équivalent est donné par la fig.(1.e').

Pour un coude à angle droit,les réactances sont données par:

$$X_a = \frac{D}{\lambda} \left[1.756 + 4 (\frac{D}{\lambda})^2 \right]$$

$$X_b = \frac{D}{\lambda} \left[0.0725 - 0.159 (\frac{\lambda}{D})^2 \right] \tag{1.31}$$

Pour un coude à angle arbitraire,on a les formules suivantes:

$$
\begin{cases}
X_a = \dfrac{2D}{\lambda}\left[\psi(x) + 1.9635 - \dfrac{1}{x}\right] \\
X_b = -\dfrac{\lambda}{2\pi D} \cot\left(\dfrac{\theta}{2}\right) \qquad \theta\text{:en degrés.} \\
x = \dfrac{1}{2}\left[1 + \dfrac{\theta}{180}\right] \quad \text{;avec } 1/2x < 1.
\end{cases}
\tag{1.32}
$$

où $\psi(x)$ est la derivée logarithmique de la fonction Γ (fonction tabulée).

$\psi(x)=0.5223\ln(x) + 0.394.$

6- Jonction T:

La fig.(1.f') donne le circuit équivalent d'une telle discontinuité, ses paramètres s'écrivent:

$$
X_a = -Z_1 \frac{D_3^2}{D_1\lambda}(0.785)^2 \tag{1.33}
$$

$$
\frac{X_b}{Z_1} =
\begin{cases}
-\dfrac{X_a}{2Z_1} + \dfrac{1}{n^2}\left(\dfrac{B_t}{2Y_1} + \dfrac{2D_1}{\lambda}\left[\ln 2 + \dfrac{\pi D_3}{6D_1} + \dfrac{3}{2}\left(\dfrac{D_1}{\lambda}\right)^2\right]\right) \\
\qquad \text{pour } \left(\dfrac{D_3}{D_1} < 0.5\right). \\
-\dfrac{X_a}{2Z_1} + \dfrac{2D_1}{\lambda n^2}\left[\ln\dfrac{1.43D_1}{D_3} + 2\left(\dfrac{D_1}{\lambda}\right)^2\right] \text{ pour}\left(\dfrac{D_3}{D_1} > 0.5\right)
\end{cases}
\tag{1.34}
$$

avec $n=\sin\left(\dfrac{\pi D_3}{\lambda}\right) \Big/ \left(\dfrac{\pi D_3}{\lambda}\right)$,

$$
B_t = \frac{4D_1 Y_1}{\lambda}\left[\ln \operatorname{cosec} \frac{\pi D_3}{2D_1} + \frac{1}{2}\left(\frac{D_1}{\lambda}\right)^2 \cos^4 \frac{\pi D^3}{2D_1}\right]
$$

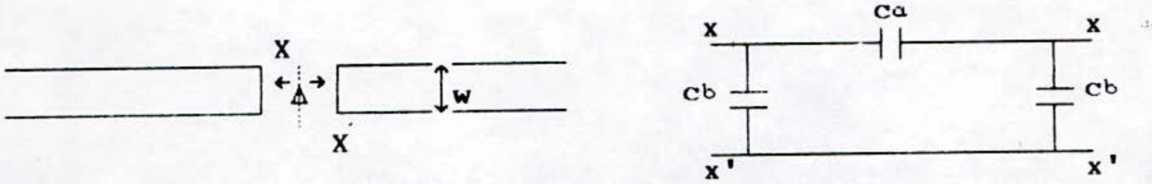


fig.(1.c') Discontinuité d'une repture de largeur.
-lignes à ruban-

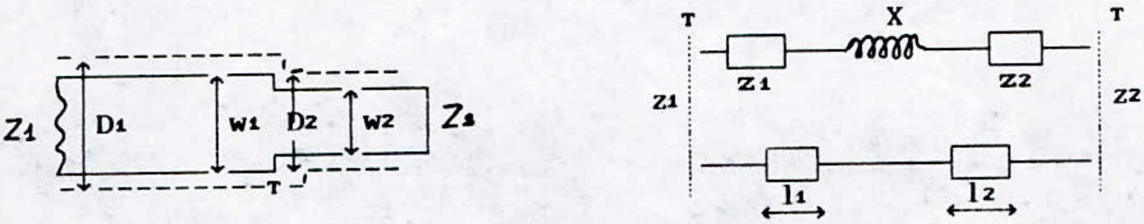


fig.(1.d') Discontinuité d'un changement de la largeur
-lignes à rubn-

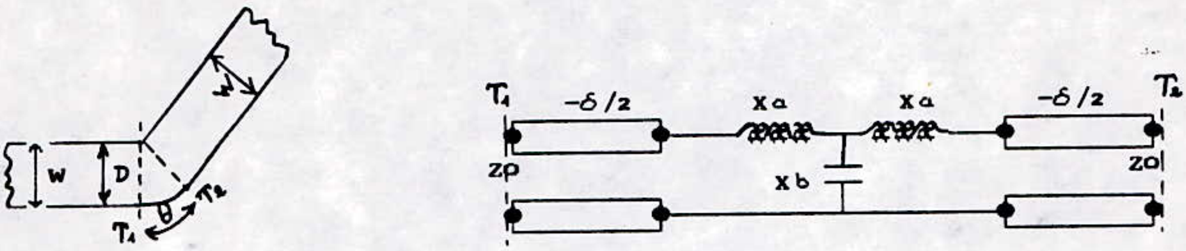


fig.(1.e') Discontinuité du coude
-lignes à ruban-

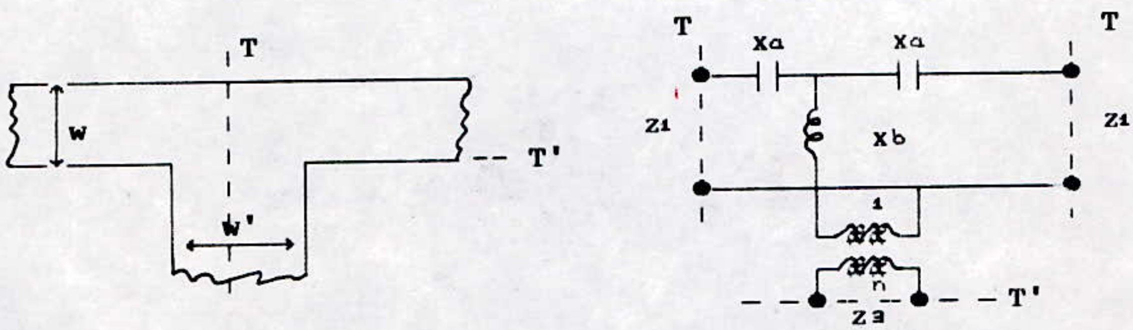


fig.(1.f') Discontinuité d'une jonction T
-lignes à ruban-

I-3-3 Discontinuité des lignes micro-ruban:

Les circuits équivalents des différentes discontinuités des lignes micro-ruban sont identiques à la plupart de ceux des lignes à ruban.

1- Circuit ouvert:

$$\Delta l = 0.412h\left(\frac{\varepsilon_{re} + 0.3}{\varepsilon_{re} - 0.258}\right)\left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8}\right) \qquad (1.35)$$

ε_{re}:constante diélectrique effective.

La capacitance du circuit ouvert C_o est donnée par:

$$C_o = \Delta l \frac{\sqrt{\varepsilon_{re}}}{c Z_o} \qquad (1.36)$$

où c:célérité de la lumière dans l'espace libre.
Z_o:impédance caractéristique.

2- Fente dans la bande:

Les susceptances correspondantes se déduisent à partir des capacitances du circuit équivalent C_1 et C_{12}:

$$C_1 = \frac{1}{2} C_p \qquad (1.37)$$

$$C_{12} = \frac{1}{2} (C_t - \frac{1}{2} C_p)$$

Les expressions de C_t et C_p, pour $\varepsilon_r = 9.6$ et $0.5 \leq W/h \leq 2$, sont données par:

$$\begin{cases} C_i = w\left(\dfrac{\Delta}{w}\right)^{m_i} e^{k_i} & [pf/m] \\ C_p = w\left(\dfrac{\Delta}{w}\right)^{m_p} e^{k_p} & [pf/m] \end{cases} \qquad (1.38)$$

avec

$$\begin{cases} m_i = \dfrac{w}{h}\left[0.267\ln\dfrac{w}{h} - 0\ 853\right] \\ k_i = 4.26 - 0.631\ln\dfrac{w}{h} \end{cases} \qquad \text{pour } \left(0.1 \le \dfrac{\Delta}{w} \le 1\right)$$

et

$$\begin{cases} m_p = 0.8675 \\ k_p = 2.043\left(\dfrac{w}{h}\right)^{0.12} \end{cases} \qquad \text{pour } \left(0.1 \le \dfrac{\Delta}{w} \le 0.3\right)$$

$$\begin{cases} m_p = \dfrac{1.565}{(w/h)^{0.16}} - 1 \\ k_p = 1.97 - \dfrac{0.03}{w/h} \end{cases} \qquad \text{our } \left(0.3 \le \dfrac{\Delta}{w} \le 1\right)$$

pour $2.5 \le \varepsilon_r \le 15$,on a

$$\begin{cases} c_p = c_p(9.6)(\varepsilon_r/9.6)^{0.9} \\ c_i = c_i(9.6)(\varepsilon_r/9.6)^{0.8} \end{cases}$$

3- Changement de largeur:

Son circuit équivalent fig.(1.g') est différent de celui de la ligne à ruban fig.(1.d').Les éléments de ce circuit sont définis par les expréssions suivantes:

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}}\ [pf/m] = (4.386\ln\varepsilon_r + 2.33)\frac{w_2}{w_1} - 5.472\ln\varepsilon_r - 3.17$$

pour $\varepsilon_r \le 10$ et $1.5 \le w_2/w_1 \le 3.5$.

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}}\ [pf/m] = (56.46\ln(w_2/w_1) - 44 \qquad (1.39)$$

pour $\varepsilon_r = 9.6$ et $3.5 \le w_2/w_1 \le 10$.

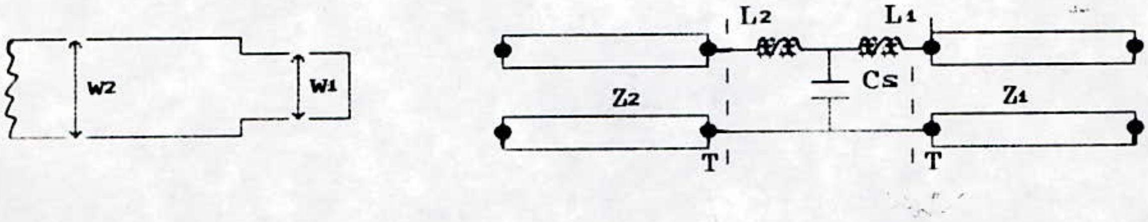


fig.(1.g') Discontinuité d'un changement de largeur.
-lignes micro-ruban-

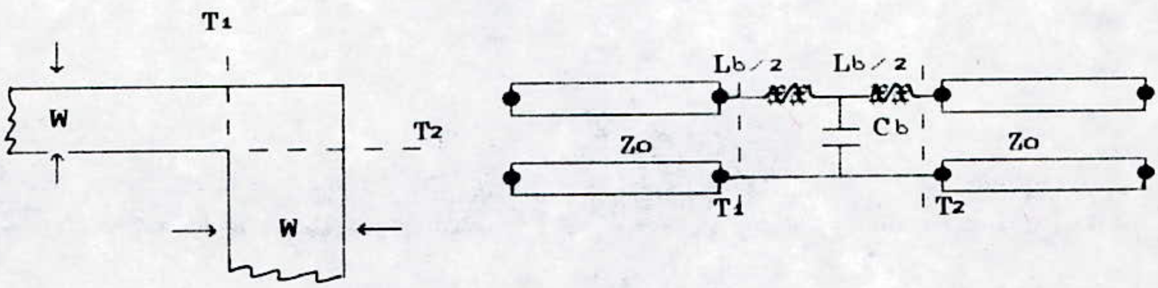


fig.(1.h') Discontinuité d'un coude à angle droit
-lignes micro-ruban-

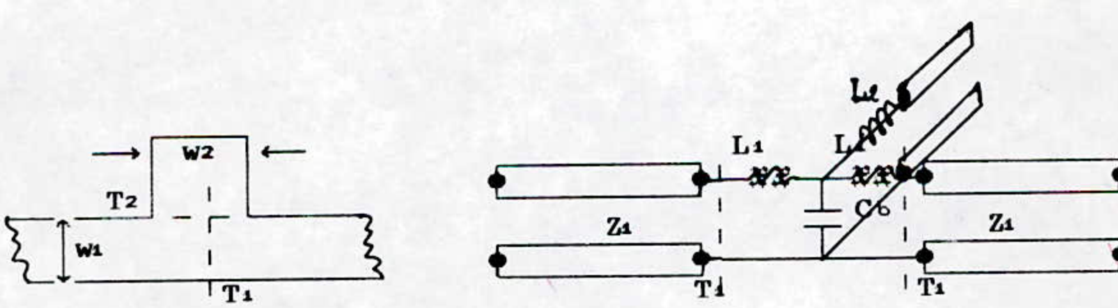


fig.(1.i') Discontinuité d'une jonction T
-lignes micro-ruban-

On sépare l'inductance totale L_s en L_1 et L_2 pour tenir compte de la discontinuité.

avec:

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} \qquad \text{et } L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}}$$

avec $L_w = \frac{Z_0\sqrt{\varepsilon_{re}}}{c}$ [H/m] inductance par unité de longueur d'une ligne micro-ruban de largeur w.

c étant la célérité de la lumière.

$$L_s/h \ [nH/m] = 40.5(w_2/w_1 - 1) - 32.57\ln\frac{w_2}{w_1} + 0.2\left(\frac{w_2}{w_1} - 1\right)^2 \qquad (1.40)$$

4- Coude à angle droit:

La fig.(1.h') donne le circuit équivalent de cette discontinuité, les expressions de la capacitance C_p et les inductances series $L_b/2$ sont données par [5,11]:

$$\frac{C_b}{w}\ [pf/m] = \begin{cases} \dfrac{(14\varepsilon_r + 12.5)w/h - (1.83\varepsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w/h}} + \dfrac{0.02\varepsilon_r}{w/h} & \text{pour } (w/h < 1) \\ (9.5\varepsilon_r + 1.25)w/h + 5.2\varepsilon_r + 7. & \text{pour } (w/h \geq 1) \end{cases} \qquad (1.41)$$

$$\frac{L_b}{h}\ [nH/m] = 100(4\sqrt{w/h} - 4.21) \qquad (1.42)$$

5- Jonction:

Son circuit équivalent est donné par la fig.(1.i'), l'inductance L_2 joue un rôle important dans la détermination de la longueur du stub. Pour une ligne principale de 50 Ω et $\varepsilon_r = 9.9$ on a:

$$C_T/w_1 \ [pf/m] = \frac{100}{\tanh(0.0072 Z_o)} + 0.64 Z_o - 261. \qquad (1.43)$$

pour $(2.5 \leq Z_o \leq 100)$

où Z_o est l'impédance caractéristique du stub.

$$\frac{L_1}{h} \ [nH/m] = \frac{w_2}{h}\left[\frac{w_2}{h}\left(-0.016\frac{w_1}{h} + 0.064\right) + \frac{0.016}{w_1/h}\right] L_{w1}. \qquad (1.44)$$

pour $0.5 \leq (w_1/h, w_2/h) \leq 2.$

$$\frac{L_2}{h} \ [nH/m] = \left[\left(0.12\frac{w_1}{h} - 0.17\right)\frac{w_2}{h} + 0.195\frac{w_1}{h} - 0.357 + 0.0283\sin\left(\pi w_1/h - 0.75\pi\right)\right] L_{w2}. \qquad (1.45)$$

pour $(1 \leq w_1/h \leq 2$ et $0.5 \leq w_2/h \leq 2)$.

Chapitre II

Méthodes d'analyse des circuits micro-ondes

II- METHODES D'ANALYSE:

I-1 Généralités:

Les circuits micro-ondes sont constitués de composants localisés, ou de composants répartis, soit par l'association de ces deux types de composants.

L'analyse des circuits du premier type,utlise la méthode des noeuds et des mailles,ces circuits sont caractérisés par leurs matrices impédance, admittance, hybride,...

Par contre l'analyse des circuits du deuxième type,utilise la représentation des réseaux multiportes, et sont caracterisés par les paramètres de dispersion S ,paramètres T ,ou les paramètres ABCD.

Du fait, que les circuits micro-ondes, sont en géneral composés des élements répartis et localisés, on a été amené à étudier trois méthodes [5,11] qui sont:

-Méthode de la matrice de dispersion avec connexion.

-Méthode de séparation des multiportes.

-Méthode des sous-réseaux.

II-2 Méthodes d'analyse:

II-2-1 Méthode de la matrice de dispersion avec connexion:

On utilise cette méthode pour des réseaux connectés arbitrairement et excités par des générateurs indépendants.

Prenons un réseau de N portes.

La relation $[b_i]=[S_i][a_i]$ (2.1),s'applique à tous les composants sauf aux générateurs indépendants.

Le générateur indépendant est régi par la relation:

$$b_g = c_g + S_g a_g \tag{2.2}$$

c_g :onde appliquée par le générateur.
Le système entier est décrit par la relation

$$[b] = [S][a] + [C] \tag{2.3}$$

avec:

$[b] = [b_1 \ b_2 \ \ldots\ldots b_n]^t$, $[C] = [C_1 \ C_2 \ \ldots\ldots C_n]$, $[a] = [a_1 \ a_2 \ \ldots a_n]$

et
$$[S] = \begin{bmatrix} [S_1] & \ldots & & 0 \\ 0 & [S_2] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \ldots & & [S_n] \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

La matrice (2.4) ne tient pas compte des interconnexions entre les composants du réseau.

La liaison entre les deux composants contigus j et k fig.(2.a) se traduit par:

$$\begin{cases} a_j = b_k \\ a_k = b_j \end{cases}$$

d'où
$$\begin{bmatrix} b_k \\ b_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ a_j \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

que l'on exprime sous la forme:

$$[b] = [\Gamma][a] \tag{2.6}$$

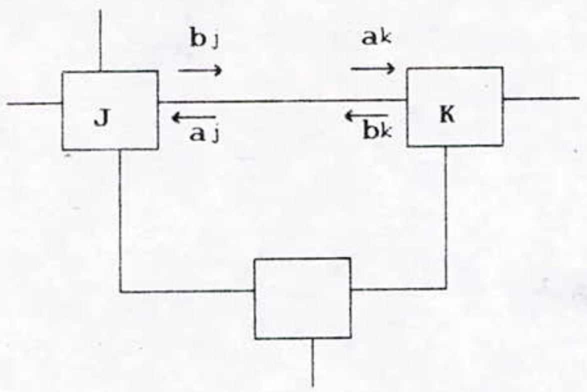


fig.(2.a) *Connexion entre composants*

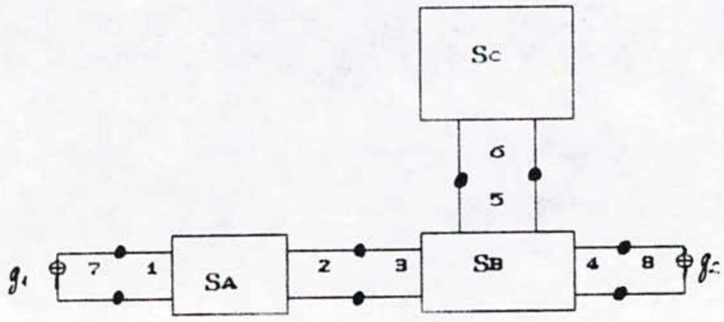


fig.(2.b) *Schéma de l'exemple.*

Où $\left[\Gamma\right]$:est la matrice de connexion.
L'équation (2.6) s'écrit donc $\left[\Gamma\right]\left[a\right]=\left[C\right]+\left[S\right]\left[a\right]$

En posant $\left[W\right]=\left[\Gamma\right]-\left[S\right]$,on aura:

$$\left[a\right]=\left[W\right]^{-1}\left[C\right] \qquad (2.7)$$

$\left[W\right]$:matrice de dispersion de connexion.

La solution de l'équation (2.7) donne toutes les ondes incidentes sur chaque porte du réseau,les ondes émergentes sont obtenues de l'équation (2.6).
L'inconvénient de cette méthode, est que la dimension de $\left[W\right]$ est trés grande pour un circuit constitué d'un nombre élevé d'éléments.
L'exemple suivant fig.(2.b) illustre cette méthode :
A partir des matrices des circuits élémentaires (A,B,C):

$$\left[S_A\right]=\begin{bmatrix} S^A_{11} & S^A_{12} \\ S^A_{21} & S^A_{22} \end{bmatrix} \quad ; \quad \left[S_B\right]=\begin{bmatrix} S^B_{11} & S^B_{12} \\ S^B_{21} & S^B_{22} \end{bmatrix} \quad ; \quad \left[S_C\right]=S^C_{11}$$

Et en utilisant les relations (2.4), (2.6),et (2.7) on déduit:

$$
\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix}
S_{11}^{A} & S_{12}^{A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
S_{21}^{A} & S_{22}^{A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & S_{11}^{B} & S_{12}^{B} & S_{13}^{B} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & S_{21}^{B} & S_{22}^{B} & S_{23}^{B} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & S_{31}^{B} & S_{32}^{B} & S_{33}^{B} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^{C} & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_8 \end{bmatrix}
\qquad (2.8)
$$

$$
\left[\Gamma\right] =
\begin{bmatrix}
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix}
$$

Et $$
\left[W\right] =
\begin{bmatrix}
-S_{11}^{A} & -S_{12}^{A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
-S_{21}^{A} & -S_{22}^{A} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 1 & -S_{11}^{B} & -S_{12}^{B} & -S_{13}^{B} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -S_{21}^{B} & -S_{22}^{B} & -S_{23}^{B} & 0 & 0 & 1 \\
0 & 0 & -S_{31}^{B} & -S_{32}^{B} & -S_{33}^{B} & 1 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S_{11}^{C} & 0 & 0 \\
1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix}
\qquad (2.9)
$$

Les ondes de répartition a et b sont ensuite déterminées avec

$$\left[C\right] = \left[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ C_1\ C_2\right]. \qquad (2.10)$$

II-2-2 Méthode de séparation des multiportes:

Cette méthode s'applique,dans le cas où le circuit est un réseau constitué de n composants élémentaires connectés arbitrairement,et dont les matrices de répartition sont connues.Il s'agit alors de déterminer la matrice de répartition du réseau à partir de ces données .Le réseau est supposé,sans générateurs.

Dans le cas, où il y'a existence d'un ou plusieurs générateurs,ils seront considérés comme exterieurs au réseau.

Cette méthode consiste tout d'abord à définir les différents accés qui sont de deux types:

-accés exterieurs qui permettent de relier le circuit à d'autres circuits.

-connexions internes définies entre les différents composants constituant le circuit.

dans ce cas l'équation [b]=[s][a] s'écrit:

$$\begin{bmatrix} [b_e] \\ [b_c] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{ee}] & [a_e] \\ [S_{ce}] & [a_c] \end{bmatrix} \qquad (2.11)$$

L'indice e indique les accés exterieurs et c les connexions internes du circuit.

La relation qui lie les ondes internes est donnée par:

$$[b_c] = [\Gamma][a_c] \qquad (2.12)$$

De l'équation (2.11) on tire:

$$\left[a_c\right]=\left(\left[\Gamma\right]-\left[S_{cc}\right]\right)^{-1}\left[S_{ce}\right]\left[a_e\right] \qquad (2.13)$$

En combinant les équations (2.11) et (2.13), on obtient:

$$\left[b_e\right]=\left(\left[S_{ee}\right]+\left[S_{ec}\right]\left(\left[\Gamma\right]-\left[S_{cc}\right]\right)^{-1}\left[S_{ce}\right]\right)\left[a_e\right] \qquad (2.14)$$

D'où la matrice de répartition du réseau complet:

$$\left[S_e\right]=\left[S_{ee}\right]+\left[S_{ec}\right]\left(\left[\Gamma\right]-\left[S_{cc}\right]\right)^{-1}\left[S_{ce}\right] \qquad (2.15)$$

Le réseau de la fig.(2.a) donne:

e=2 nombre d'accés exterieurs.

c=4 nombre de portes interconnectées.

L'équation (2.11) s'écrit donc:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S^A_{11} & 0 & S^A_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S^B_{22} & 0 & S^B_{21} & S^B_{23} & 0 \\ S^A_{21} & 0 & S^A_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S^B_{21} & 0 & S^B_{11} & S^B_{13} & 0 \\ 0 & S^B_{32} & 0 & S^B_{31} & S^B_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S^C_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} \qquad (2.16)$$

avec:

$$\left[S_{ee}\right]=\begin{bmatrix} S^A_{11} & 0 \\ 0 & S^B_{22} \end{bmatrix} \quad ; \left[S_{ec}\right]=\begin{bmatrix} S^A_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S^B_{21} & S^B_{23} & 0 \end{bmatrix}$$

$a_j = b_k$ et $a_j = b_k$

$$[S_{ce}] = \begin{bmatrix} S^A_{21} & 0 \\ 0 & S^B_{12} \\ 0 & S^B_{32} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad [S_{cc}] = \begin{bmatrix} S^A_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S^B_{11} & S^B_{13} & 0 \\ 0 & S^B_{31} & S^B_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S^C_{11} \end{bmatrix}$$

La matrice de connexion $[\Gamma]$ est donnée par:

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \qquad (2.17)$$

La matrice S est donnée par l'eqn.(2.15).

II-2-3 Méthode des sous réseaux:

Si le réseau contient plusieurs portes interconnectées,l'ordre de la matrice à inverser devient plus important.Cet ordre peut être réduit en subdivisant le circuit en sous réseaux, et on calcule séparément leurs matrices S ,dont la combinaison donne la matrice de répartition du réseau.

Pour un réseau A de e portes exterieures et de c portes interconnectées, le nombre d'opérations requis pour la détermination de la matrice Se est donné par [5,6]:

$$N = e^2c + ec^2 + \alpha c^3 \qquad (2.18)$$

Ce nombre augmente avec le nombre de portes connectées.
Les deux premiers termes proviennent de la multiplication des

matrices ,le troisième provient de l'inversion de la matrice $c \times c$.

α est un facteur constant,généralement égal à 1.

Par contre, pour le même réseau mais décomposé en deux sous réseaux B et C, fig.(2.c)le nombre d'opérations est différent et s'écrit:

$$N_A = e_B^2 c_B + e_B c_B^2 + \alpha c_B^3 + e_C^2 c_C + e_C^2 c_C + {}^3\alpha c + e^2 c_{BC} + e c_{BC}^2 + \alpha c_{BC}^3. \tag{2.19}$$

où e_B, c_B, e_C, c_C :nombre de portes exterieures et internes des réseaux respectifs B et C.

c_{BC} :nombre de portes interieures connectées entre A et B.

e :nombre de portes exterieures de B et C.

Si on suppose que les deux sous réseaux ont le même nombre de portes exterieures et meme nombre de portes interieures on aura:

$$\left\{ \begin{array}{l} c_B = c_C = \dfrac{c - c_{BC}}{2}, \quad \text{Où } c = c_B + c_C + c_{BC} \\ \text{et} \\ e_B = \dfrac{e + c_{BC}}{2} \quad \text{avec } e = e_B + e_C \end{array} \right. \tag{2.20}$$

$$\text{d'où } N_A = 1/4\{(e^2 c + e c^2 + \alpha c^3) + 3(e^2 c_{BC} + e c_{BC}^2 + \alpha c_{BC}) - (3\alpha - 1)(c - c_{BC}) c . c_{BC}\}. \tag{2.21}$$

On voit bien que N_A est inferieur à N.

Le choix de la subdivision du réseau, doit être telque le nombre d'opérations soit le plus faible.Ce choix consiste à connecter les multiportes deux à deux, les plus prioritaires sont ceux donnant naissance à un multiporte avec un minimum de portes exterieures.

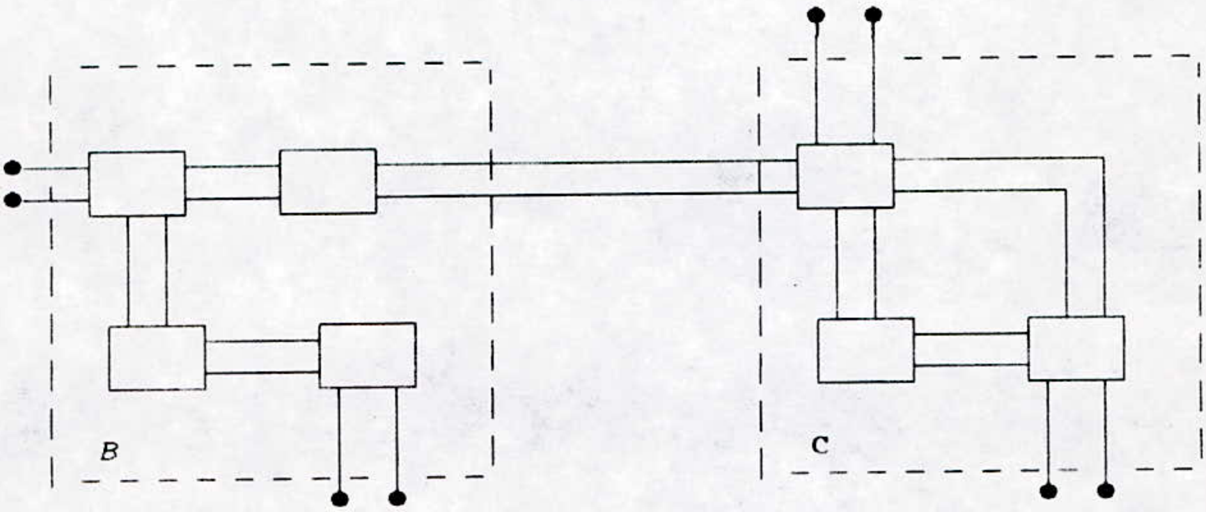


fig.(2.c) Réseau décomposé en deux sous réseaux

Pour mettre cette méthode en pratique, prenons l'exemple de la fig.(2.b).

Selon [6] l'ordre de priorité, on doit connecter le module B au module C; le module résultant sera connecté au module A.D'aprés l'eqn.(2.15) et pour les modules B et C, on aura:

$$\left[S_o^{BC}\right]=\begin{bmatrix}S_{11}^{B} & 0\\ 0 & S_{22}^{B}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}S_{13}^{B} & 0\\ 0 & S_{23}^{B}\end{bmatrix}\left\{\begin{bmatrix}0 & 1\\ 1 & 0\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}S_{33}^{B} & 0\\ 0 & S_C\end{bmatrix}\right\}^{-1}\begin{bmatrix}S_{31} & 0\\ 0 & S_3\end{bmatrix} \tag{2.22}$$

$$\left[S_o^{BC}\right]=\begin{bmatrix}S_{11}^{B}+\dfrac{S_C\,.\,S_{13}^{B}\,.\,S_{31}^{B}}{1-S_{33}^{B}\,.\,S_C} & S_{12}^{B}+\dfrac{S_{12}^{B}\,.\,S_C\,.\,S_{22}^{B}}{1-S_{33}^{B}\,.\,S_C}\\[2ex] S_{21}^{B}+\dfrac{S_C\,.\,S_{23}^{B}\,.\,S_{31}^{B}}{1-S_{33}^{B}\,.\,S_C} & S_{22}^{B}+\dfrac{S_{23}^{B}\,.\,S_{32}^{B}\,.\,S_C}{1-S_{33}^{B}\,.\,S_C}\end{bmatrix} \tag{2.23}$$

et

$$\left[S_R\right]=\begin{bmatrix}S_{11}^{A}+\dfrac{S_{11}^{BC}\,.\,S_{12}^{A}\,.\,S_{21}^{A}}{1-S_{22}^{A}\,.\,S_{11}^{BC}} & \dfrac{S_{12}^{A}\,.\,S_{12}^{BC}}{1-S_{22}^{A}\,.\,S_{11}^{BC}}\\[2ex] \dfrac{S_{21}^{A}\,.\,S_{21}^{BC}}{1-S_{22}^{A}\,.\,S_{22}^{BC}} & S_{22}^{BC}+\dfrac{S_{21}^{BC}\,.\,S_{12}^{BC}\,.\,S_{22}^{A}}{1-S_{22}^{A}\,.\,S_{11}^{BC}}\end{bmatrix}.$$

L'exemple traité par les trois méthodes d'analyse, nous a permis de faire une coparaison entre ces méthodes.

dans la première méthode le rang de la matrice [W] à inverser est trés important dans le cas où le nombre d'éléments est élevé.

Le nombre d'opérations effectuées pour la deuxième méthode est donné par l'eqn.(2.18).

avec $c = 4$, $e = 2$,

$$N = 48 + \alpha 64.$$

Celui de la troisième méthode est donné par l'eqn.(2.19),avec $e = 2$, $e_A = 2$, $c_A = 0$, $c_{ABC} = 2$, $c_{BC} = 2$, $e_{BC} = 2$.

$$N = 32 + 16\alpha$$

Malgré,le nombre d'opérations réduit dans la troisième méthode, mais cette dernière necéssite la connaissance des variables d'onde en chaque porte.

De ce fait, on a adopté la méthode de la matrice [W], malgré le nombre d'opérations impotrtant.

Chapitre III

Etude de la tolérance et sensibilité des circuits micro-ondes

III- Etude d'analyse de sensibilité et de tolérance:

III-1 Introduction:

L'étude de l'effet de la variation des paramètres sur les performances d'un reseau, est appelée analyse de sensibilité, elle permet d'examiner le rapport entre spécifications et tolérance.

Si les paramétres de performances du réseau sont exprimés en fonction des paramètres S, l'étude de la sensibilité est également fonctionde ces paramètres.

L'étudede la tolérance est une étape importante dans la conception des composants.Elle permet d'étudier les effets des incertitudes des composants constituant le circuit sur le comportement de ce dernier.

III-2 Analyse de sensibilité:

Soit $S\left[S=|S|e^{-j\varphi}\right]$ un coefficient de répartition, sa sensibilité par rapport à la variable φ est donnée soit par la sensibilité de son amplitude ou de sa phase, ce qui nous permet d'écrire [5,1]:

$$\begin{aligned} \partial|S|/\partial\phi &= \mathrm{Re}\left[|S|/S\ .\partial S/\partial\phi\right] \\ \partial\varphi/\partial\phi &= -\mathrm{Im}\left[1/S\ .\ \partial S/\partial\phi\right] \end{aligned} \qquad (3.1)$$

Parmi les méthodes d'analyse de sensibilité des circuits hyperfréquences, on distigue trois méthodes:

- -Méthode des différences finies, applicable aux systèmes où un paramètre particulier varie seulement.
- -Méthode du réseau adjoint, qui nécessite l'analyse du réseau initial et un autre réseau appelé réseau adjoint.

Les derivées par rapport à tous les paramètres du modèle peuvent être obtenues à partir des analyses du réseau initial et du réseau adjoint convenablement excités.

Une méthode dite méthode directe peut être utilisée si les paramètres, du circuit sont explicitement exprimés en fonction des paramètres des composants.

Dans ce cas les sensibilités sont obtenues en differenciant les expressions des paramètres de perfomances [5].

III-2-1 Méthode des differences finies:

La sensibilité d'une fonction à n variables $\phi_1, \phi_2, \ldots, \phi_n$ par rapport à la variable ϕ_k est aproximée par [5]

$$\partial f / \partial \phi_k = \frac{f(\phi_k + \Delta\phi_k) - f(\phi_k - \Delta\phi_k)}{2.\Delta(\phi_k)} \qquad (3.2)$$

La précision de cette derivée est bien meilleur pour des petites valeurs de $\Delta\phi_k$ .Ainsi le réseau, sera analysé pour chaque variable indépendante et pour obtenir les sensibilités par rapport à n variables, il faut 2n analyses.Comme l'analyse des réseaux nécessite l'inversion des matrices, cette méthode perd de son efficacité vue la complexité des calculs.

III-2-2 Méthode du réseau adjoint:

Cette méthode consiste, à partir d'un sous réseau d'un réseau initial, à definir un sous réseau dit adjoint qui verifie les conditions du théoreme de Tellegen [1] qui sont les suivantes:
Les deux sous réseaux figure(3.a) doivent avoir :

-Une même topologie.

-Toutes les portes connectées soient incluses.

-Même impédance de normalisation.

l'exemple de la fig.(3.a) verifie les conditions ci-dessus.
Les ondes incidentes et reflichies, a_r et b_r pour le sous réseau R, α_r et β_r pour le sous réseau adjoint, verifient les relations suivantes [1,5]:

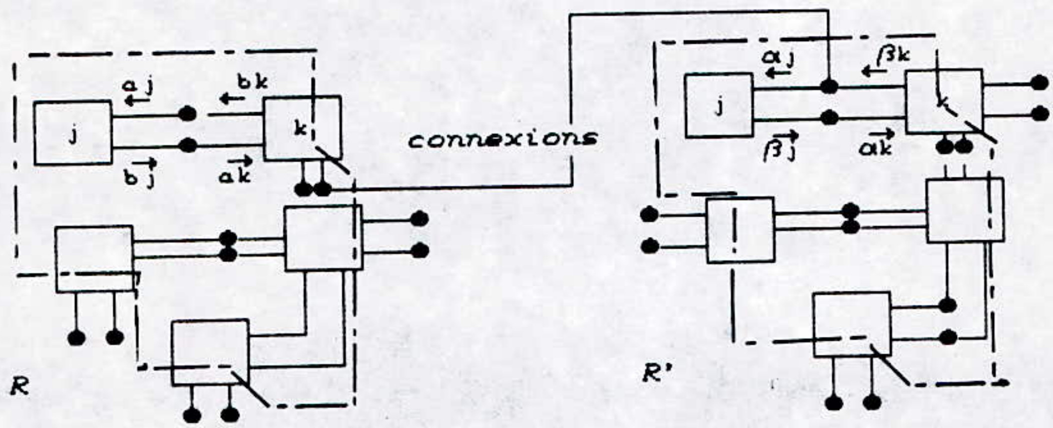


fig. (3.1) sous-réseaux verifiant le theoreme de TELLEGEN.

$$[b_r]=[\Gamma_r].[a_r]$$

$$[\beta_r]=[\Gamma_r].[\alpha_r] \qquad (3.3)$$

Pour des connexions reciproques on a:

$$[\Gamma_r]=[\Gamma_r]^t \qquad (3.4)$$

d'où

$$[b_r]^t.[\alpha_r]-[a_r].[\beta_r]=0 \qquad (3.4)$$

pour des sous-réseaux, dont les portes exterieures sont adaptées, ona:

$$[b_c].[\alpha_c]-[a_c].[\beta_c]=0 \qquad (3.5)$$

d'où l'on écrit:

$$[b_o]^t.[\alpha_o]-[a_o].[\beta_o]=\begin{bmatrix}[b_o]\\ \\ [b_c]\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}[\alpha_o]\\ \\ [\alpha_c]\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}[a_o]\\ \\ [a_c]\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}[\beta_o]\\ \\ [\beta_c]\end{bmatrix} \qquad (3.6)$$

pour le réseau on ecrira:

$$[b]=[S].[a] \qquad (3.7)$$

Donc

$$\frac{\partial\ [b]}{\partial\ \phi}=[S].\frac{\partial\ [a]}{\partial\ \phi}+\frac{\partial\ [S]}{\partial\ \phi}.[a] \qquad (3.8)$$

L'équation(3.6)s'écrit donc:

$$\frac{\partial\ [b_o]^t}{\partial\ \phi}.[\alpha_o]-\frac{\partial\ [a_o]}{\partial\ \phi}.[\beta_o]=\begin{bmatrix}\frac{\partial\ [b_o]}{\partial\ \phi}\\ \frac{\partial\ [b_c]}{\partial\ \phi}\end{bmatrix}^t\begin{bmatrix}[\alpha_o]\\ \\ [\alpha_c]\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\frac{\partial\ [a_o]}{\partial\ \phi}\\ \frac{\partial\ [a_c]}{\partial\ \phi}\end{bmatrix}^t\begin{bmatrix}[\beta_o]\\ \\ [\beta_o]\end{bmatrix} \qquad (3.9)$$

Elle peut s'écrire aussi :

$$\frac{\partial\ [b_o]^t}{\partial\ \phi}.[\alpha_o]-\frac{\partial\ [a_o]}{\partial\ \phi}.[\beta_o]=[a]^t.\frac{\partial\ [S]^t}{\partial\ \phi}.[\alpha]$$

$$+\frac{\partial\ [a]}{\partial\ \phi}.\left\{[S]^t.[\alpha]-[\beta]\right\} \qquad (3.10)$$

où $[\alpha]$ et $[\beta]$ les vecteurs d'ondes incidentes et reflichies du réseau adjoint et sont liés par [1,5] la relation:

$$[\beta]=[S]^t.[\alpha] \qquad (3.11)$$

L'équation (3.10) s'exprime donc:

$$[a]^t\ \frac{\partial\ [S]^t}{\partial\ \phi}.[\alpha] \qquad (3.12)$$

En combinant les équations(3.9),(3.10) et(3.11) on obtient:

$$\frac{\partial\ [b_o]^t}{\partial\ \phi}[\alpha_o]-\frac{\partial\ [a_o]^t}{\partial\ \phi}[\beta_o]=\sum_i [a_i]^t\frac{\partial\ [S_i]^t}{\partial\ \phi}[\alpha_i]+$$

$$+\sum_i \frac{\partial\ [a_i]^t}{\partial\ \phi}\left\{[S_i]^t.[\alpha_i]-[\beta_i]\right\} \qquad (3.13)$$

L'équation (3.13) se reduit à:

$$\sum [a_i]^t\ \frac{\partial\ [S_i]}{\partial\ \phi}\ [\alpha_i] \qquad (3.14)$$

Dans le cas où le paramétre ϕ affècte un seul composant on a:

$$\frac{\partial\ [b_0]^t}{\partial\ \phi}[\alpha_0]-\frac{\partial\ [a_0]^t}{\partial\ \phi}[\beta_0]=[a]^t\ \frac{\partial\ [S]^t}{\partial\ \phi}[\alpha] \tag{3.15}$$

Si plusieurs composants sont affèctés l'équation (3.14) est utilisée.

Le terme $\dfrac{\partial\ [a_0]}{\partial\ \phi}$ est nul pour un réseau dont les portes exterieures sont adaptées, dans ce cas on écrit:

$$\frac{\partial\ [b_0]^t}{\partial\ \phi}[\alpha_0]=[a]^t\ \frac{\partial\ [S]^t}{\partial\ \phi}\ [\alpha] \tag{3.16}$$

ou bien: $\displaystyle\sum [\alpha_k]\frac{\partial\ [b_k]}{\partial\ \phi}=[a]^t\ \frac{\partial\ [S]^t}{\partial\ \phi}\ [\phi]$ (3.17)

Les termes $\dfrac{\partial\ [S]}{\partial\ \phi}$ sont donnés en annexe [A2].

Le réseau adjoint serait identique au réseau initial si tous les composants constituant le réseau étaient réciproques [1,5].

III-3 Analyse de tolérance:

L'étude de la tolérance est une étape importante dans la conception des circuits. Elle permet d'étudier les effets des incertitudes des composants constituant le circuit sur le comportement de ce dernier.
On distingue trois types d'incertitudes qui sont dûes aux:

- Limitations de la technologie de la fabrication.
- Aproximations dans la modélisation.
- Erreurs de mesures.

Il existe deux méthodes,pour l'analyse de la tolérance [5,7]:

i/ Analyse du pire-cas.
ii/ analyse statistique.

Dans l'analyse du pire-cas, on obtient l'effet de la pire combinaison des paramètres d'incertitude sur les performances du circuit.
Cette incertitude correspond aux variations maximales qu'il est possible d'obtenir.Ces valeurs sont moins sensibles aux corrélations entre les éléments du circuit.
Par contre l'analyse statistique,demande en plus de la connaissance des tolérances des valeurs des paramètres, leurs distributions statistiques.
Cette méthode permet,de trouver la probabilité pour laquelle le circuit atteint ses caracteristiques.

III-3-1 Analyse du pire-cas:

Considérons un réseau micro-onde, et soit [P] un ensemble de paramètres de performances, liés à l'ensemble des paramètres désirés [d] par:

$$[P]= f\ [d] \tag{3.18}$$

avec $[P]=\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_m \end{bmatrix}$ et $[d]=\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_n \end{bmatrix}$

On definit la tolérance sur ces deux ensembles par:

- $p_i^- \leq p_i \leq p_i^+ \quad i \in [1,m]$

- $d_j^- \leq d_j \leq d_j^+ \quad i \in [1,n]$

et soit d_j^n la valeur nominale.

La variation du paramètre de performance p_i en fonction du paramètre d_j est donnée par:

$$\partial p_i = \sum_{j=1}^{n} (\partial p_i / \partial d_j) \Big|_{d_j = d_j^n} . \partial d_j \tag{3.19}$$

$$\text{avec } \partial d_j = d_j^n - d_j \tag{3.20}$$

Le terme $(\partial p_i / \partial d_j)$ a eté defini dans l'étude de la sensibilité, les variations limites de p_i sont obtenues pour les valeurs d_j^+ et d_j^- selon le signe de $(\partial p_i / \partial d_j)$.

On calcule les valeurs de P pour les deux valeurs d_j^n et $d_j^n +$ ∂d_j, la différence entre ces deux valeurs donne la contribution de la grande variation dans le paramètre d_j à P_i.

III-3-2 Analyse statistique:

Cette analyse tient compte des variations aléatoires des différents paramètres du circuit, afin de determiner les caracteristiques statistiques des paramètres; elle englobe deux méthodes:

III-3-2-1 Méthode des moments:

Elle consiste à evaluer la variance du paramètre P_i qui est donnéepar annexe.(A.4)..

$$\sigma_p^2 = \left[P_i . \sigma_1 / \partial d_1 , \ldots \partial P_i . \sigma_n / \partial d_n \right] \left[R \right] \left[\partial P_i . \sigma_1 / \partial d_1 , \ \ldots \partial P_i . \sigma_n / \partial d_i \right]^t \tag{3.21}$$

où $\left[R \right]$:matrice de corrélation des paramètres d_j.

σ_j^2:variance associée au paramètre d_j.

III-3-2-2 Méthode de Monté-Carlo:

On utilise cette méthode pour attribuer à chacun des éléments des circuits une tolérance et une loi de densité de probabilités pour définir la variation à l'interieur des limites de tolérance.

Les valeurs des paramètres, sont changées aléatoirement, et une analyse du circuit est recommandée à chaque étape.

L'analyse de Monté-Carlo, suppose que chaque élément du circuit varie indépendamment des autres, ce qui n'est pas le cas pour les circuits microondes.

Chapitre IV

Optimisation des circuits micro-ondes

IV OPTIMISATION:

Les méthodes d'optimisations sont trés nombreuses [2,5,7], le problème qui se pose est le choix d' une méthode la plus adéquate.
Le but d'un procéssus d'optimisation est de réduire la différence entre les performances d'un circuit à concevoir et les specifications désirées.
La fonction qui quantifie ces différences est appelée fonction objectif ou fonction erreur.

IV-1 Fonction objectif:

La fonction erreur ponderée est definie par [5]:

$$e(\phi,\psi)=W(\psi)\left[Rc(\phi,\psi)-Rd(\phi,\psi)\right] \tag{4.1}$$

où $W(\psi)$est une fonction de pondération, $Rc(\phi,\psi)$et $Rd(\psi)$ les réponses calculées et désirées, respectivement, et ψ la fréquence ou le temps.
Dans le but d'éxprimer cette erreur comme une seule quantité, on utilise la norme de la fonction erreur ponderée.
Pour des valeurs discrètes de ψ on écrit:

$$||e||_k = \left\{ \sum_i |e_i(\phi)|^k \right\}^{1/k} \tag{4.2}$$

$i=\overline{1,n}$ $\quad 1<k<\infty$

Où $e_i(\phi)=e(\phi,\psi_i)$ est la composante du vecteur erreur defini par:

$$e(\phi)=\begin{bmatrix} e_1(\phi) \\ e_2(\phi) \\ \vdots \\ e_n(\phi) \end{bmatrix} \qquad (4.3)$$

Pour $k=2$ la fonction objectif est du type moindre carrée.
Quand k tend vers l'infini

$$\lim_{k \to \infty} \left\{ \sum |e_i(\phi)|^k \right\}^{1/k} = \mathrm{Max}\ e_i(\phi) \qquad (4.4)$$

Cette limite conduit à une formulation directe des fonctions objectifs de type minimax.

IV-2 Méthodes d'optimisations multidimensionnelles:

Ces méthodes se divisent en deux classes, celle qui ne fait pas appel au calcul du gradient de la fonction objectif est dite méthode directe(Hooke et Jeeves par exemple), et celle utilisant les dérivées des fonctions objectifs est dite méthode du gradient.

IV-2-1 Méthodes directe:

Dans cette méthode un seul paramètre varie jusqu'à ce que l'amélioration soit atteinte, ensuite le deuxième paramètre sera varié et ainsi de suite .

1- Méthode de Hooke et Jeeves[2,5]:

Elle consiste en la recherche de direction, c'est une technique séquentielle qui s'appuie sur deux types de déplacements, déplacement explorateur utilisé pour l'exploration du comportement local de la fonction objectif le second étant subordonné du premier.
Partant d'un point donné x_1, le déplacement explorateur le long des coordonnées de direction, donne le point x_2; alors un déplacement de direction le long de la direction (x_2-x_1) mène au point y.Un autre déplacement explorateur commence en y et donne le point x_3;le prochain déplacement de direction se fait le long de (x_3-x_2) et mènera à y; ainsi se repèrte le processus.

- Algorithme de la méthode:

Soit $d_1,d_2,\ldots,d_n$ les coordonnées de direction et ε, un scalaire positif .On choisit un pas de modification $\Delta\geq\varepsilon$, un facteur d'accéleration α positif, et un point de départ x_1.
1-Soit $y=x_1$ si $f(y_j+\Delta d_j)<f(y_j)$ alors $y_{j+1}=y_j+\Delta d_j$ et on passe à l'etape (2)

Si $f(y_j+\Delta d_j)\geq f(y_j)$; dans ce cas
-Si $f(y_j-\Delta d_j)<f(y_j)$, on pose $y_{j+1}=y_j-\Delta d_j$, on passe à l'étape (2)
-Si $f(y_j-\Delta d_j)>=f(y_j)$, on pose $y_{j+1}=y_j$ on passe à l'étape (2)

2-Si $j<n$, on pose $j=j+1$, et on refait l'étape (1) sinon on passe à l'etape (3) si $f(y_{n+1})<f(x_k)$,et on passe à l'étape (4)
Si $f(y_{n+1})\geq f(x_k)$:

3-on pose $x_{k+1}=y_{n+1}$, $y_1=x_{k+1}+\alpha(x_{k+1}-x_k)$, $k=k+1$ et $j=1$ et on passe à l'étape (1)

4-Si $\Delta\leq\varepsilon$, alors x_k est la solution sinon, on remplace Δ par $\Delta/2$ et on pose $j=1$ on repéte l'étape (1)

Les étapes (1) et (2) decrivent le déplacement explorateur, et l'étape (3) est une étape d'accélération le long de la direction $x_{k+1}-x_k$.

-Organigramme de la méthode:

Cet organigramme est donné par la fig.(4.1).

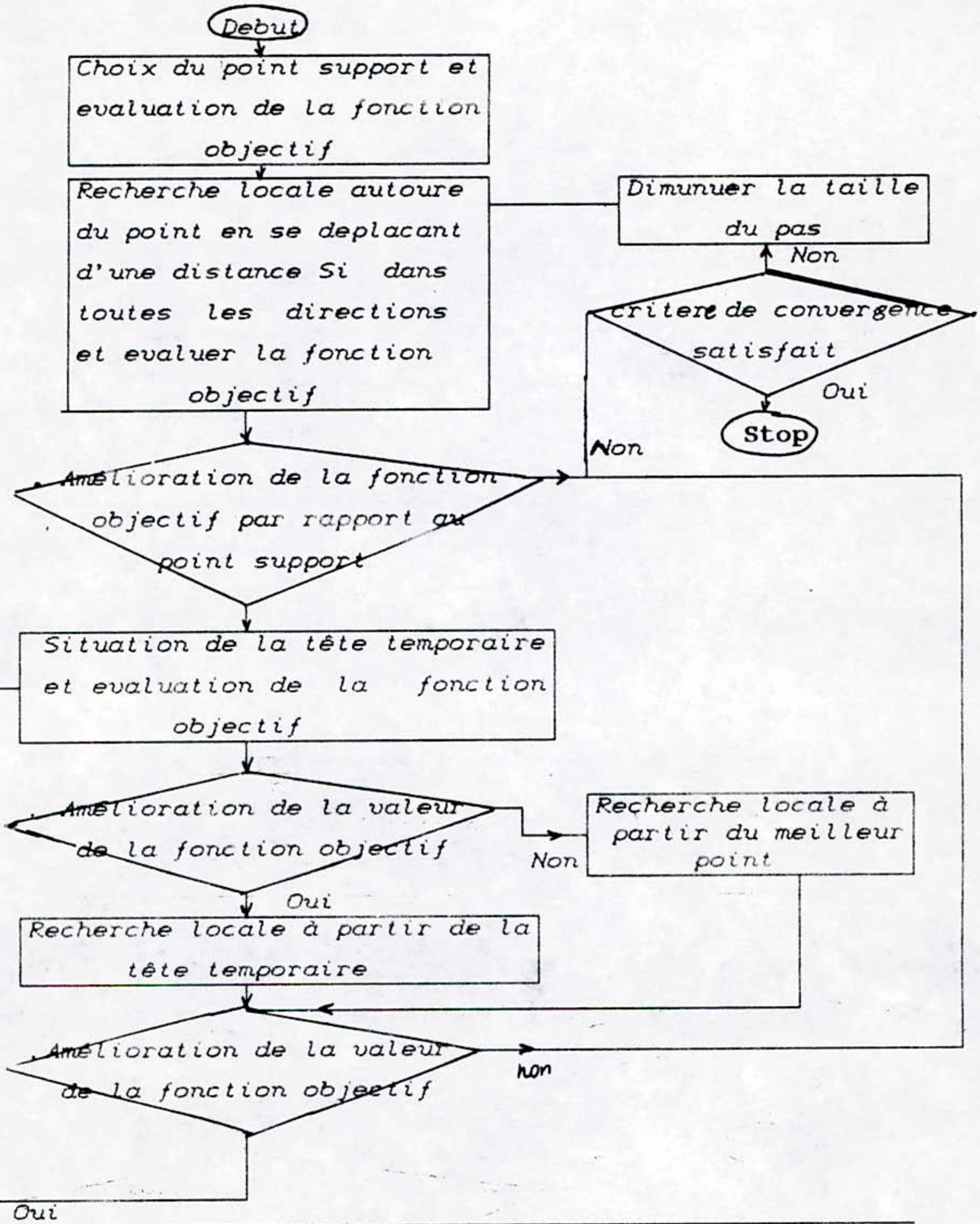
IV-2-2 Méthode indirècte:

L'information sur la dérivée permet de localiser plus rapidement le minimum que la méthode directe.
Parmi ces méthodes, on utilise la méthode de Newton .

1- Méthode de Newton:

Elle permet de calculer les racines de l'équation $e(\phi)=0$
Soit $\phi_0=(\phi_{10},\ldots\ldots,\phi_{m0})$un point initial, considéré comme une aproximation de la solution $\phi^*=(\phi_1^*,\ldots\ldots,\phi_m^*)$du systeme:

$$\begin{cases} e_1(\phi_1,\ldots\ldots\ldots,\phi_m)=0 \\ e_2(\phi_1,\ldots\ldots\ldots,\phi_m)=0 \\ \vdots \\ e_n(\phi_1,\ldots\ldots\ldots,\phi_m)=0 \end{cases} \qquad (4.5)$$



Organigramme fig.(4.2) Méthode de HOOHE-JEEVES.

Qui d'une manière condensé s'ecrit:

$$e(\phi)=0 \qquad (4.6)$$

En supposant que ϕ_o est suffisament voinsin de ϕ^* et que les fonctions $e_i(x_1,......,x_m)$, $i=\overline{1,m}$ soient suffisament dérivables.

Soit la matrice carrée d'ordre m dite Jacobienne des e_i:

$$J(\phi)=\left[\frac{\partial e_i}{\partial \phi_i}(\phi)\right]_{\substack{i=1,m\\ j=1,m}} \qquad (4.6)$$

Le calcul de l'inverse de la matrice n'est effectué qu'à la première ittération c'est à dire $J(\phi_o)^{-1}$.

La formule recurente est donnée par :

$$\phi_{n+1}=\phi_n-j(\phi_o)^{-1}e(\phi_n) \qquad (4.7)$$

Cette méthode converge sous les conditions suivantes:

-Si les fonctions $e_i(\phi)$ des dérivées partielles première continues dans un convexe contenant ϕ^*.

-Si la matrice Jacobiènne est non singulière dans le voisinnage de ϕ^*.

-Si le vecteur initial ϕ_o est suffisament proche de ϕ .

- Organigramme de la méthode:

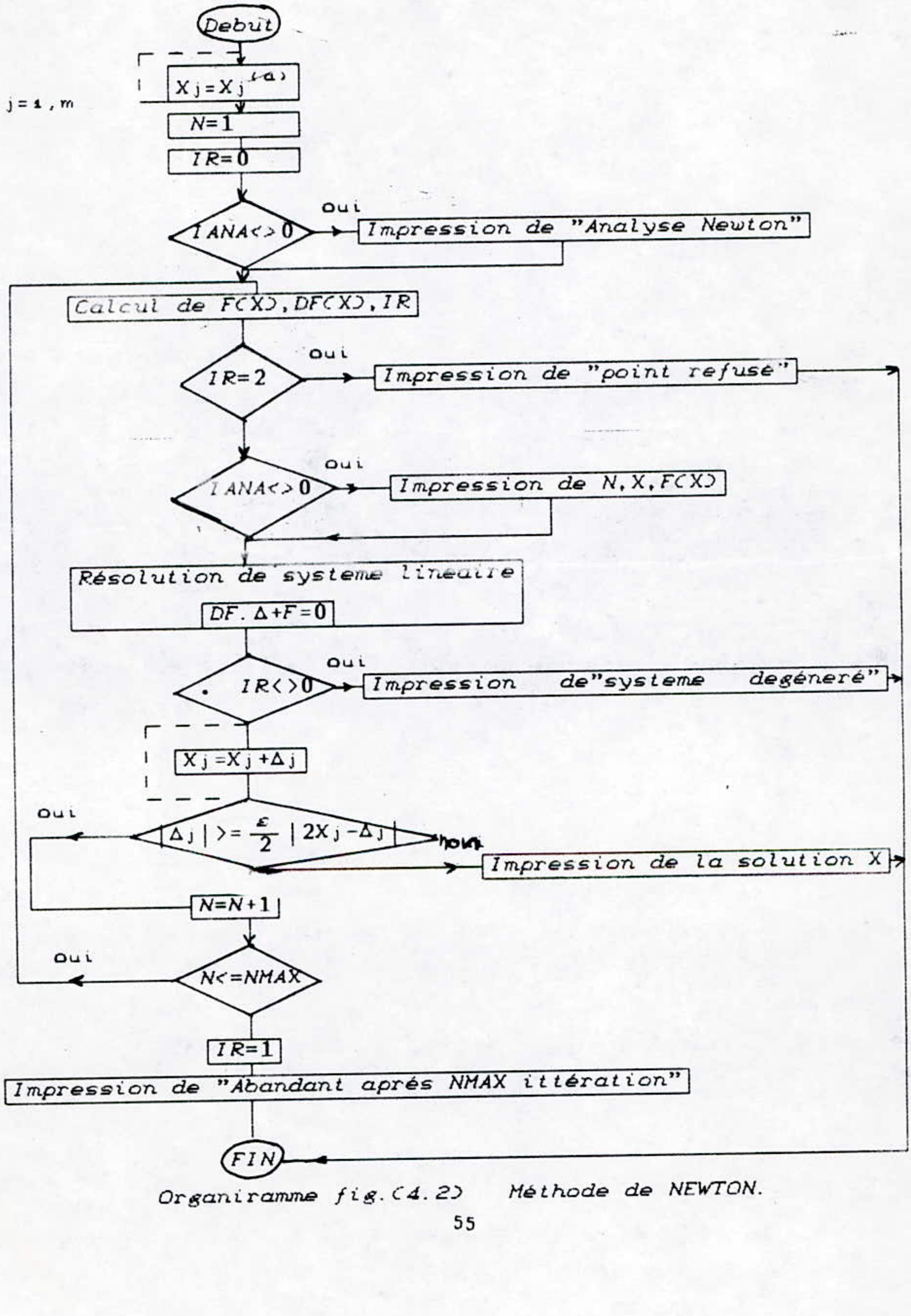
Cet organigramme est donné par la fig.(4.2), où:

N:compte le nombre d'itérations.

NMAX:nombre max d'itérations desirées.

ε:précision relative demandée sur la solution.

IANA≠0:impression des resultats de X et F(X) à chaque



Organiramme fig.(4.2) Méthode de NEWTON.

itération.

IR=0:calcul s'est déroulé normalement.

IR=1:solution n'à pas été trouvée aprés NMAX itérration.

IR=2:problème au cours du calcul(jacobien trouvé nul).

Chapitre V

Description du logiciel

V-EXPLICATION DU LOGICIEL:

V-1 Introduction:

Afin de permettre au concepteur l'accés à notre logiciel, on a établi un menu englobant tous les programmes élaborés dans notre travail, et qui sont:

- Caractérisation des éléments.
- Etude de la sensibilité des éléments.
- Analyse et sensibilité des circuits.
- Etude de la tolérance.
- Optimisation.

V-2 -Caractérisation des éléments:

Ce programme permet la détermination des caractéristiques des éléments micro-ondes à constantes réparties, qui sont:

- Lignes à ruban.
- Lignes micro-ruban.
- lignes à fente.
- Guides d'ondes coplanaires.
- Lignes à ruban coplanaires
- Lignes coaxiales.
- Guides d'ondes rectangulaires.
- Guides d'ondes circulaires.
- Lignes à ailettes.

V-3 Etude de la sensibilité des éléments:

Il détermine la sensibilité des éléments pour tous les paramètres des circuits de base étudiés, il comprend de même un menu qui permet le choix de l'élément à étudier:

-Lignes à ruban.
-Lignes micro-ruban.
-Lignes à ruban couplées.
-Lignes à micro-ruban couplées.

V-4 Analyse et sensibilité des circuits :

Le programme d'analyse qu'on a élaboré en langage fortran sur olivetti 290, permet d'étudier des circuits micro-ondes à constantes réparties basés sur des lignes ruban et micro-ruban, avec ou sans discontinuité, suivant l'objectif de la conception.
La méthode utilisée est basée sur la matrice de dispersion avec connexion.
Pour tenir compte des variations des paramètres du circuit on a adjoint à ce programme une subroutine qui calcule la sensibilité.

V-5 Etude de la tolérance:

Ce programme utilise les resultats donnés par le programme d'analyse, et avec la méthode statistique on peut trouver la variance de distribution des paramètres du circuit.

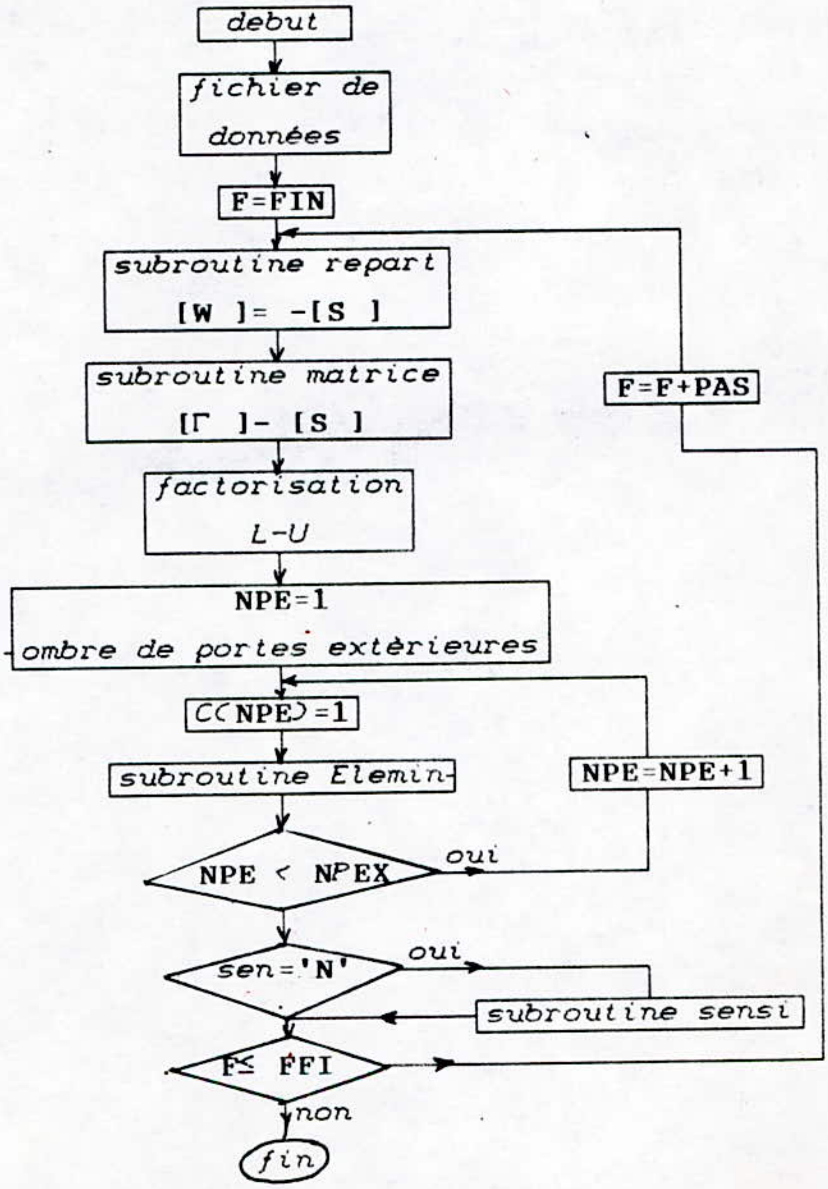
V-6 Optimisation:

Cette partie a été faite en langage FORTRAN, elle est structurée sous forme d'un menu qui donne le choix entre les deux méthodes étudiées, méthode de NEWTON et celle de HOOKE et JEEVES.

V-7 Déscription du programme informatique:

Ce programme permet, à partir des différentes données à introduire tableau(5.1),de calculer les valeurs des paramètres de dispersion relatives aux accés exterieurs du réseau.

Son organigramme fig.(5.1) fait apparaitre les sous-programmes dont les taches sont décrites par le tableau(5.2).



Organgramme fig.(5.1) du programme d'analyse

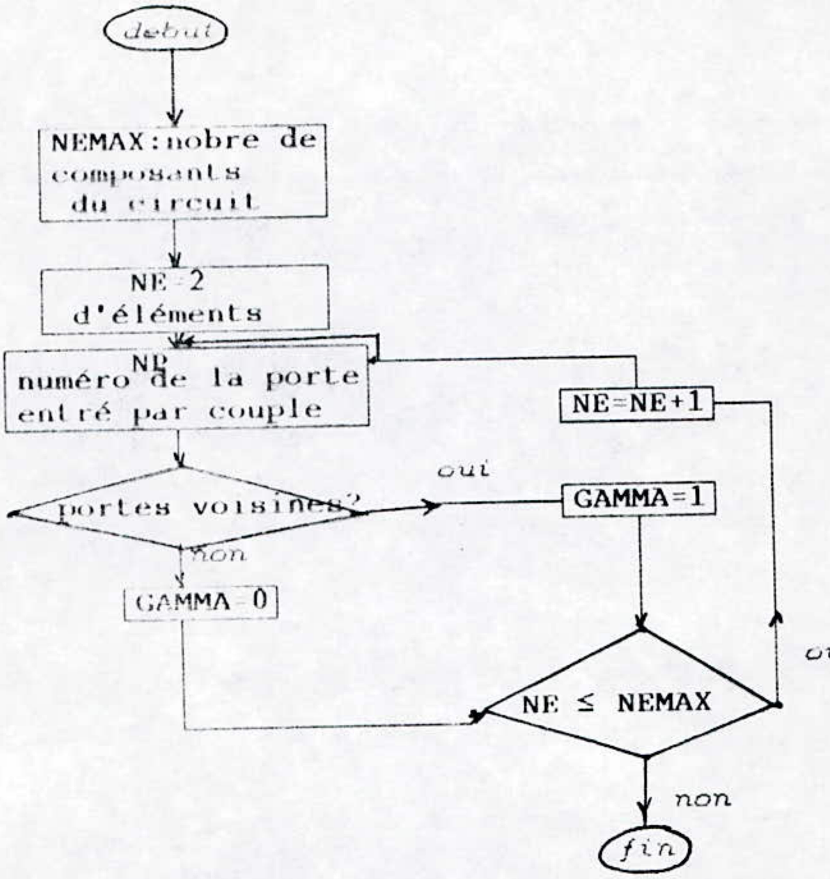
1 -Fichier de données:structuré selon le tableau suivant:

tableau.(5.1)

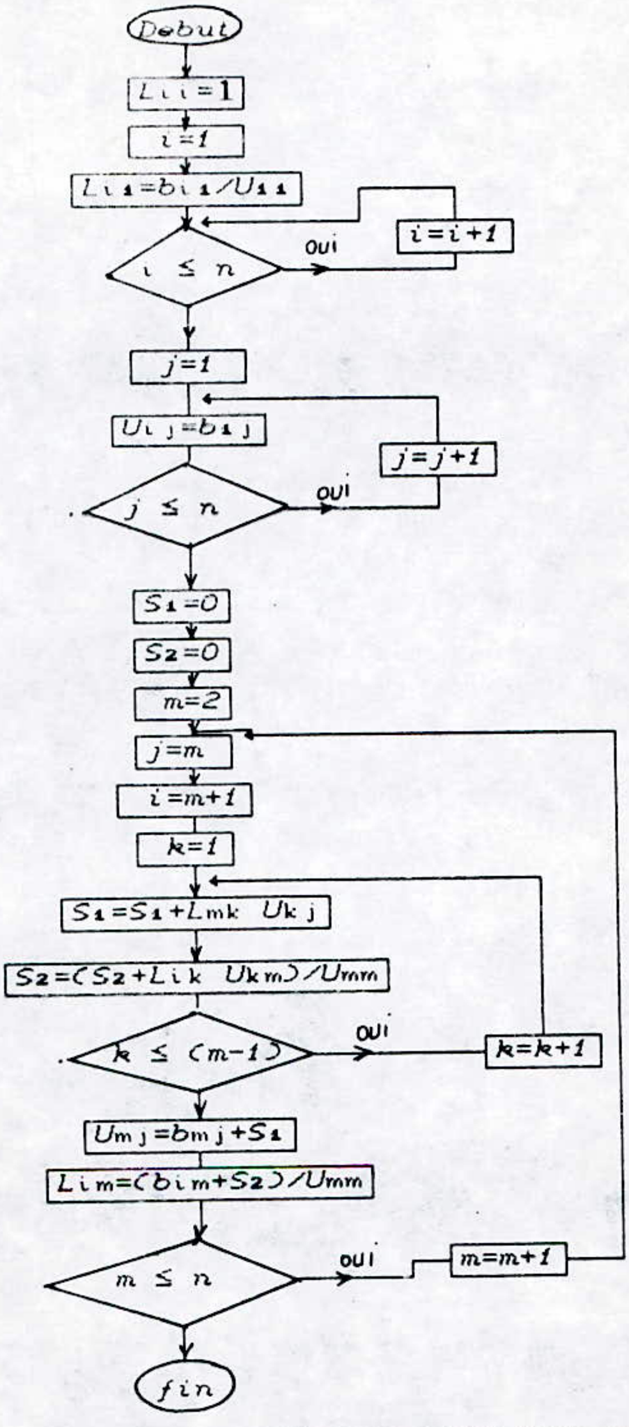
Données	
- sen	-sen = 'o 'programme fait l'analyse de sensibilité. -sen = 'N 'programme ne fait pas l'analyse de sensibilité.
-var	-valeur de la variable ϕ .
-NE	-nombre d'éléments du réseau.
-DIS	-DIS = D discontinuité considérée. -DIS = D discontinuité non considérée.
-L	-L = M lignes micro-ruban considérées. -L = M lignes à ruban considérées.
-NPEX	-nombre de portes exterieures.
-FIN, FFI, PAS	-fréquence initiale, -fréquence finale, -pas de fréquence.
-LIN, LOG	-échelle linéaire, -échelle logarithmique.
-CIRC	-nom du composant utilisé (PAR,SER,LIN,VLA RLA ,COU,TRO,JON,COV,ENR,SXT,LIC).
-N1,N2,N3,N4	-numéros des portes du composant.
-PARAX,PARAY, PARAZ.	-valeurs des paramètres du composant.
-PORTX,PORTY	-numéros des portes d'interconnexion qui sont entrés par paire.
-B,T,ER,H	B:epaisseurde la ligne. T:epaisseur du ruban. ER:constante diéléctrique relative. H:hauteur du substrat.
$-S_1$ $-S_2$ $-S_3$ $-S_4$	pour une diode $S_1 = S_{11}$. pour un transistor: $S_1 = S_{11}$, $S_2 = S_{22}$ $S_3 = S_{12}$, $S_4 = S_{21}$

2 -Subroutines: tableau.(5.2)

Subroutine	Description
-Données	-elle lit le fichier de données donné par le tableau (5.1)
-Repart	-calcule la matrice [W] =- [S].
-Matrice	-calcule la matrice [W]=([Γ] -[S]) organigramme fig(5.2),elle est appelée par le programme principal.
-Serie,paral,line jonct,varlarg, couv,linco, sexter,trou, replnc,coude, replarg.	-donnent les paramètres S des éléments de base correspondants.
-Design	-associe à chaque type d'élément un numéro spécifique.
-Permit	-effectue le calcul de la permittivité effective du diélectrique.
-Large	-calcule la largeur du ruban,pour aboutir à l'impédance caractéristique.
-caracteri	-détermine les impédances caractéristiques des lignes à partir de la largeur du ruban.
-Decomp	-permet de décomposer la matrice [W] en deux matrices triangulaires L et U, suivant la méthode décrite en annexe(A2) et donnée par l'organigramme fig.(5.3)
-Elemin	-elle détermine la solution,par les substitutions directe et indirecte (orgmes) fig.(5.4,5),en utilisant les facteurs L-U



Organigramme fig.(5.1) matrice d'interconnexion



Organigramme fig.(5.3) decomposition L-U.

J=1,N-1

B(J)=B(J)/A(J,J)

I=J+1,N

B(I)=B(I)-A(I,J).B(J)

B(N)=B(N)/A(N,N)

fig.(5.4) Elimination directe

I=N-1,1,-1

J=N,I+1,-1

B(I)=B(I)-A(I,J).B(J)

fig.(5.5) Elimination inverse

- Exemple 1:

l'exemple donné par la fig.(5.a), illustre l'utilisation de ce logiciel.

C'est un coupleur circulaire, à constantes réparties [5], composé de lignes micro-ruban, d'impédances égales :
$Z=70.7107\ \Omega$, et ayant pour longueurs $l_1=l_2=l_3=\lambda/4$, et $l_4=3\lambda/4$
Le tableau.(5.3) donne les resultats de l'execution, pour une fréquence initiale de 2.4GHZ et une fréquence finale de 3.6GHZ.

- Exemple 2:

le circuit à optimiser est donné par la fig.(5.b), il représente une ligne de transmission avec les paramètres suivants:
$Z_0=50\Omega$, $Z_1=200\Omega$, $Z_L=100\Omega$ et $l=0.75cm$
avec une fréquence centrale de 1GHZ.
les résultats d'analyse et d'optimisation(méthode dirècte) sont donnés par le tableau(5.4).

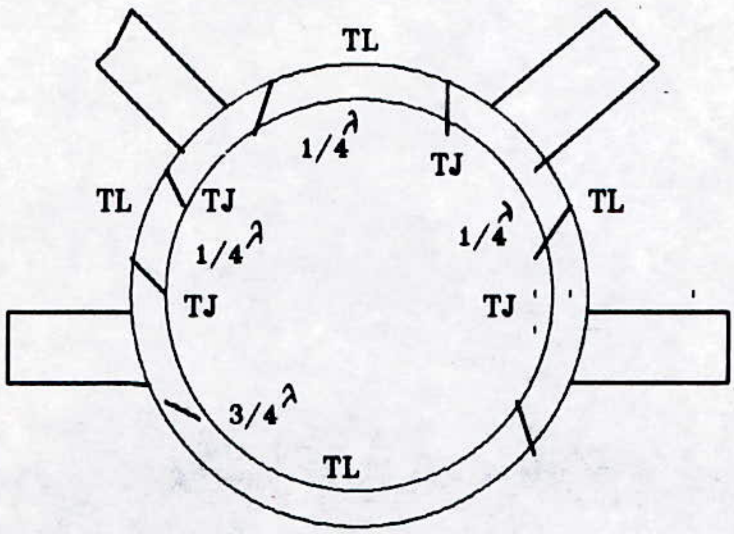


fig.(5.a) Exemple d'application

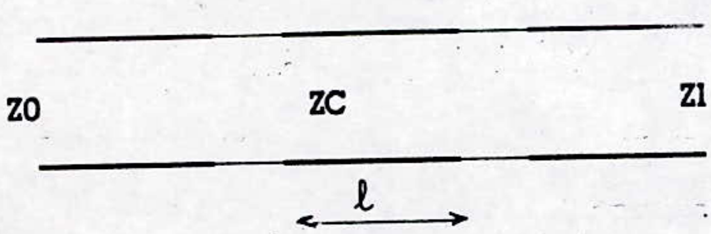


Fig.(5.b) Exemple ligne

TABLEAU(5.3)

FREQ INITIALE =2.400000E+09HZ, FREQ FINALE =3.600000E+09HZ

avec un pas de 2.000000E+08 et une echelle linéaire

les discontinuités ne sont pas considerèes

FREQUENCE : 2.400000E+09 HZ

MATRICE S POUR LE CIRCUIT

PARAMETRE S_{ij} $\frac{\text{partie réelle}}{\text{partie imaginaire}}$			
S_{11} -.50578E-01 .11777E+00	S_{12} .39784E+00 -.47417E+00	S_{13} -.65791E-01 .12427E+00	S_{14} -.60564E+00 .46248E+00
S_{21} .39784E+00 -.47417E+00	S_{22} .17501E+00 -.31049E-01	S_{23} .37011E+00 -.65463E+00	S_{24} -.65791E-01 .12427E+00
S_{31} -.65791E-01 .12427E+00	S_{32} .37011E+00 -.65463E+00	S_{33} .17505E+00 -.31049E-01	S_{34} .39784E+00 -.47417E+00
S_{41} -.60564E+00 .46248E+00	S_{42} -.65791E-01 .12427E+00	S_{43} .39784E+00 -.47417E+00	S_{44} -.50578E-01 .11777E+00

.......les sensibilités des éléments sont....

variable z

sensibilité du coéfficient S_{11}	.12105E-01
sensibilité du coéfficient S_{22}	.12295E-01

TOS	AMPLITUDES DES PARAMETRES S			
	$\lvert S_{11}\rvert$	$\lvert S_{12}\rvert$	$\lvert S_{13}\rvert$	$\lvert S_{14}\rvert$
1.29403	.12817E+00	.61896E+00	.14061E+00	.76203E+00
	$\lvert S_{21}\rvert$	$\lvert S_{22}\rvert$	$\lvert S_{23}\rvert$	$\lvert S_{24}\rvert$
1.43233	.61896E+00	.17774E+00	.75201E+00	.14061E+00

	S_{31}	S_{32}	S_{33}	S_{34}
1.43233	.14061E+00	.75201E+00	.17774E+00	.61896E+00
	S_{41}	S_{42}	S_{43}	S_{44}
1.29403	.76203E+00	.14061E+00	.61896E+00	.12817E+00

FREQUENCE : 3.6E+09 HZ

MATRICE S POUR LE CIRCUIT

PARAMETRE S_{ij} $\frac{\text{partie réelle}}{\text{partie imaginaire}}$			
S_{11} -.50582E-01 -.11777E+00	S_{12} -.39784E+00 -.47416E+00	S_{13} -.65794E-01 -.12427E+00	S_{14} .60565E+00 .46247E+00
S_{21} -.39784E+00 -.47416E+00	S_{22} .17502E+00 .31045E-01	S_{23} -.37012E+00 -.65463E+00	S_{24} -.65794E-01 -.12427E+00
S_{31} -.65794E-01 -.12427E+00	S_{32} -.37012E+00 -.65463E+00	S_{33} .17502E+00 .31045E-01	S_{34} -.39784E+00 -.47416E+00
S_{41} .60565E+00 .46247E+00	S_{42} -.65794E-01 -.12427E+00	S_{43} -.39784E+00 -.47416E+00	S_{44} -.50582E-01 -.11777E+00

.......les sensibilités des éléments sont....

variable z

sensibilité du coéfficient S_{11}	.12295E-01
sensibilité du coéfficient S_{22}	.12105E-01

TOS	AMPLITUDES DES PARAMETRES S			
	S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}
1.29404	.12817E+00	.61895E+00	.14062E+00	.76203E+00
	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}
1.43235	.61895E+00	.17775E+00	.75202E+00	.14062E+00

	$\lvert S_{31} \rvert$	$\lvert S_{32} \rvert$	$\lvert S_{33} \rvert$	$\lvert S_{34} \rvert$
1.43235	.14062E+00	.75202E+00	.17775E+00	.61895E+00
	$\lvert S_{41} \rvert$	$\lvert S_{42} \rvert$	$\lvert S_{43} \rvert$	$\lvert S_{44} \rvert$
1.29404	.76203E+00	.14062E+00	.61895E+00	.12817E+00

TABLEAU(5.4)

....les lignes micro ruban qui sont utilisées...

FREQ INITIALE =4.000000E+08HZ, FREQ FINALE =1.600000E+09HZ

avec un pas de 2.000000E+08 et une échelle lineaire

les discontinuités ne sont pas considerées

FREQUENCE=4.000000E+08 HZ

MATRICE S POUR LE CIRCUIT

PARAMETRE S_{ij} $\frac{\text{partie réelle}}{\text{partie imaginaire}}$	
S_{11} .60000E+00 .00000E+00	S_{12} .80000E+00 .00000E+00
S_{21} .80000E+00 .00000E+00	S_{22} -.60000E+00 .00000E+00

..les sensibilités des éléments sont.....

variable z

Sensibilité du coéfficient S_{11}	.64000E-02

TOS	AMPLITUDES DES PARAMETRES S	
4.00000	$\lvert S_{11}\rvert$ .60000E+00	$\lvert S_{12}\rvert$ .80000E+00
4.00000	$\lvert S_{21}\rvert$ .80000E+00	$\lvert S_{22}\rvert$ .60000E+00

FREQUENCE=1.000000E+09 HZ

MATRICE S POUR LE CIRCUIT

PARAMETRE S_{ij} $\frac{\text{partie réelle}}{\text{partie imaginaire}}$	
S_{11} .60000E+00 .00000E+00	S_{12} .80000E+00 .00000E+00
S_{21} .80000E+00 .00000E+00	S_{22} -.60000E+00 .00000E+00

..les sensibilités des élements sont.....

variable z

Sensibilité du coéfficient S_{11}	.64000E-02

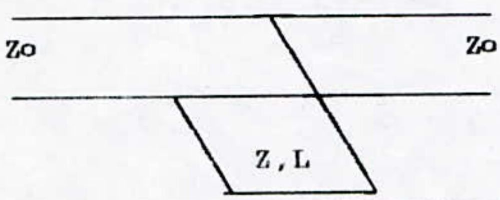
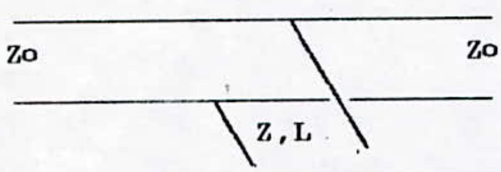
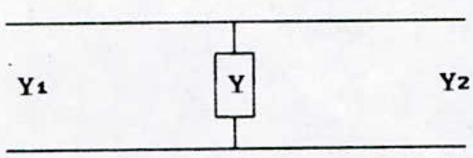
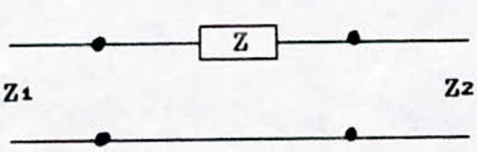
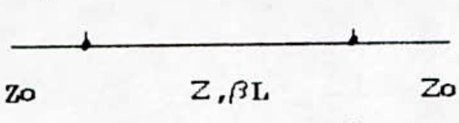
TOS	AMPLITUDES DES PARAMETRES S	
	$\lvert S_{11} \rvert$	$\lvert S_{12} \rvert$
4.00000	.60000E+00	.80000E+00
	$\lvert S_{21} \rvert$	$\lvert S_{22} \rvert$
4.00000	.80000E+00	.60000E+00

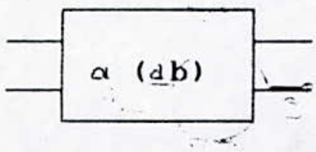
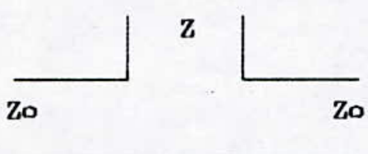
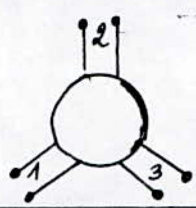
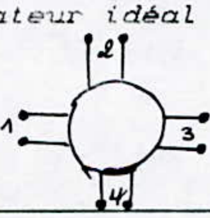
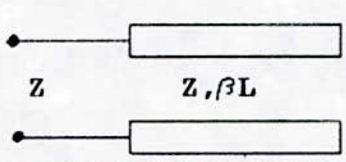
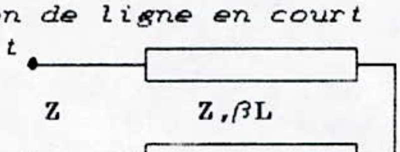
PARAMETRES

```
ALPHA= 3.00    BETA=  .20    ITMAX=  40    NKAT= 20
NOMBRES DE VARIABLES=  1
GRANDEUR INTIALE DU PAS=20
TOLERANCE A SATISFAIRE POUR L'ARRET DE CALCUL    .50000000E-05
NOMBRES D'EVALUATION DE LA FONCTION =         2
               FIN DE CHAQUE RESEAU DE RECHERCHE

VARIABLE ET FONCTION                  .7210E+00   .1396E+00

NOMBRES D EVALUATION DE LA FONCTION =         4

               FIN DE CHAQUE RESEAU DE RECHERCHE

VARIABLE ET FONCTION                  .7250E+00   .1082E+00

NOMBRES D'EVALUATION DE LA FONCTION =         6

               FIN DE CHAQUE RESEAU DE RECHERCHE

VARIABLE ET FONCTION                  .7380E+00   .2385E-01

NOMBRES D'EVALUATION DE LA FONCTION =         9

               FIN DE CHAQUE RESEAU DE RECHERCHE

VARIABLE ET FONCTION                  .7770E+00   .2385E-01

GRANDEUR DU PAS REDUIT    1FOIS

NOMBRES D EVALUATION DE LA FONCTION =        12

               FIN DE CHAQUE RESEAU DE RECHERCHE

VARIABLE ET FONCTION                  .7770E+00   .2385E-01


LE PAS FINAL EST                                      .00020000
LA VALEUR DE LA VARIABLE A OPTIMISER EST              .77699930
LE MINIMUM DE LA FONCTION EST                         .02385348
```

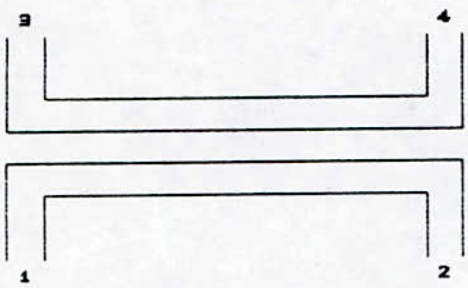
ANNEXES

Annexe A1

<table>
<tr><th>Circuits</th><th>Matrice S</th></tr>
<tr><td>Stub court-circuit connecté en parallèle
</td><td>$\frac{1}{Ds}\begin{bmatrix}-1 & Ds-1\\ Ds-1 & -1\end{bmatrix}$
$T=tg(\beta l)$
$Ds=1+2jZT/Zo$</td></tr>
<tr><td>Stub circuit-ouvert connecté en parallèle
</td><td>$\frac{1}{Ds}\begin{bmatrix}1 & Ds+1\\ Ds+1 & 1\end{bmatrix}$
$T=tg(\beta l)$
$Ds=-1+2jZ/(ZoT)$</td></tr>
<tr><td>Admittances parallèles
</td><td>$\frac{1}{Ds}\begin{bmatrix}y_1-y_2-y & 2\sqrt{y_1 y_2}\\ 2\sqrt{y_1 y_2} & y_2-y_1-y\end{bmatrix}$
$Ds=y+y_1+y_2$</td></tr>
<tr><td>Impèdances series
</td><td>$\frac{1}{Ds}\begin{bmatrix}Z-Z_1+Z_2 & 2\sqrt{Z_1 Z_2}\\ 2\sqrt{Z_1 Z_2} & Z+Z_1-Z_2\end{bmatrix}$
$Ds=Z+Z_1+Z_2$</td></tr>
<tr><td>Ligne de transmission
</td><td>$\frac{1}{Ds}\begin{bmatrix}(Z^2-Zo^2)sh & 2ZZo\\ 2ZZo & (Z^2-Zo^2)sh\end{bmatrix}$
$sh=\sinh(\gamma l), ch=\cosh(\gamma l)$
$Ds=2ZZo\,ch+(Zo^2+Z^2)sh$</td></tr>
</table>

Atténuateur 	$\begin{bmatrix} 0 & B \\ B & 0 \end{bmatrix}$ $A=10^{\alpha/20}$ $B=1/A$
Jonction **T** 	$\frac{1}{D}\begin{bmatrix} -Z_o & 2Z_1 & 2\sqrt{Z_o Z_1} \\ 2Z_1 & -Z_o & 2\sqrt{Z_o Z_1} \\ 2\sqrt{Z_o Z_1} & 2\sqrt{Z_o Z_1} & Z_o-2Z_1 \end{bmatrix}$ $D=2Z_o+Z_1$
Circulateur idéal à trois voies 	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
Circulateur idéal à quatres voies 	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
Tronçon de ligne en circuit ouvert 	$\left[\frac{1-jtg(\beta l)}{1+jtg(\beta l)}\right]$
Tronçon de ligne en court circuit 	$\left[-\frac{1+jtg(\beta l)}{1+jtg(\beta l)}\right]$

Lignes couplées



$$\begin{bmatrix} 0 & A & 0 & B \\ A & 0 & B & 0 \\ 0 & B & 0 & A \\ B & 0 & A & 0 \end{bmatrix}$$

A=jsin(x)(y-1/y)/Den

B=2/Den

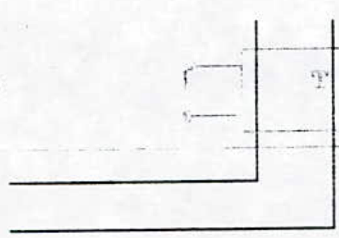
avec:

Den=2cos(x)+jsin(x)(y+1/y)

$x=\beta_1$ pary

$y=\sqrt{\dfrac{parx}{pary}}$

Coude à angle droit



$$\frac{1}{D}\begin{bmatrix} -(1+2xy+x\ ) & 2jy^2 \\ 2jy & -(1+2xy\ x^2) \end{bmatrix}$$

pour L≠M :

$x=\beta C/\pi(Z+1.9635-1/xs)$

$y=-1/(\beta T\sin(A_1)/\cos(A_2))$

xs=0.5+pary/360

Z=0.5223log(xs)+0.394

$C=30\pi(b-t)/parx$

pour L=M

wh=wd/h

$lb=100h(4\sqrt{wh}-4.21)\ 10^{-10}$

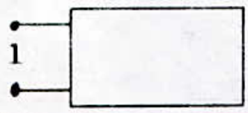
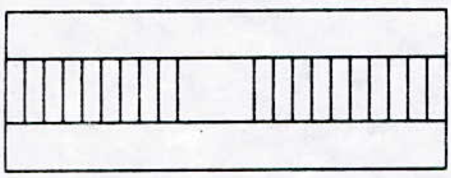
$cb=w((9.5.er+1.25)wh+5.2er+7)\ 10^{-11}$

x=wp.lb/2

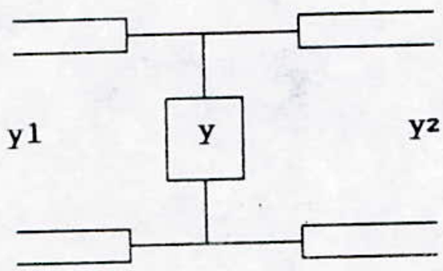
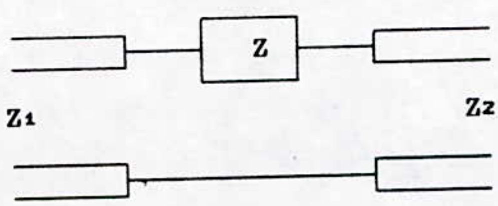
y=-1/(wp.cb)

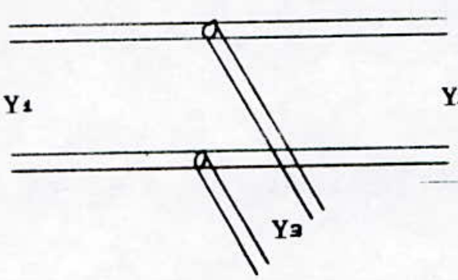
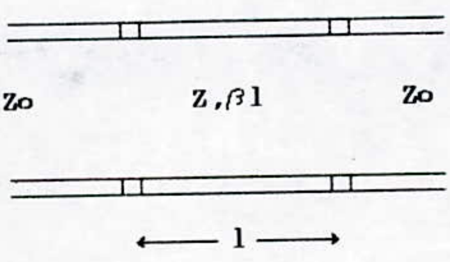
Transistor

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

Diode 	$[S_{11}]$
Trou dans le ruban 	$\frac{1}{D}\begin{bmatrix}(1+2xy+x^2) & 2jy \\ 2jy & (1+2xy+x^2)\end{bmatrix}$ $D=(1-2xy-x^2+2j(x+y))(\cos(2Z)$ $j\sin(2Z))$ $Z=\beta pary/2$ $x=\frac{(\sin(Z)+x_p\cos(Z))}{(\cos(Z)-x_p\sin(Z))}$ $y=\frac{0.5(\sin(Z)+2y_p\cos(Z))}{(\cos(Z)-2y_p\sin(Z))-x}$ $y_p=\frac{-15bf}{(\beta+pary^3)}$ $f=\frac{30\pi(b-t)}{parx}$ $x_p=0.25/y_p$

Annexe A2

Circuits	Matrice différencielle
Admittances paralèlles 	1)y $-\frac{1}{Ds^2}\begin{bmatrix} y_1 & \sqrt{y_1 y_2} \\ \sqrt{y_1 y_2} & y_2 \end{bmatrix}$ 2)y1 $\frac{1}{Ds^2}\begin{bmatrix} 2(y+y_2) & (y-y_1+y_2)\sqrt{\frac{y_2}{y_1}} \\ (y-y_1+y_2)\sqrt{\frac{y_2}{y_1}} & y_2 \end{bmatrix}$ 3)y3 $\frac{1}{Ds^2}\begin{bmatrix} -2y_2 & (y+y_1-y_2\sqrt{\frac{y_1}{y_2}} \\ (y+y_1-y_2)\sqrt{\frac{y_1}{y_2}} & 2(y+y_1) \end{bmatrix}$ $Ds=y+y_1+y_2$
Impédances series 	1)Z $\frac{1}{Ds^2}\begin{bmatrix} Z_1 & -\sqrt{Z_1 Z_2} \\ -\sqrt{Z_1 Z_2} & Z_2 \end{bmatrix}$ 2)Z1 $\frac{1}{Ds^2}\begin{bmatrix} -2(Z+Z_2) & (Z-Z_1+Z\ )\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \\ (Z-Z_1+Z_2)\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} & Z_2 \end{bmatrix}$

Impédances series	3) Z3 $$\frac{1}{Ds^2}\begin{bmatrix} 2Z_2 & (Z+Z_1-Z_2)\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \\ (Z+Z_1-Z_2)\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} & -2(Z+Z_1) \end{bmatrix}$$ $Ds=Z+Z_1+Z_2$
Jonction **T** 	y1 $$\frac{1}{Ds^2}\begin{bmatrix} 2(y_2+y_3) & (y_2+y_3-y)\sqrt{\frac{y_3}{y_1}} & y_2+y_3-y)\sqrt{\frac{y}{y}} \\ (y_2+y_3-y)\sqrt{\frac{y_3}{y_1}} & -2y_2 & 2\sqrt{y_2 y_3} \\ (y_2+y_3-y)\sqrt{\frac{y_3}{y_1}} & -2\sqrt{y_2 y_3} & 2y_3 \end{bmatrix}$$ $Ds=y+y_1+y_2$
Ligne d'impédance Z, interposée à une ligne d'impédance ZO 	1) l $$A\begin{bmatrix} 2B\ \exp(-j\beta l) & 1+B^2\exp(-2j\beta l) \\ 1+B^2\exp(-2j\beta l) & 2B\ \exp(-j\beta l) \end{bmatrix}$$ $B=\frac{(Zo-Z)}{(Zo+Z)}$ $A=\frac{-j\beta p\ \exp(-j\beta l)}{(1-B^2\exp(-2j\beta l)^2}$ avec $p=\frac{4ZZo}{(Z+Zo)^2}$

	2)Z $$-\frac{1}{2Z}\begin{bmatrix} x^2+y^2-1 & 2xy \\ 2xy & x^2+y^2-1 \end{bmatrix}$$ 3)Z0 $$-\frac{1}{2Z}\begin{bmatrix} x^2+y^2-1 & 2xy \\ 2xy & x^2+y^2-1 \end{bmatrix}$$ $x=\frac{j(Z^2-Zo^2)\sin(\beta l)}{Ds}$ $y=\frac{2Zo}{s}$ avec$Ds=2ZZo\cos(\beta l)+j(Z^2+Zo^2)\sin(\beta)$

ANNEXE A3

Factorisation L-U:

Cette méthode consiste à factoriser la matrice [S] du système:

$$[b] = [S][a] \tag{A3.1}$$

en deux matrices, l'une triangulaire inferieure [L], l'autre triangulaire superieure [U], le système (A3.1) se décompose en deux systèmes :

$$[L][T] = [b] \tag{A3.2}$$

$$[U][a] = [T] \tag{A3.3}$$

avec

$$[L] = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ l_{21} & l_{22} & \cdots & 0 \\ l_{31} & l_{31} & \cdots & \vdots \\ \vdots & & & \\ l_{n1} & l_{n2} & \cdots & l_{nn} \end{bmatrix}$$

et

$$[U] = \begin{bmatrix} 1 & u_{12} & u_{13} & \cdots & u_{1n} \\ 0 & 1 & u_{23} & \cdots & u_{2n} \\ \vdots & 0 & 1 & \cdots & \vdots \\ & & & & u_{n-1n} \\ 0 & \cdots & & & 1 \end{bmatrix}$$

Le système (A3.2) est un système triangulaire inferieur dont la solution est donnée par:

$$\begin{cases} t_1 = b_1 / l_{11} \\ t_i = \left(b_i - \sum_{k=1}^{i-1} l_{ik} t_k \right) / l_{ii} \qquad \text{avec } i=2,3,\ldots,n \end{cases} \tag{A3.4}$$

Une fois cette solution trouvée, le système (A3.3) nous donne la matrice [a] tel que:

$$a_n = t_n \quad \text{et} \quad a_i = t_i - \sum_{k=i+1}^{n} u_{ik} a_k$$

avec $i=n-1, n-2, \ldots, 1$.

Détermination des matrices [L] et [U]:

Afin de trouver la première colonne de [L], on fait le produit:
$[L][1\ 0\ 0\quad 0]^t$, et en égalant le resultat obtenu à la première colonne de [S], d'où l'on obtient:

$$l_{11}=s_{11},\ l_{21}=s_{21}, \ldots, l_{n1}=s_{n1}.$$

Pour determiner la première ligne de [U], on evalue le produit:

$$[l_{11}\quad 0\ .\ .\ .0][U] = [s_{11}\ s_{12}\ .\ .\ .\ s_{1n}]$$

d'où $u_{12}=s_{12}/l_{11}$, $u_{13}=s_{13}/l_{11}$, . . .,$u_{1n}=s_{1n}/l_{11}$.
La ième colonne de [L] se déduit à partir du produit:
$[L][u_{1i}\ u_{2i}\ .\ .\ .\ u_{i-1i}\ 1]^t=[s_{1i}\ s_{2i}\ .\ .\ .\ s_{ni}]^t$
qui se reduit à:

$$l_{ii}=s_{ii} - l_{i1}u_{1i} - l_{i2}u_{2i} - \ldots - l_{ii-1}u_{i-1i}$$

En général:

$$l_{ki}=s_{ki} - l_{k1}u_{1i} - l_{k2}u_{2i} - \ldots - l_{ki-1}u_{i-1i}.$$

avec $k=i,i+1,\ldots,n$.

$$\text{ou encore} \quad l_{ki}=s_{ki} - \sum_{j=1}^{i-1} l_{kj}u_{ji}$$

De même la ième ligne de [U] s'obtient, en faisant le produit:

$$[l_{i1}\ l_{i2}\ .\ .\ .\ l_{ii}][U]=[s_{i1}\ s_{i2}\ .\ .\ .s_{in}]$$

qui donne:

$$u_{ik}=(s_{ik} - l_{ik}u_{1k} - l_{i2}u_{2k} - \ldots - l_{ii}u_{i-1k})/l_{ii}$$

avec $k=i+1,i+2,\ldots,n$ et $i=2,3,\ldots,n-1$.
Aprés la détermination des éléments des matrices [L] et [U], la résolution du système(A3.1) devient aisée.
La matrice inconnue [T] s'obtient en résolvant l'eqn.(A3.2).

Une fois la matrice [T] connue, l'eqn.(A3.3) donne les éléments de la matrice [a].

ANNEXE **A4**

<u>Notions de probabilités et statistiques:</u>

Soit x une variable aléatoire discrète $x = x_1, x_2, \ldots, x_n$. sa moyenne et sa variance sont données respectivement par:

$$\overline{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i \qquad \text{(A4.1)}$$

et

$$\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \overline{x}) \qquad \text{(A4.2)}$$

si toutes les valeurs de x sont multipliées par un facteur A, la moyenne sera multipliée par A et la variance par A^2.

<u>Variables indépendantes:</u>

Deux variables aléatoires x et y sont dites indépendantes si et seulement si :

$$\mathrm{Prob}\{a \le x \le b \text{ et } c \le y \le d\} = \mathrm{Prob}\{a \le x \le b\} . \mathrm{Prob}\{c \le y \le d\} \qquad \text{(A4.3)}$$

pour tout couples (a,b)et(c,d).

<u>Variables correlées:</u>

Le coéfficient de corrélation associé aux variables aléatoires x et y est donné par:

$$r = \frac{1}{n \sigma_x \sigma_y} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \overline{x})(y_i - \overline{y}) \qquad \text{(A4.4)}$$

où σ_x^2 et σ_y^2 les variances associées respectivement, aux variables aléatoires x et y.

Si les variables x et y etaient indépendantes, r serait égal à zéro, et les variables ne sont plus corrélées
Pour des variables aléatoires $x_1, x_2, \ldots, x_n$, on définit une matrice de corrélation R [n×n] tel que $r_{ij} = r_{ji}$, donnant le coéfficient de corrélation entre les variables x_i et x_j.
La variance σ_x^2 d'une variable aléatoire x définie par:

$$x = \sum_{i=1}^{n} x_i \qquad \text{(A4.5)}$$

est donnée par: $$\sigma_x^2 = [\sigma][R][\sigma]^t \qquad \text{(A4.6)}$$

avec $[\sigma] = [\sigma_1, \sigma_2, \ldots, \sigma_n]^t$

où $\sigma_1, \sigma_2, \ldots, \sigma_n$ sont les ecart-types correspondants aux variables $x_1, x_2, \ldots, x_n$.
Si les variables aléatoires $x_1, x_2, \ldots, x_n$ ne sont pas corrélées, la matrice [R] se réduit à la matrice identité [I], et σ_x^2 se reduit à:

$$\sigma_x^2 = \sum_{i=1}^{n} \sigma_i^2 \qquad \text{(A4.7)}$$

Conclusion:

L'objet de notre travail consiste à élaborer un logiciel de conception des circuits micro-ondes à base de composants élémentaires à constantes réparties .
Pour ,ce faire on a été amené à étudier trois méthodes d'analyse des circuits micro-ondes ,la méthode la plus adéquate est celle de la matrice de dispersion avec connexion, du fait qu'elle permet de detèrminer les variables d'ondes aux portes de chaque composant,avec une étude de sensibilité utilisant la méthode directe ,et pour reduire l'erreur entre les resultats desirés et ceux calculés,on a été conduit à étudier les méthodes d'optimisation .
Notre logiciel a été élaboré pour des lignes ruban et micro-ruban,les plus utilisées en hyperfréquence ,en tenant compte de leurs discontinuités, ce logiciel est le fruit d'une étude modeste dans un domaine trés vaste ,qui fait l'objet d'une rivalité entre grands industriels néanmoins ,on pense que notre travail est d'un apport non négligeable ,il pourra etre complété par un programme de synthèse et un programme traitant les composants à constantes localisées ,dans le but de concurrencer les logiciels sur le marché.

BIBLIOGRAPHIE

-[1] JHON W.BANDLER *"WAVE SENSITIVITIES OF NETWORKS"*
IEEE TRANS.IN MICROWAVE THEORY AND TECH.
VOL.MTT.20,N°2 FEV 72.

-[2] M.BAZARAA *"NON LINEAIR PROGRAMMING:THEORY AND ALGORITHMS"*
C.M.SHETTY,NEWYORK;J WILLEY ET SONS,1979.

-[3] B.CARNAHAN *"APPLIED NUMERICAL METHODS"*
JHON WILLEY AND SONS,INC.

-[4] S.DERRADJI *"ANALYSE NUMERIQUE"*
OPU.

-[5] K.C.GUPTA *"COMPUTER-AIDED DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS"*
RAMESH GARGI...,RAKEAH CHADHA,...,NORWOOD:
ARTECH HOUSE,1981.

-[6] MONA0CO,A.,P. TIBERIO *"COMPUTER AIDED ANALYSIS OF MICROWAVE CIRCUITS,"*
ALTA FREQ.,VOL.39,FEV 70.

-[7] R.SOARES,J.OBEGAN *"APPLICATION DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP EN ARSENIURE DE GALLIUM"*
PARIS:EYROLLES,1984.

-[8] NEIL.F.STEWART,F.JENSEN. *"SOLUTION DES PROBLEMES MATRICIELS"*
C.P 6128.MONTREAL.
EDITIONS EYROLLES,PARIS.

-[9] LEO.THOUREL *"CALCUL ET CONCEPTION DES DISPOSITIFS EN ONDES CENTIMITRIQUES ET MILLIMETRIQUES" -PARIS:CEPADUS-ED.,1988.--3 VOL.*

-[10] J.VIGNES *"ALGORITHMES NUMERIQUES,ANALYSE ET MISE EN OEUVRE T2" EDITIONS TECHNIP.*

-[11] TECHNIQUES DE L'INGENIEUR E3260 *"STRUCTURES DE GUIDAGE POUR CIRCUITS MICRO-ONDES ET MILLIMETRIQUES"*