

وزارة الجامعات والبحث العلمي
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**C.A.O DES CIRCUITS
MICROONDES
ANALYSE ET SYNTHESE**

Proposé par :

M.TRABELSI

R.AKSAS

Etudié par :

S.Houache

M.L.BenabdessadoK

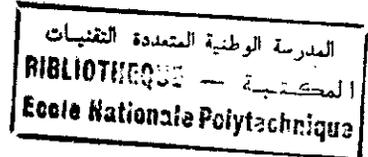
Dirigé par :

M.TRABELSI

R.AKSAS

PROMOTION
JUI N 92

REMERCIEMENTS



Par le biais de cette occasion qui nous est offerte, nous tenons vivement à remercier :

-Nos promoteurs M^r M. TRABELSI et M^r R. AKSAS pour leur aide considérable dans la réalisation du présent travail.

-Le corps des enseignants du département d'électronique de l'ENP pour leur contribution à notre formation.

-Le personnel du centre de calcul de l'ENP.

-Le personnel de l'EFMC TOUGGOURT pour leur aide matérielle.

-Tous nos amis étudiants qui ont contribué de près ou de loin dans la réalisation de notre travail.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à:

-Mes parents qui ont donné le mieux d'eux mêmes pour faire de moi la personne que je suis aujourd'hui.

-Mes grands parents.

-La mémoire de mon grand père.

-Mes enseignants.

-Mes frères et soeur.

-Tous mes amis et collègues.

BENABDESSADOK MOHAMMED LAMINE.

Je dédie ce modeste travail à:

-Ma mère.

-La mémoire de mon père.

-Toute ma famille.

-Mes amis.

-Tous ceux qui ont participé à ma formation.

SLIMANE-HOUACHE - MAMA ADA

à notre bonheur

09

$$\lambda\left(\frac{w}{H}\right) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\left(\frac{w}{H}\right)^2 \left[\left(\frac{w}{H}\right)^2 + \left(\frac{1}{52}\right)^2 \right] / \left[\left(\frac{w}{H}\right) + 0.432 \right] \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{w}{18.14}\right)^3 \right]$$

13

$$(1) \begin{cases} 0.1 \leq \frac{S}{H} \leq 10 \\ 0.1 \leq \frac{w}{H} \leq 10 \\ 1 \leq \varepsilon_r \leq 18 \end{cases}$$

13

$$\varepsilon_{eff_p}(\theta) = \dots \left(1 + \frac{10}{V} \right)^{-a_p(V) b_p(\varepsilon_r)}$$

13

$$\varepsilon_{eff_i} = (\dots - \varepsilon_{eff}(\theta)) \dots$$

14

$$F_p(f_n) = P_1 P_2 \left((P_3 P_4 + 0.1844 P_7) f_n \right)^{1.5763} \quad (3-10)$$

14

$$F_i(f_n) = P_1 P_2 \left((P_3 P_4 + 0.1844) f_n P_{15} \right)^{1.5763} \quad (3-10)$$

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Sommaire

1-INTRODUCTION	01
2-RAPPELS SUR LA THEORIE DES LIGNES	03
2-1-INTRODUCTION	03
2-2-PARAMETRES CARACTERISTIQUES D'UNE LIGNE	05
2-3-LIGNES A MICRORUBANS	05
2-3-1-LIGNE MICRORUBAN	05
2-3-2-LIGNES A MICRORUBANS COUPLES	06
3-ANALYSE DES LIGNES MICRORUBANS	08
3-1-DEFINITION	08
3-2-ANALYSE DE LA LIGNE MICRORUBAN	08
3-2-1-CALCUL DE LA PERMITTIVITE EFFECTIVE	08
3-2-2-CALCUL DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE	10
3-3-ANALYSE DE LA LIGNE A MICRORUBANS COUPLES	13
3-3-1-CALCUL DES PERMITTIVITES EFFECTIVES	13
3-3-2-CALCUL DES IMPEDANCES CARACTERISTIQUES	14
3-4-SUBROUTINES DE CALCUL	27
4-SYNTHESE DES LIGNES MICRORUBANS	35
4-1-DEFINITION	35
4-2-SYNTHESE DE LA LIGNE MICRORUBAN	35
4-2-1-POSITION DU PROBLEME	

4-3-1-POSITION DU PROBLEME	35
4-3-2-ALGORITHME DE CONCEPTION	36
4-4-SUBROUTINES DE CALCUL	37
5-DISCONTINUITES DANS LES LIGNES MICRORUBANS	41
5-1-INTRODUCTION	41
5-2-DIFFERENTS TYPES DE DISCONTINUITES	41
5-3-SUBROUTINES DE CALCUL	45
6-APPLICATIONS	48
6-1-CALCUL D'UNE LIGNE	48
6-2-CALCUL D'UN STUB	49
6-3-CALCUL D'UN COUDE	50
6-4-CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR D'IMPEDANCES	52
7-PRESENTATION DU LOGICIEL	61
8-COCLUSION	64

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Chapitre 1

Introduction

Le terme hyperfréquences (ou microondes), désigne la bande de fréquences située entre 300 Mhz et 300 Ghz.

Les hyperfréquences trouvent leur application dans plusieurs domaines (Télécommunications, Radars, Transport d'énergie, Effets biologiques ...etc) et ce compte tenu des divers avantages qu'elles présentent.

En hyperfréquences , les dimensions des composants passifs (Résistances, Inductances , et capacités) sont de l'ordre de la longueur d'onde , de ce fait , la théorie des circuits à constantes localisées n'est plus applicable , cependant-on utilise les tronçons de ligne comme éléments de circuits.

Pour des raisons technologiques , l'intégration des des circuits microondes a principalement suivi l'évolution des lignes microrubans qui répondent aux très nombreuses exigences des circuits plans.

Ainsi , différents modèles de la microbande ont été développés par des chercheurs [1], [2] et ce dans le but de faire ressortir les paramètres nécessaires à la CAO des circuits microondes.

Le laboratoire des télécommunications de l'ENP a pour objectif la conception et la réalisation des circuits microondes , passifs ou actifs, rayonnants ou non.

Dans cette applique , le travail qui nous a été confiés consiste en l'élaboration d'un logiciel de conception d'un certain nombre de circuits microondes passifs à savoir les lignes , les filtres et les coupleurs.

Après un bref rappel sur la théorie des lignes de transmission , nous sommes intéressés à l'analyse et la synthèse des lignes microrubans couplés ou non.

Un aperçu sur les phénomènes de discontinuités a été également introduit afin d'examiner leurs effets.

Finalement on a exposé le calcul de quelques éléments de ligne à savoir les transformateurs d'impédances , les stubs et les coudes.

Pour la réalisation du programme on s'est inspirés du logiciel PENELOP du laboratoire de télécommunications et hyperfréquences de l'UCT (Belgique).

Le langage de programmation utilisé est le FORTRAN PROFESSIONEL (PROFOR) qui a l'avantage de disposer de moyens graphiques simples à exploiter.

Chapitre 2

**Introduction sur la
theorie des lignes**

1-INTRODUCTION

En hyperfréquences ,les lignes sont utilisées d'une part comme support de transmission et d'autre part comme éléments de circuits .Le mode de propagation à travers ces lignes est du type TEM .

Il existe deux types de lignes :

a)-Lignes homogènes :

-ligne bifilaire

-ligne unifilaire

-ligne à ruban

-ligne coaxiale

b)-lignes non homogènes :

-ligne bifilaire isolée

-ligne de goubau

-ligne microruban

-ligne à fentes

-ligne coplanaire

-ligne coaxiale chargée

Dans ce chapitre on étudiera aussi bien les paramètres caractéristiques de la ligne (appelés paramètres de conception),que les paramètres de synthèse.En particulier ,les dimensions de la ligne microruban.

2-PARAMETRES CARACTERISTIQUES

Le modèle électrique (fig-2-1) d'un élément infinitésimal d'une ligne bifilaire comprend :

R: résistance par unité de longueur.

L: inductance \emptyset \emptyset \emptyset \emptyset

C: capacité \emptyset \emptyset \emptyset \emptyset

G: conductance \emptyset \emptyset \emptyset \emptyset

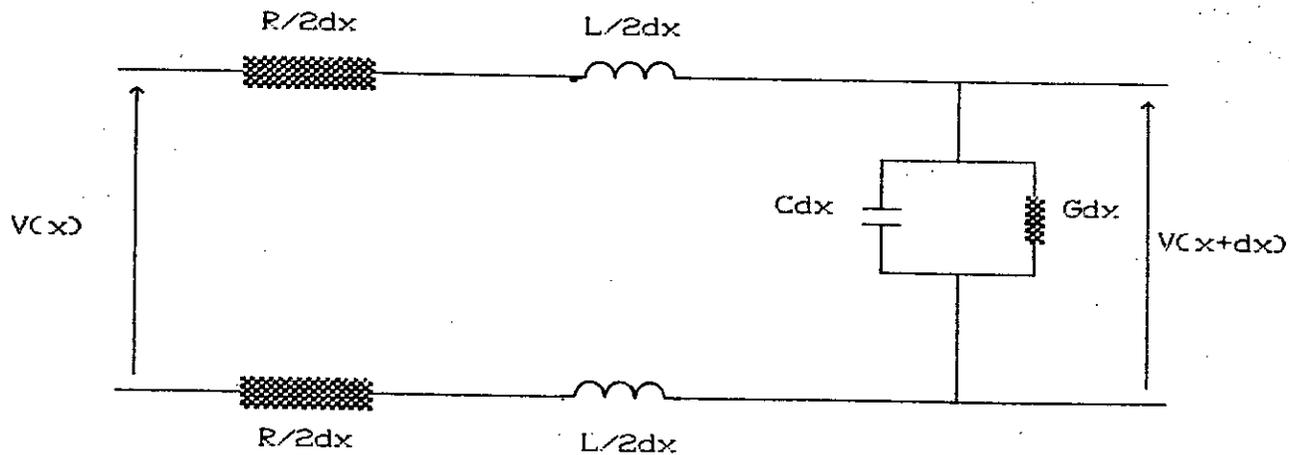


figure-2-1

L'étude de ce modèle ,à l'aide de la théorie des lignes ,permet d'écrire :

$$V=A \exp (-\gamma x) + B \exp (\gamma x) \quad (2-1)$$

$$I=\frac{1}{Z_c} (A \exp (-\gamma x) - B \exp (\gamma x) \quad (2-2)$$

avec

$$Z_c = \sqrt{\frac{R+jL\omega}{G+jC\omega}} \quad \text{l'impédance caractéristique de la ligne.} \quad (2-3)$$

et

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta \quad (2-4) \text{ la constante de}$$

propagation.

Ou α et β sont respectivement les constantes d'atténuation et de phase.

Les grandeurs électriques V et I ,représentent respectivement l'onde tension et l'onde courant en un point quelconque de la ligne.

On exprime également la vitesse de phase et la longueur d'onde comme suit :

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad \lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2-5)$$

3-LIGNES MICRORUBAN

a) -Ligne à ruban unique

La ligne microruban est une ligne à structure plane, constituée d'un ruban métallique de largeur W et d'épaisseur t , d'un substrat diélectrique d'épaisseur H , et de permittivité relative ϵ_r , et d'un plan métallique appelé plan de masse. (figure-2-2)

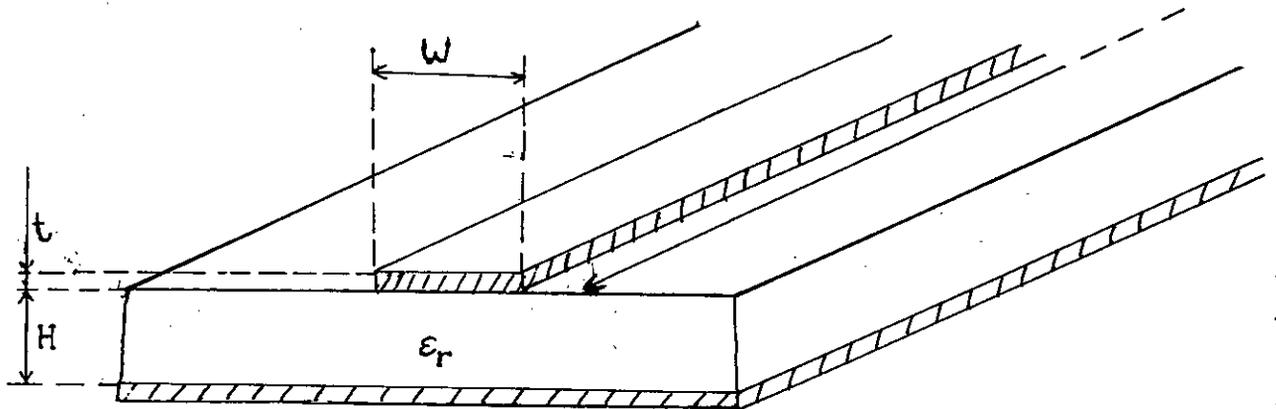


figure-2-2

Parmi les avantages de cette ligne on peut citer :

- son faible encombrement.
- sa légèreté.
- la facilité de sa fabrication (possibilité d'avoir des éléments par photogravure).

En ce qui concerne ses inconvénients il ya :

- transmission de faibles puissances.
- rayonnement.
- atténuation plus importante que pour les guides et les lignes coaxiales.

Compte tenu du fait que le milieu de propagation est hétérogène (air-diélectrique), fig-2-3, le mode dominant est hybride, mais sous certaines conditions on peut se ramener au mode quasi TEM dont l'étude est beaucoup plus simple

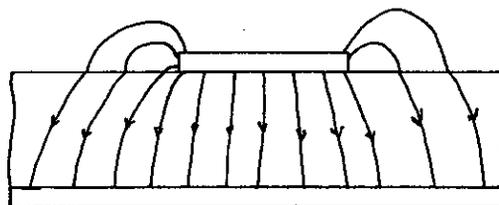


figure-2-3-Mode de propagation dans une ligne microruban

b) Lignes à microrubans couplés

La structure d'une ligne à microrubans couplés ne diffère de celle d'une ligne microruban que par l'existence de deux rubans, généralement de même largeur W , espacés par une distance S , figure-2-4.

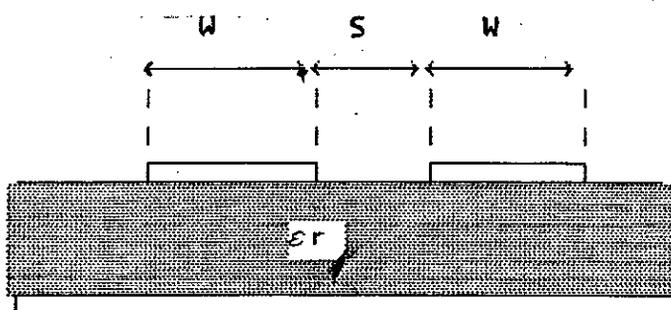
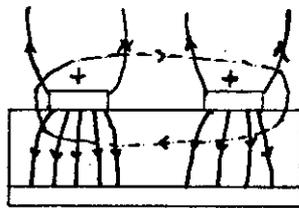


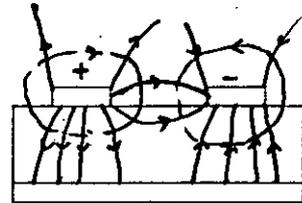
figure-2-4-structure d'une ligne à deux microrubans couplés

-MODES DE PROPAGATION

Les lignes à microruban couplés présentent aussi un champ qui est en mode quasi TEM. Nous pouvons, toutefois, examiner les excitations en modes pair et impair (figure-2-5)



a) mode pair



b) mode impair

figure-2-5-Modes de propagation

Chapitre 3

Analyse des lignes
microrubans

1-DEFINITION

L'analyse de la ligne microruban consiste en la détermination de son impédance caractéristique Z_c et de sa permittivité effective ϵ_{eff} et ce à partir de grandeurs données, à savoir la largeur du ruban et la permittivité relative du substrat.

Ces paramètres caractéristiques sont données par des relations semi empiriques.

2-ANALYSE DE LA LIGNE MICRORUBAN

2-1-CALCUL DE LA PERMITTIVITE EFFECTIVE

Pour tenir compte de l'existence de deux milieux diélectriques (air - substrat), on introduit la notion de permittivité effective, qui est définie comme étant la permittivité relative d'un substrat qui aurait recouvert le ruban tout en gardant les mêmes caractéristiques de la ligne.

Dans le cas limite où le ruban recouvre toute la surface du substrat, la ligne aurait la structure d'une capacité et :

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r \quad (3-1)$$

Dans le cas des lignes à ruban très étroit, le champ est presque également réparti entre l'air ($\epsilon_r = 1$) et le substrat (ϵ_r), à la limite on aura :

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2} (\epsilon_r + 1) \quad (3-2)$$

ϵ_{eff} varie donc entre deux valeurs extrêmes :

$$\frac{1}{2} (\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (3-3)$$

La valeur de la permittivité effective en étude statique ($f < 2$ Ghz) est

La valeur de la permittivité effective en etude statique ($f < 2 \text{ Ghz}$) est donnée par [6]

$$\epsilon_{\text{eff}}^{(0)} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + q \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \quad (3-4)$$

q: facteur de remplissage

$$q = \left(1 + \frac{10}{w} \right)^J$$

avec

$$J = a \left(\frac{w}{h} \right) b(\epsilon_r)$$

et

$$a \left(\frac{w}{h} \right) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\left(\frac{w}{h} \right)^2 \left[\left(\frac{w}{h} \right)^2 + \left(\frac{1}{52} \right)^2 \right] / \left[\left(\frac{w}{h} \right)^4 + 0.432 \right] \right. \\ \left. + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{w}{18.1h} \right)^3 \right] \right]$$

$$b(\epsilon_r) = -0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3.0} \right)^{0.053}$$

ϵ_{eff} est donnée avec une précision de ± 0.2 pour :

$$0.01 \leq \frac{w}{h} \leq 100 \text{ et } 1 \leq \epsilon_r \leq 128$$

Quand on travaille à des fréquences très élevées ($> 2 \text{ Ghz}$), la ligne microruban n'est plus une ligne de transmission TEM mais propage un mode hybride. Ceci est dû à la structure plane de la ligne.

Les paramètres de la ligne deviennent alors des fonctions de la fréquence et donc ϵ_{eff} s'exprime comme suit : [1]

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}^{(0)}}{1 + P(f)} \quad (3-5)$$

avec

$$P(f) = P_1 P_2 \left[(0.1844 + P_3 P_4) 10 f_n \right]^{1.5733}$$

et les P_i ($i=1,4$) sont donnés en annexe (A2) .

La figure (3-1) montre les variations en fonction de la fréquence de ϵ_{eff} pour différentes valeurs du rapport $\frac{w}{h}$

2-2-CALCUL DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE

Plusieurs méthodes de calcul de l'impédance caractéristique d'une ligne sans pertes ont été élaborées parmi lesquelles celles utilisées par Hammerstad et Jensen [6] et qui donnent en régime statique :

$$Z_c(0) = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln \left[\frac{f(\frac{w}{h})}{\frac{w}{h}} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{w}\right)^2} \right] \quad (3-6)$$

avec $f(\frac{w}{h}) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[-\left(\frac{30.666h}{w}\right)^{0.7528} \right]$

η_0 : impédance de l'air

La précision de cette équation va au-delà de 0.01% (pour $\frac{w}{h} \leq 1$) et 0.03 (pour $\frac{w}{h} \leq 100$).

Pour les fréquences très élevées (> 2 Ghz) et pour les mêmes raisons que celles citées au §2-1, l'impédance caractéristique devient une fonction de la fréquence.

La formule utilisée a été donnée par R.H.Jensen et M.Kirschning [4].

$$Z_c(f) = Z_c(0) \left(\frac{R_{13}}{R_{14}} \right)^{R_{17}} \quad (3-7)$$

Les expressions des R_i ($i=1,17$) sont donnés en annexe (A3).

Cette équation peut être utilisée jusqu'à 30 Ghz avec une précision de 1% (pour $0.1 \leq \frac{w}{h} \leq 10$ et $1 \leq \epsilon_r \leq 18$)

La figure (3-2) montre les variations en fonction de la fréquence de Z_c

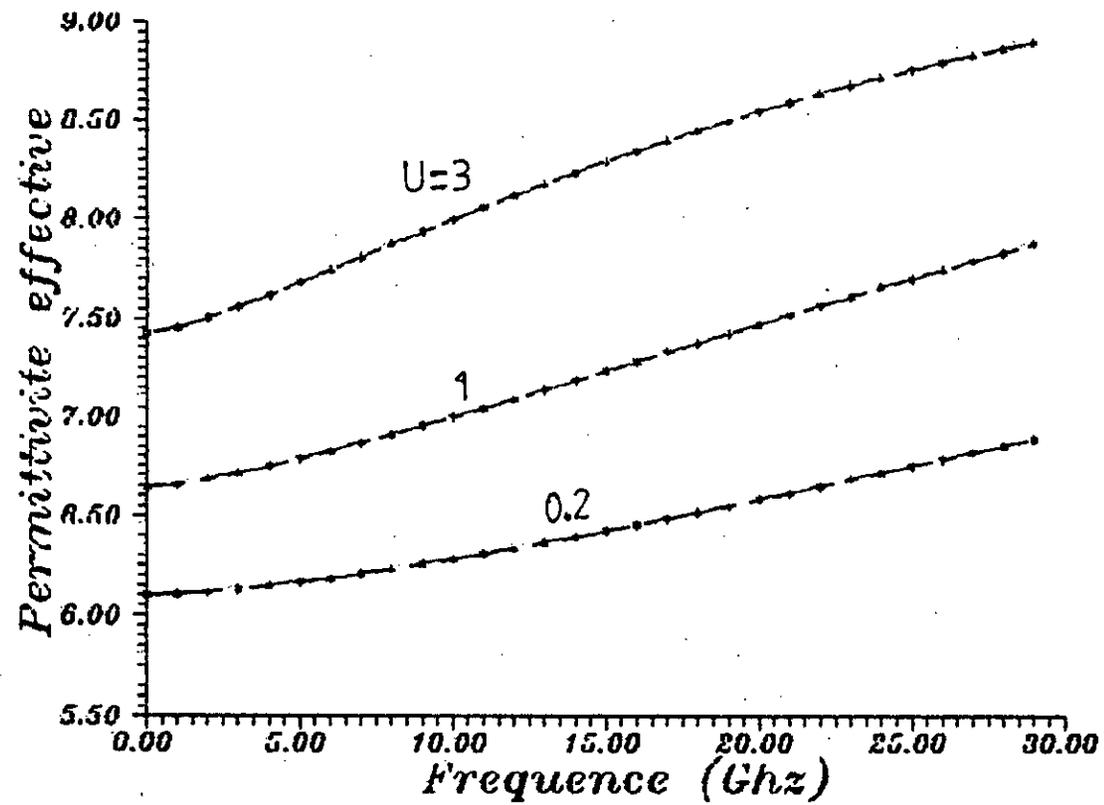


Fig - - Variation de la permittivite effective d'une ligne microruban
 en fonction de la frequence
 $\epsilon_{PS}=9.9$, $H=0.635$ (mm)

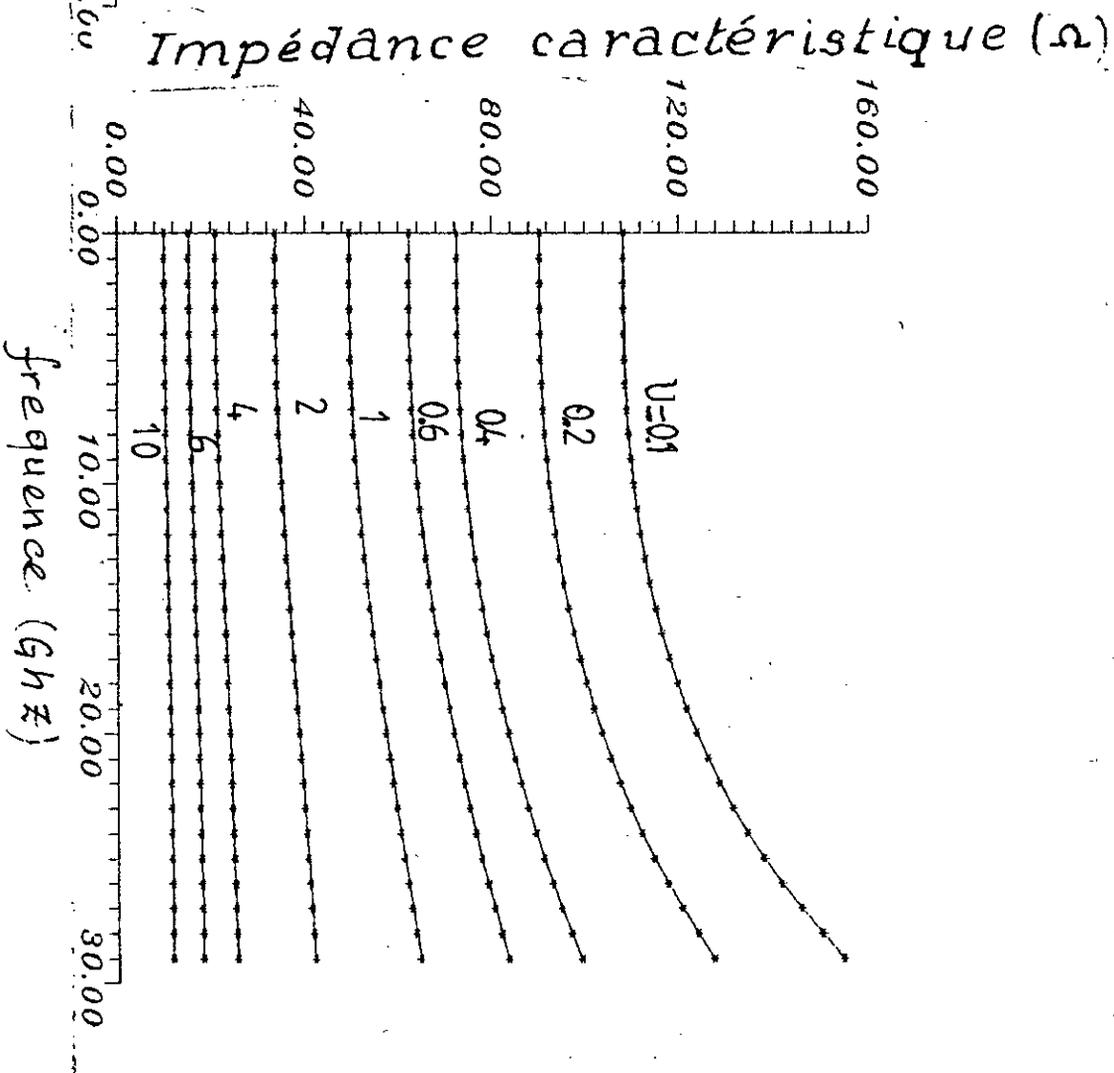
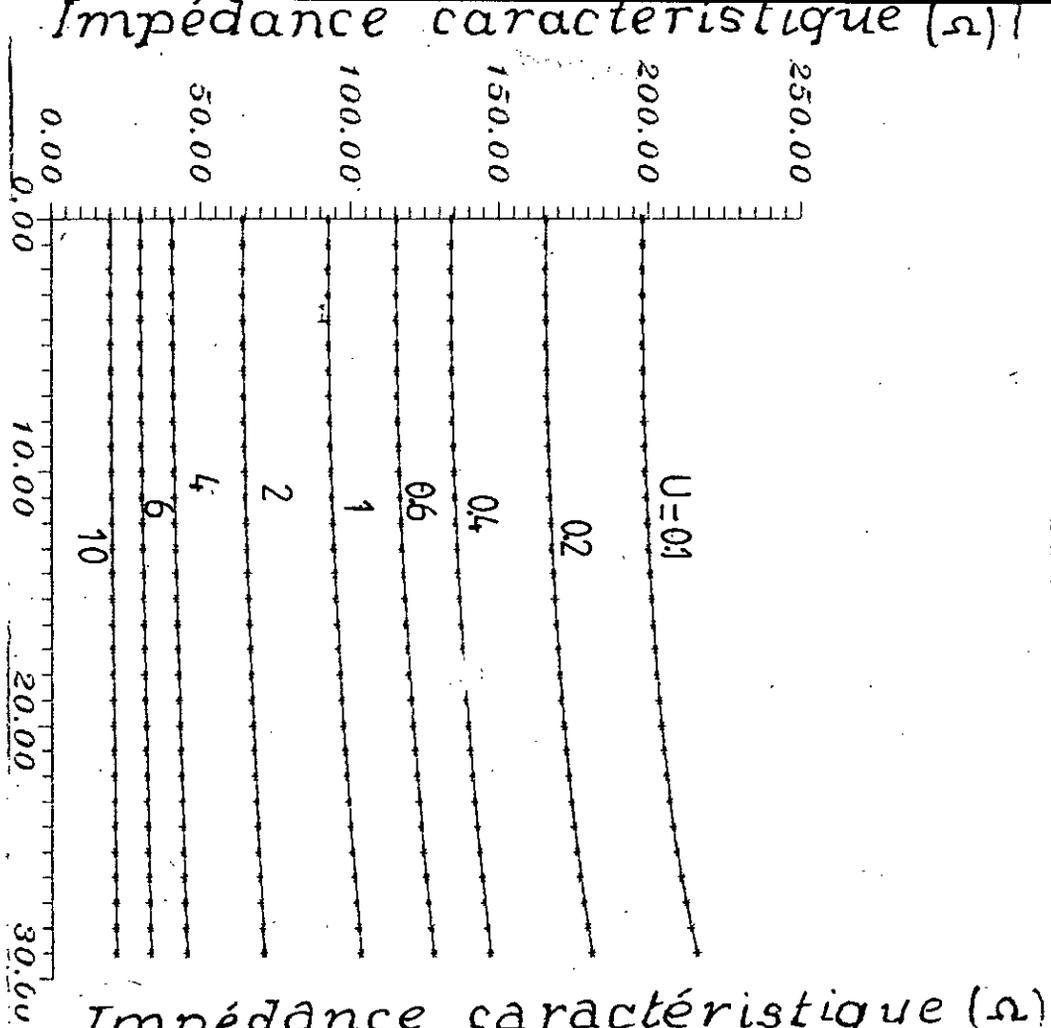


Fig-3-2 - variation de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban en fonction de la fréquence

pour différentes valeurs du rapport $\frac{w}{h}$.

3-ANALYSE DE LA LIGNE A MICRORUBANS COUPLES

Pour l'analyse de cette ligne on utilise les équations données par M.Kirschning et R.H.Jensen [7].

Les limites de validité de ces équations sont :

$$(1) \quad \begin{cases} 0.1 \leq \frac{w}{h} \leq 10 \\ 0.1 \leq \frac{w}{h} \leq 10 \\ 1 \leq \epsilon_r \leq 18 \end{cases}$$

3-1-CALCUL DE LA PERMITTIVITE EFFECTIVE

3-1-1-Etude statique

Les relations qui donnent ϵ_{eff} sont les suivantes :

-Pour le mode pair

$$\epsilon_{eff}^{(0)} = 0.5 (\epsilon_r + 1) + 0.5 (\epsilon_r - 1) \left(1 + 64 \frac{10}{v}\right)^{-a_p(v)b_p(\epsilon_r)} \quad (3-8)$$

$$\text{avec } v = \frac{w}{h} \left(20 + \left(\frac{s}{h}\right)^2\right) / \left(10 + \left(\frac{s}{h}\right)^2\right) + \frac{s}{h} \exp\left(-\frac{s}{h}\right)$$

Précision : 0.7% dans l'intervalle (1)

-Pour le mode impair

$$\epsilon_{eff}^{(1)} = \left(0.5 (\epsilon_r + 1) + a_o\left(\frac{w}{h}, \epsilon_r\right) + \epsilon_{eff}^{(0)}\right) \exp\left(-c_o\left(\frac{s}{h}\right)^{d_o}\right) + \epsilon_{eff}^{(0)} \quad (3-9)$$

Precision : 0.5% dans l'intervalle (1)

Les calculs de $a_o\left(\frac{w}{h}, \epsilon_r\right)$; $b_o(\epsilon_r)$; c_o ; d_o ; $a_p(v)$ et $b_p(v)$ sont donnés en annexe (A3)

3-1-2-Etude dynamique

Les relations donnant ϵ_{eff} en régime dynamique sont les suivantes :

Pour les deux modes on a :

$$\epsilon_{\text{eff},i}(f) = \epsilon_r - (\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff},i}(0)) / (1 + F_{p,i}(f)) \quad (3-10)$$

Précision : 1.4% dans l'intervalle(1) et pour $f_n \leq 25$

Les figures 3-2 à 3-7 donnent les variations en fonction de la fréquence de la permittivité effective d'une ligne à deux microrubans couplés ,pour différentes valeurs de ϵ_r ,de W/h ,et de s/h .

3-2-CALCUL DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE

3-2-1-Etude statique

Les relations qui donnent Z_c sont les suivantes :

-pour le mode pair

$$Z_{cp}(0) = Z_c(0) [\epsilon_{\text{eff}}(0) / \epsilon_{\text{eff},p}(0)]^{0.5} / [1 - (Z_c(0)/377) \epsilon_{\text{eff}}(0) Q_4]^{0.5} \quad (3-11)$$

-pour le mode impair

$$Z_{ci}(0) = Z_c(0) [\epsilon_{\text{eff}}(0) / \epsilon_{\text{eff},i}(0)]^{0.5} / [1 - (Z_c(0)/377) \epsilon_{\text{eff}}(0) Q_{10}]^{0.5} \quad (3-12)$$

Précision : 0.6% dans l'intervalle(1), le calcul des Q_i est donné en annexe (A4)

3-2-2-Etude dynamique

Les relations donnant Z_c en régime dynamique sont les suivantes:

-pour le mode pair

$$Z_{cp}(f) = Z_{cp}(0) \left(\frac{0.9408(\epsilon_{\text{eff}}(f))^{c_e} - 0.9603}{0.9603} \right)^{q_0} / \left(\frac{0.9408 - d_e}{0.9603} \right) (\epsilon_{\text{eff}}(f))^{c_e} - 0.9603 \quad (3-13)$$

-pour le mode impair

$$Z_{ci}(f) = Z_c(f) + \left[\frac{Z_{ci}(0)}{(0.46 \frac{s}{h})^{2.2} Q_{25}} \right] (\epsilon_{\text{eff},i}(f) / \epsilon_{\text{eff},i}(0))^{q_{22}} - Z_c(f) Q_{23} / (1 + Q_{24})$$

Le calcul de c_e , q_0 , d_e et les Q_i est donné en annexe (A5,A4).

Les figures 3-8 à 3-13 ,donnent les variations en fonction de la fréquence de l'impédance caractéristique d'une ligne à deux microrubans

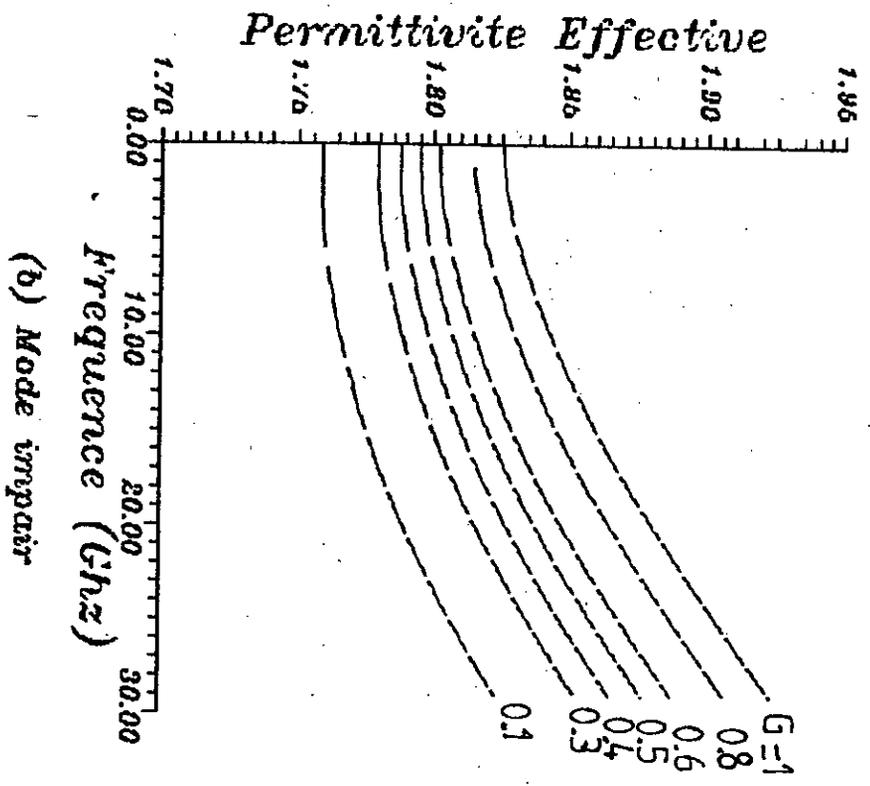
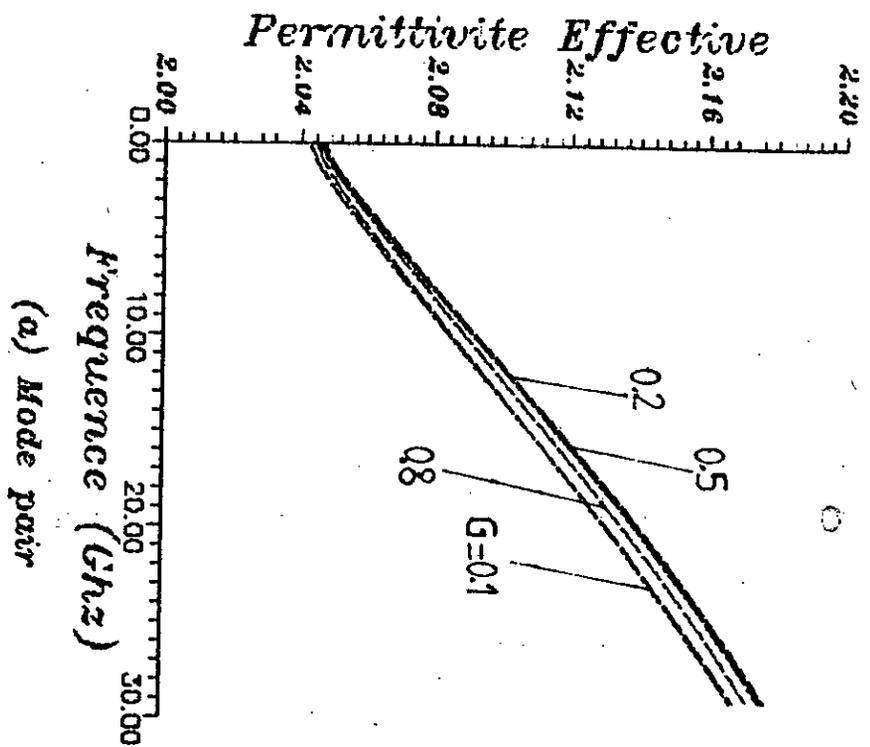
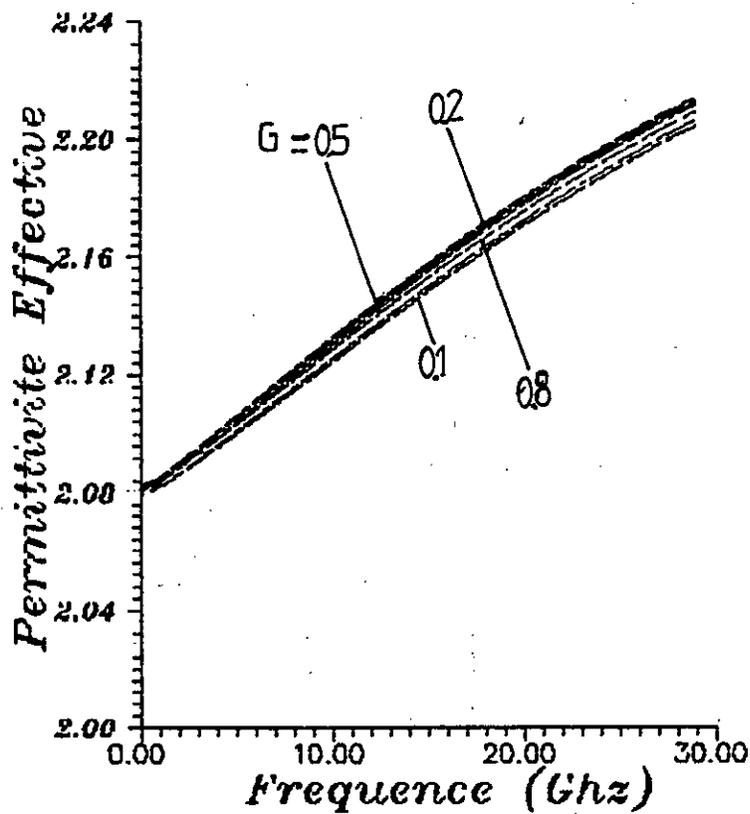
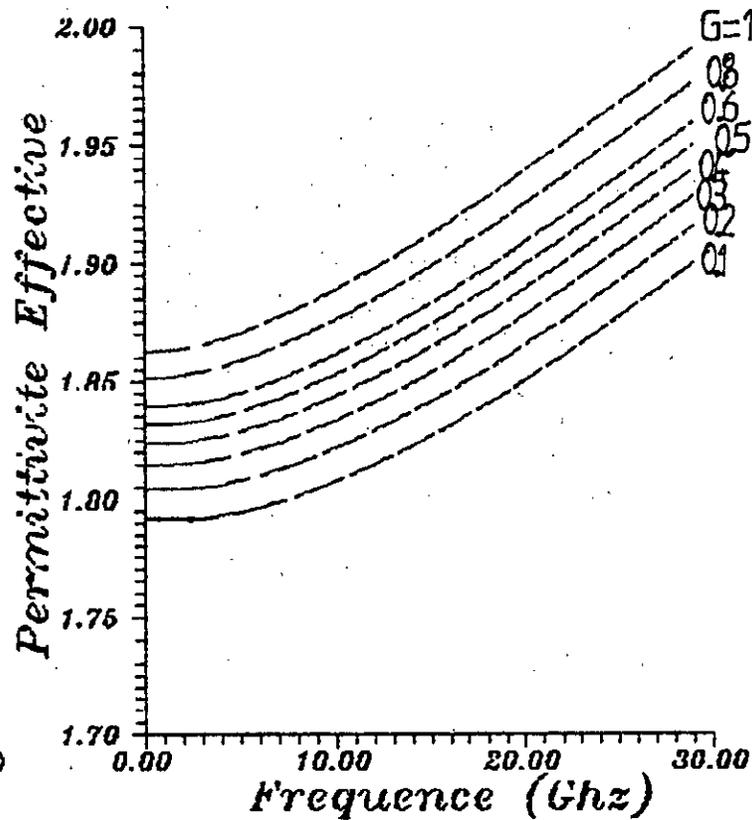


Fig-3-7 - Variation de la permittivite effective d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.79$ (mm), $\epsilon_{ps}=2.35$, $W/H=2.25$

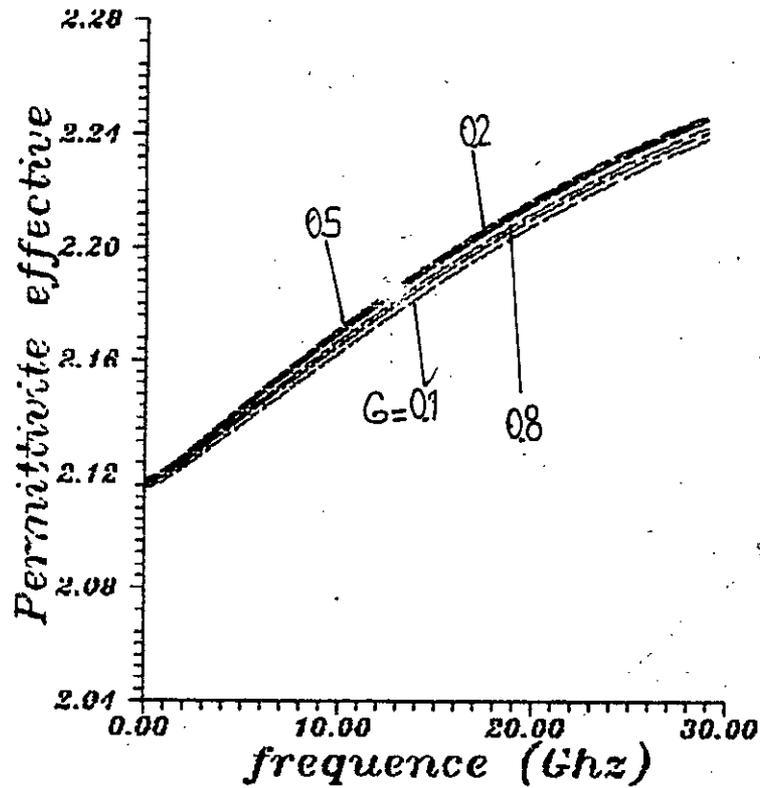


(a) Mode pair

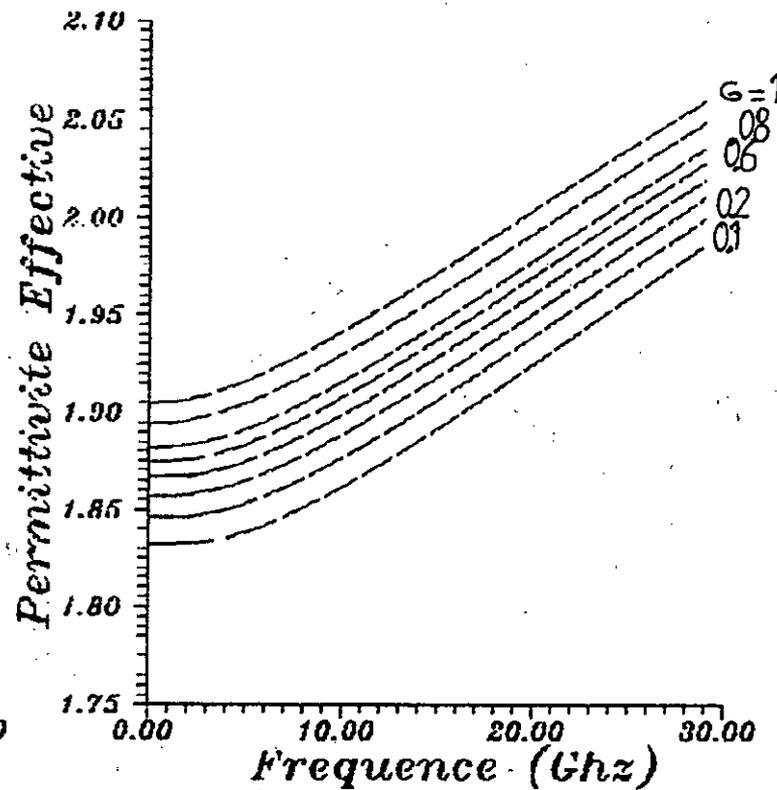


(b) Mode impair

Fig-3-2 -Variation de la permittivite effective d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.79$ (mm), $E_{ps}=2.35$, $W/H=3.0$

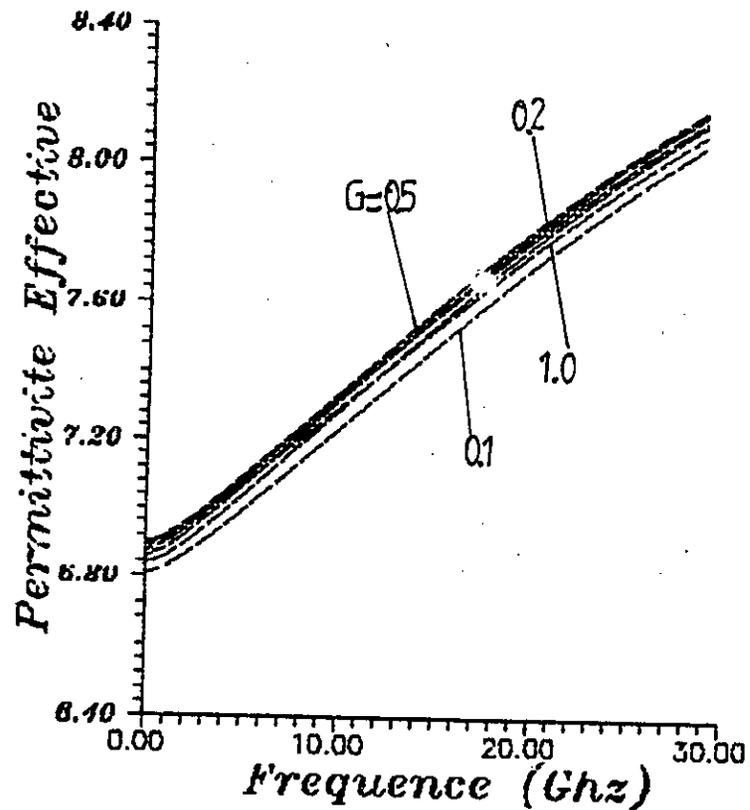


(a) Mode pair

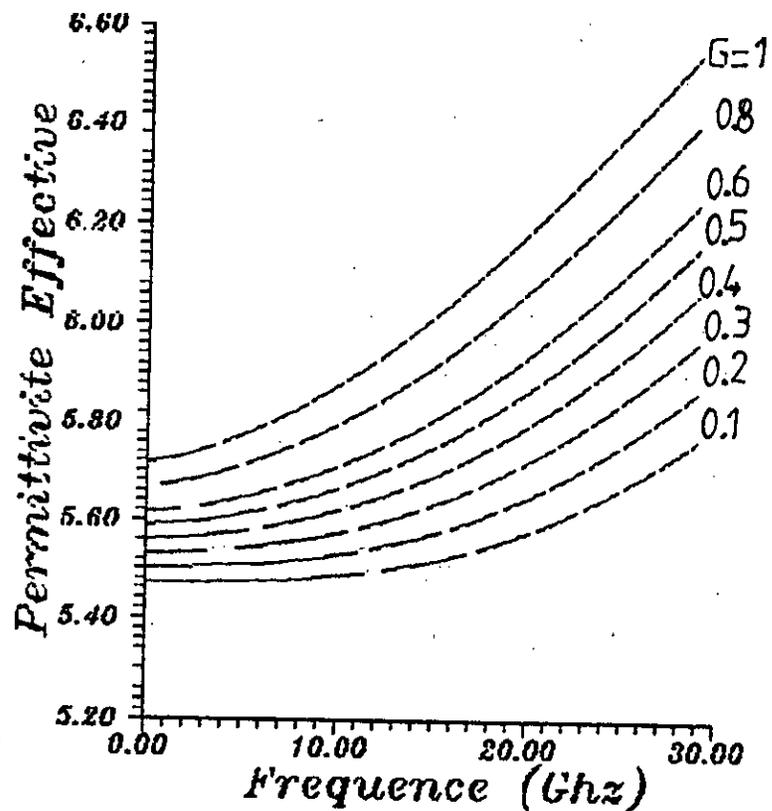


(b) Mode impair

Fig-3-3 -Variation de la permittivite effective d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.79$ (mm), $Eps=2.35$, $W/H=4$.

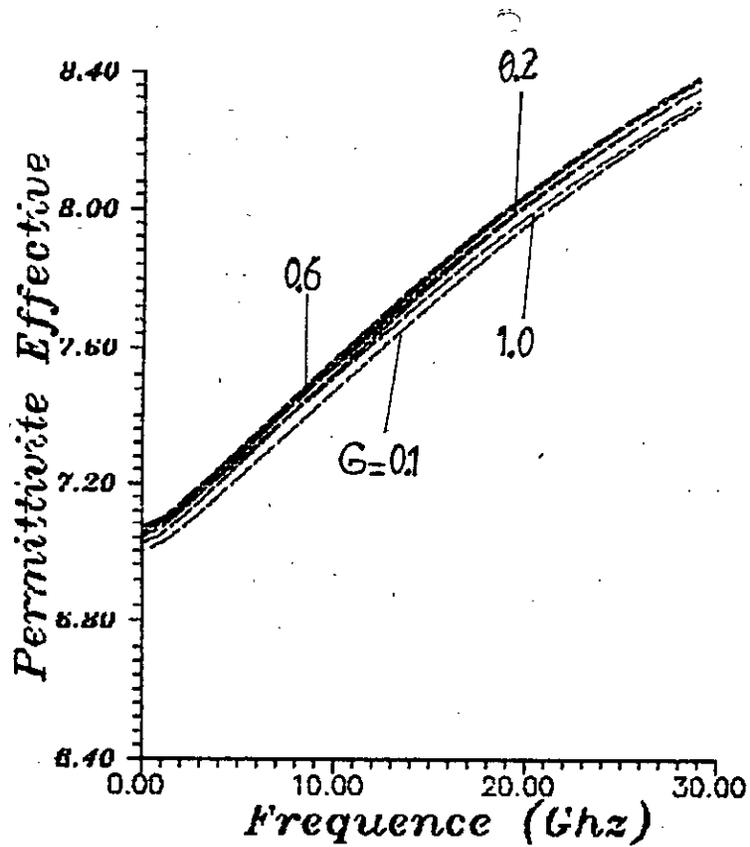


(a) Mode pair

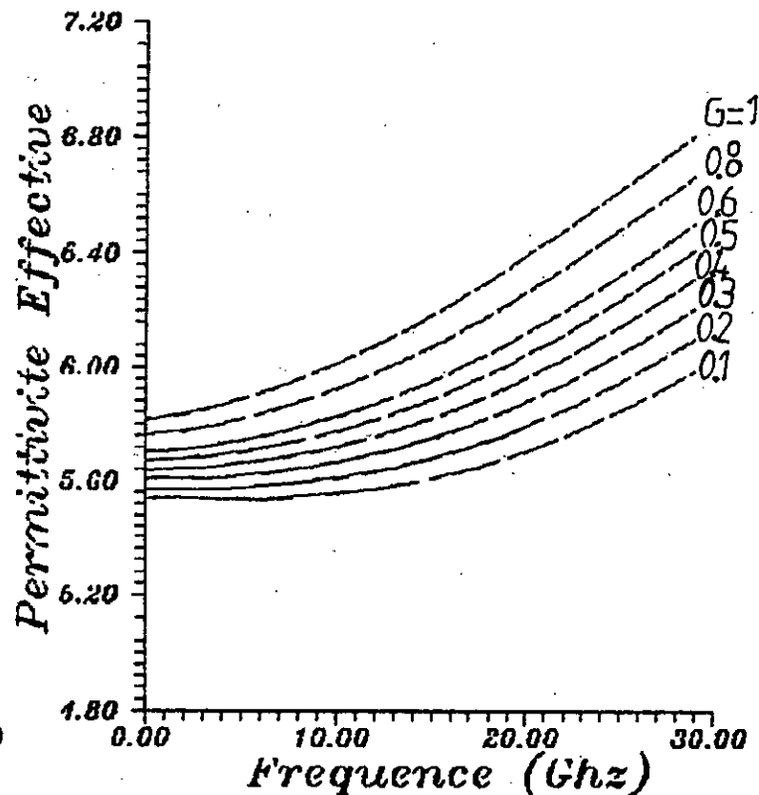


(b) Mode impair

Fig-3-4 -Variation de la permittivite effective d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.64$ (mm), $EPS=9.70$, $W/H=0.75$

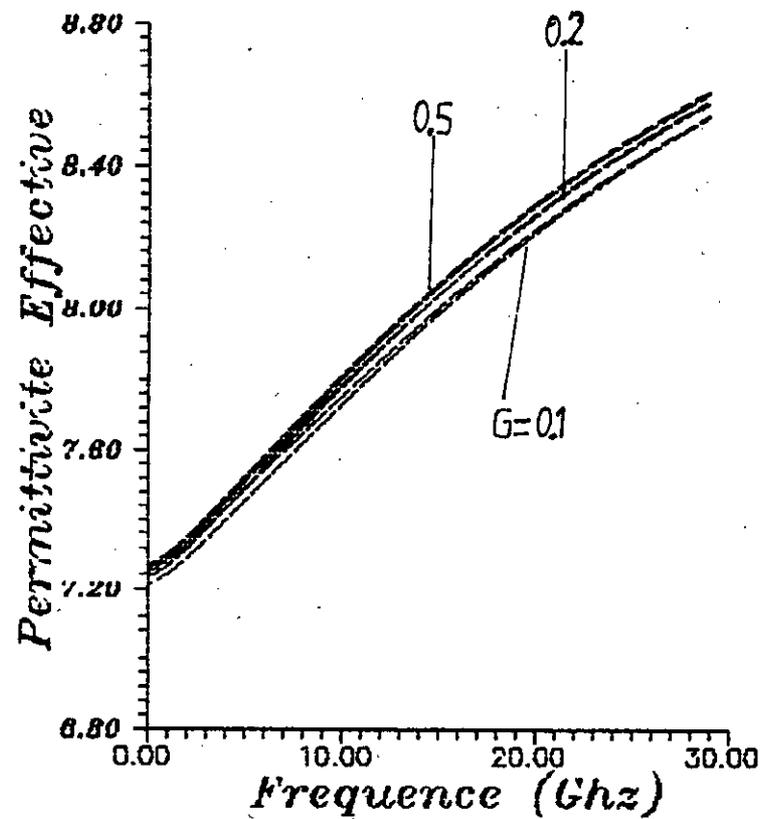


(a) Mode pair

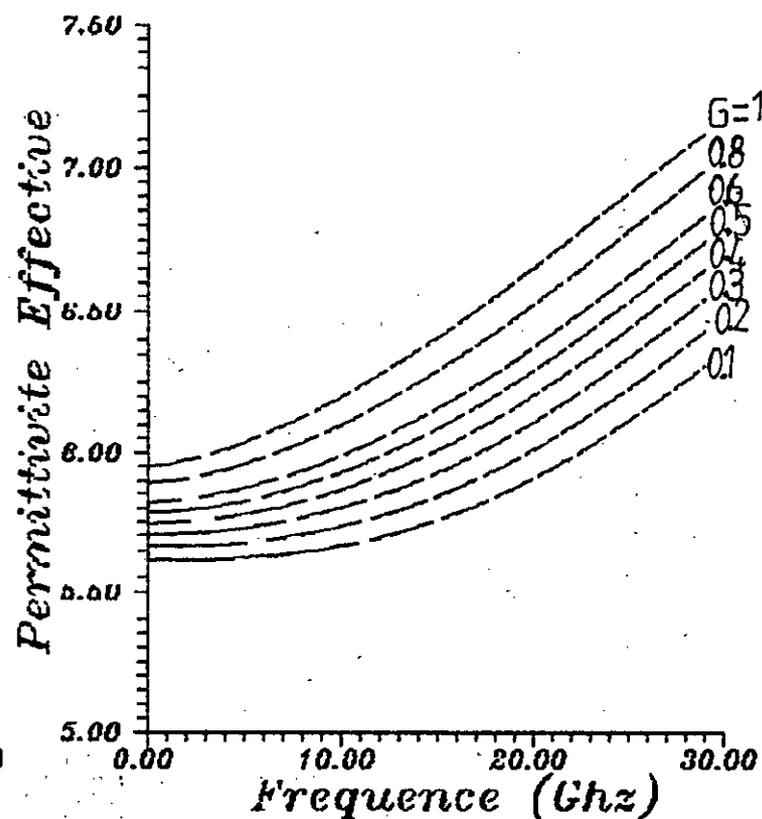


(b) Mode impair

Fig-35 -Variation de la permittivite effective d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.64$ (mm), $EPS=9.70$, $W/H=1.0$

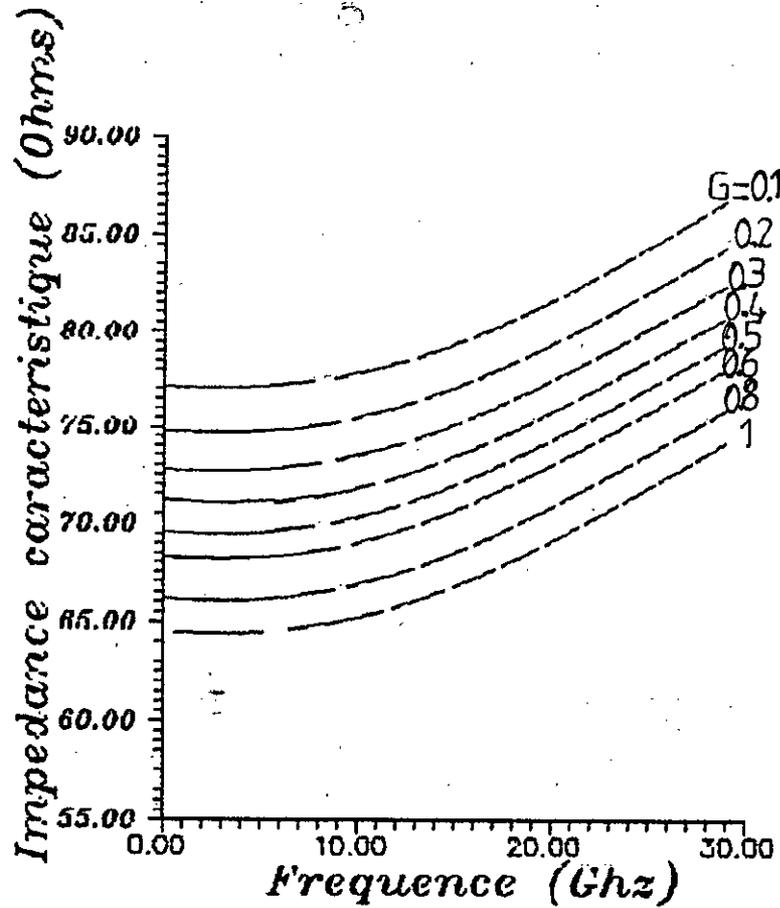


(a) Mode pair

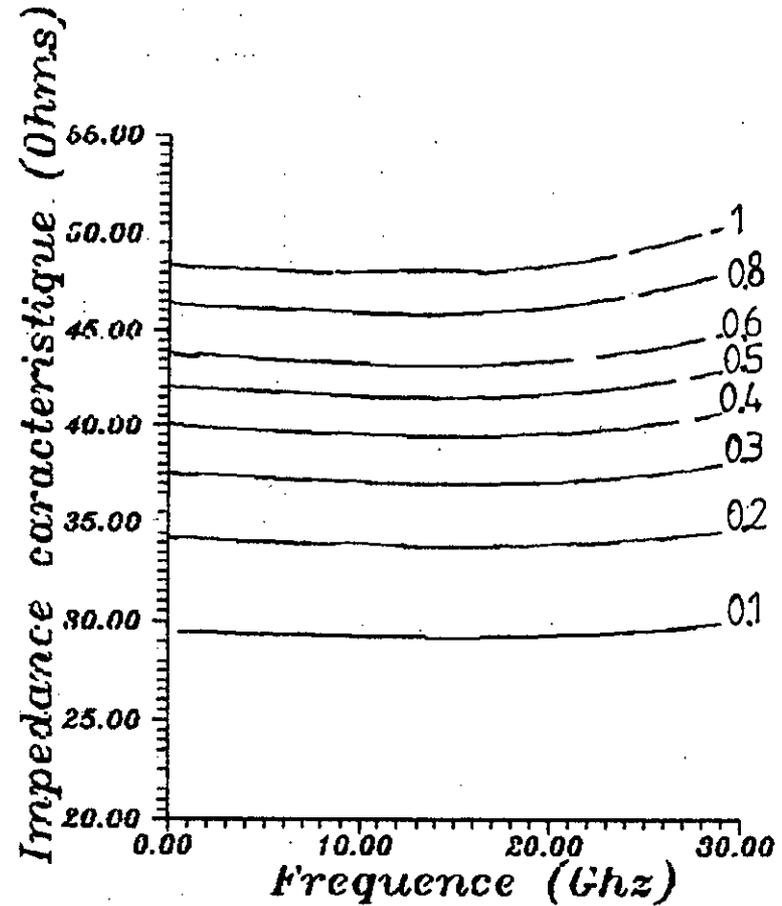


(b) Mode impair

Fig-3-6 -Variation de la permittivite effective d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.64$ (mm), $EPS=9.70$, $W/H=1.33$

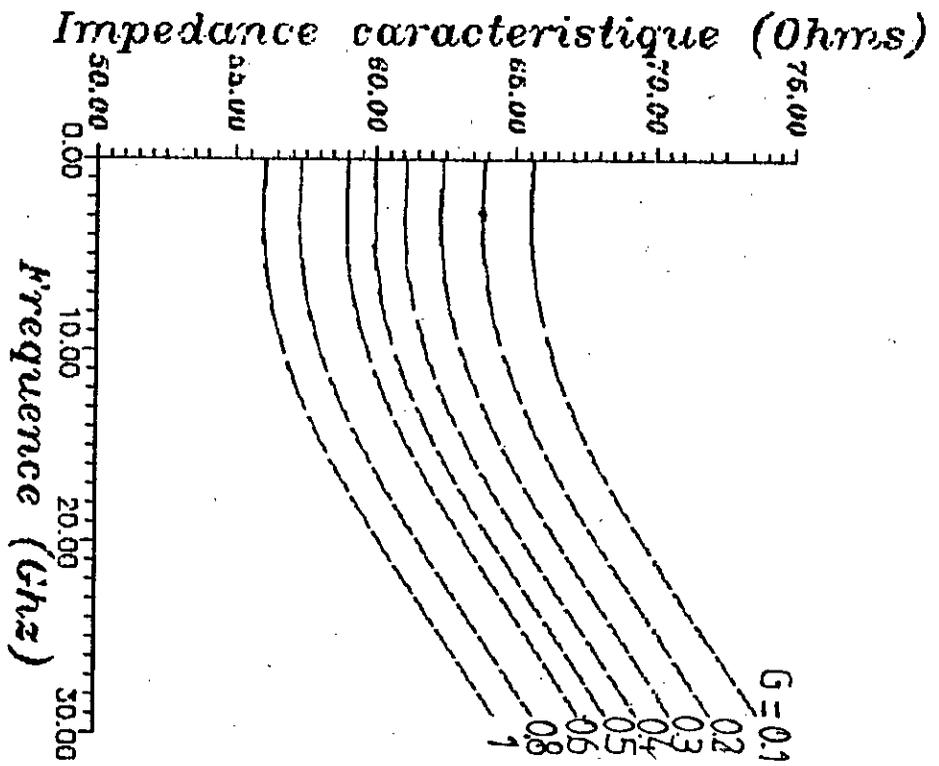


(a) Mode pair

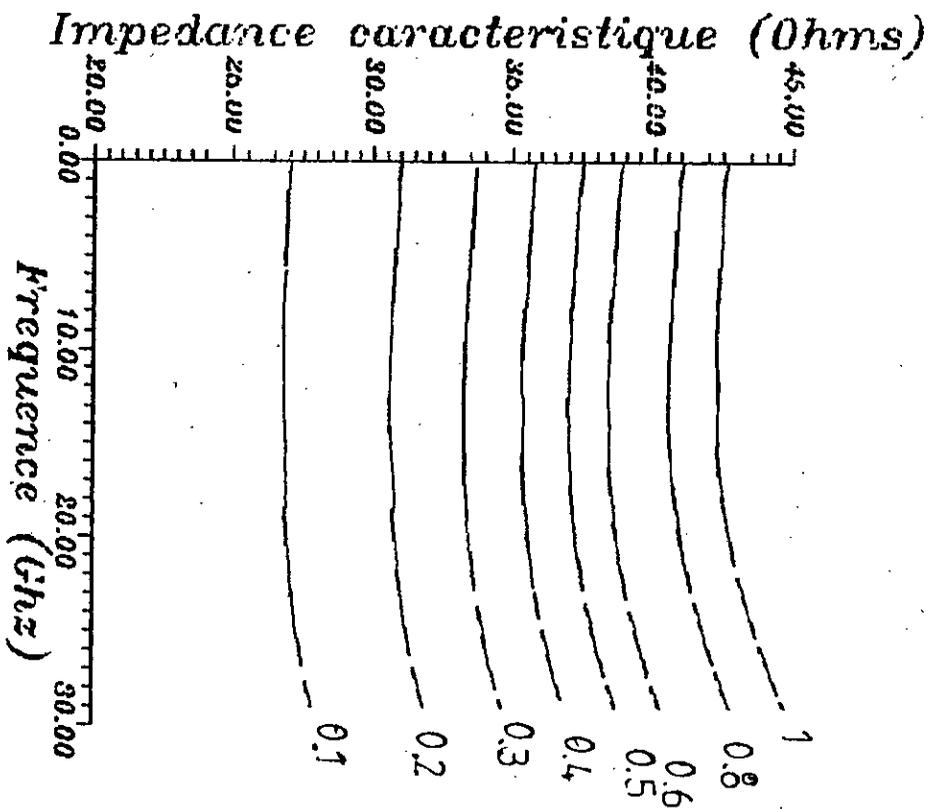


(b) Mode impair

Fig-3-8 -Variation de l'impedance caracteristique d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.64$ (mm), $EPS=9.70$, $W/H=0.75$

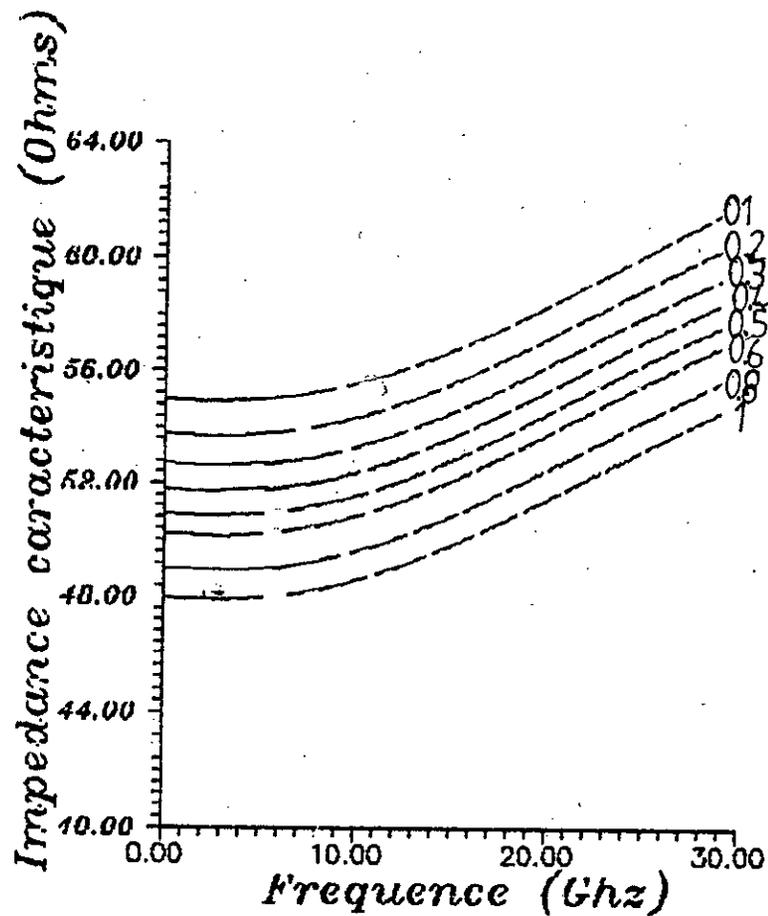


(a) Mode pair

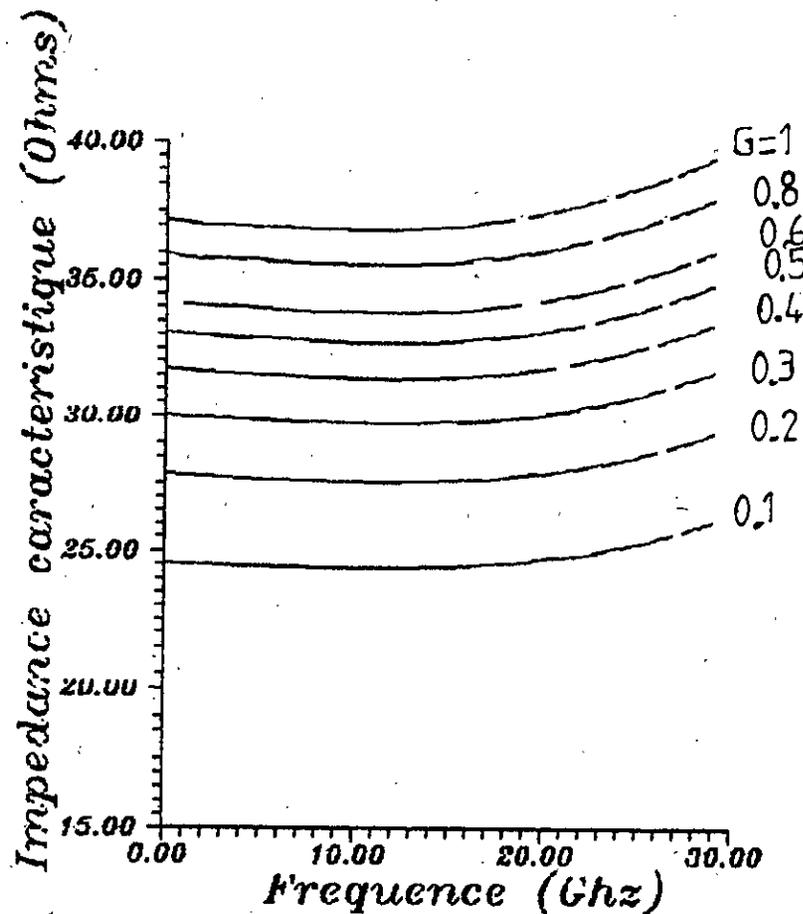


(b) Mode impair

Fig-3-9 - Variation de l'impédance caractéristique d'une ligne à deux rubans couples en fonction de la fréquence
 $H=0.64$ (mm), $EPS=9.70$, $W/H=1.00$

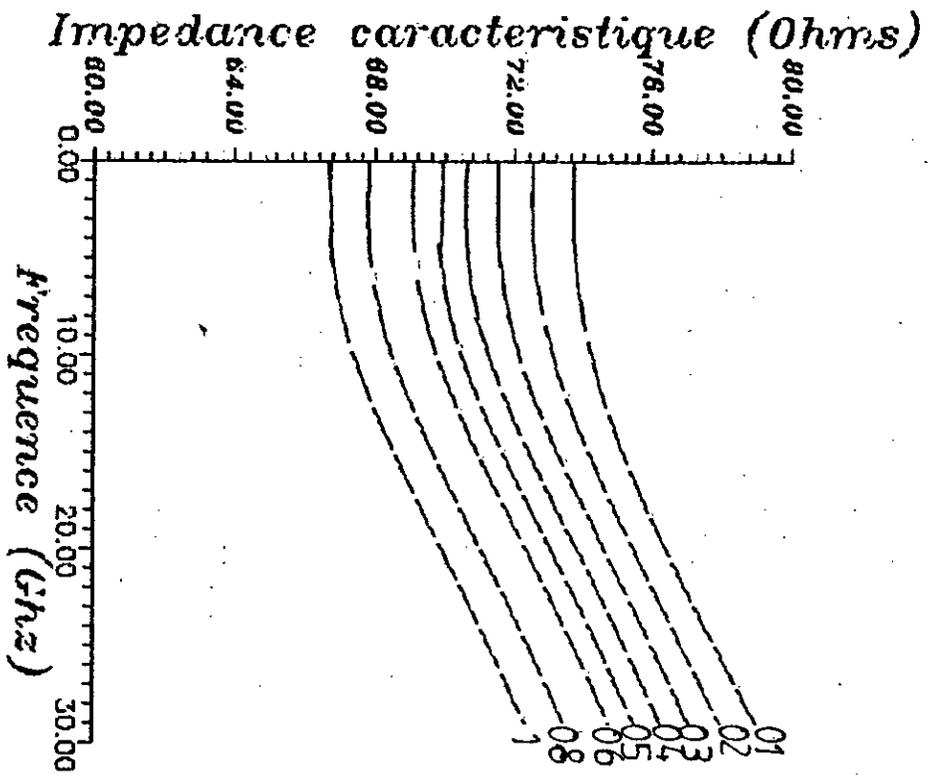


(a) Mode pair

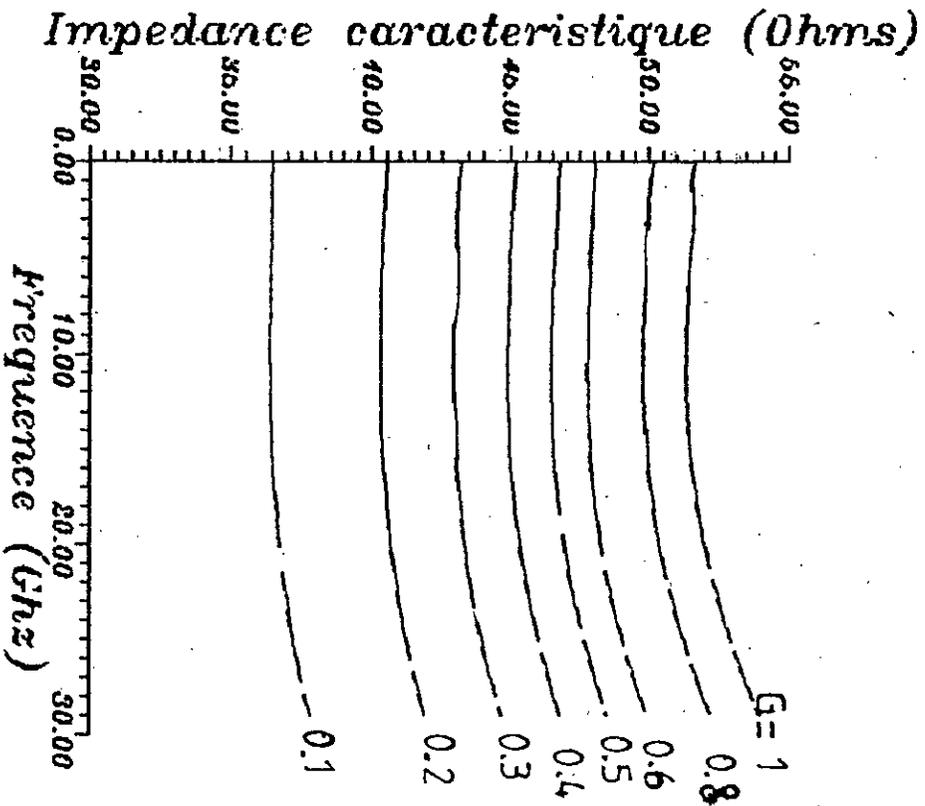


(b) Mode impair

Fig-3-10 -Variation de l'impedance caracteristique d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.64$ (mm), $EPS=9.70$, $W/H=1.33$

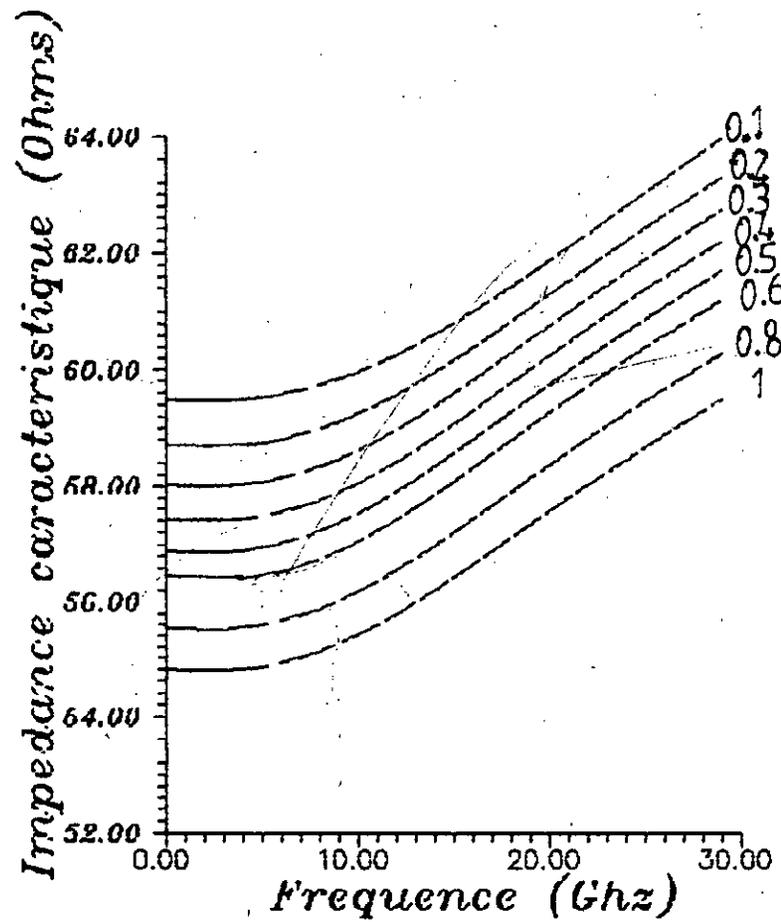


(a) Mode pair

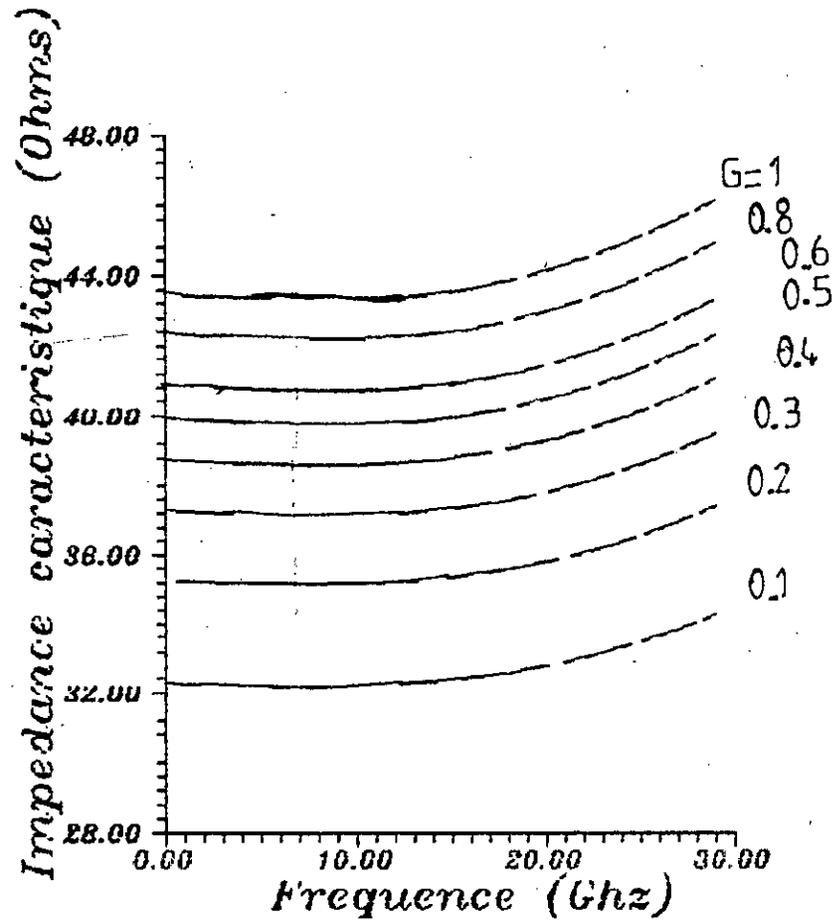


(b) Mode impair

Fig-3-11 - Variation de l'impedance caracteristique d'une ligne a deux rubans couples en fonction de la frequence
 $H=0.79$ (mm), $EPS=2.35$, $W/H=2.25$

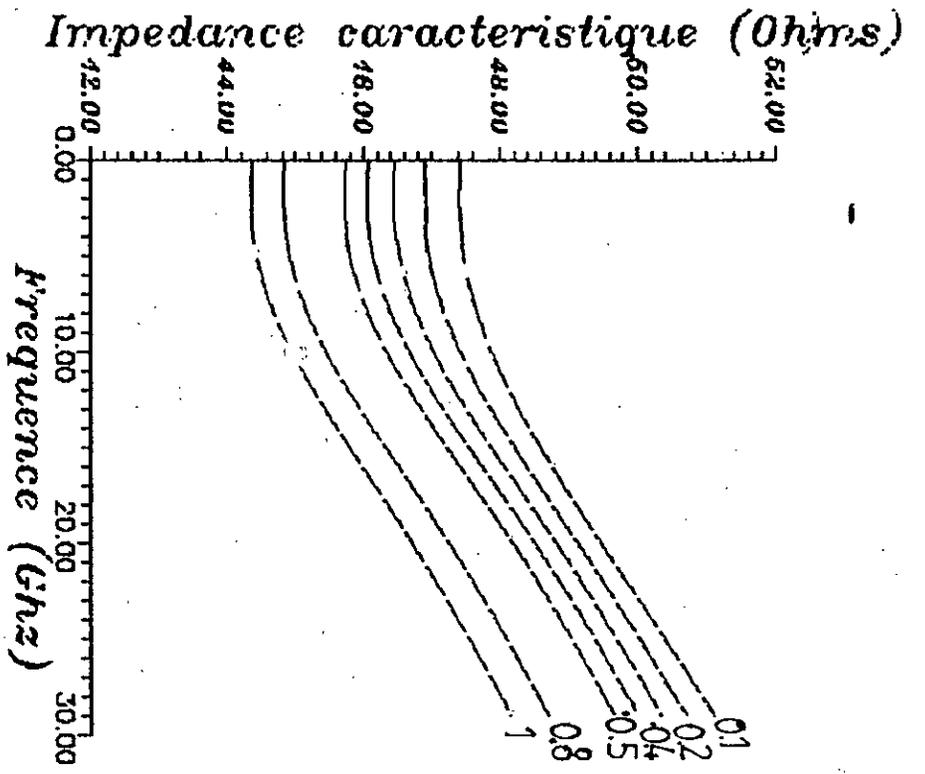


(a) Mode pair

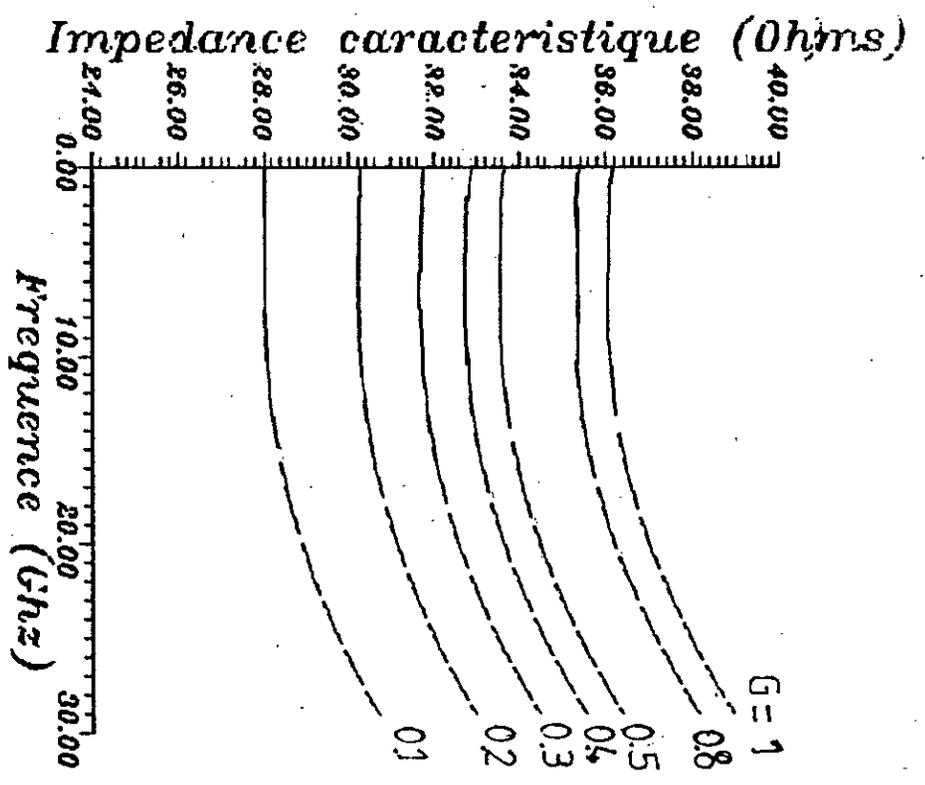


(b) Mode impair

Fig-3-12-Variation de l'impédance caractéristique d'une ligne à deux rubans
couplés en fonction de la fréquence
 $H=0.79$ (mm), $EPS=2.35$, $W/H=3.00$



(a) Mode pair



(b) Mode impair

Fig-3-13 - Variation de l'impédance caractéristique d'une ligne à deux rubans couples en fonction de la fréquence
 $H=0.79$ (mm), $EPS=2.35$, $W/H=4.00$

couplés ,pour différentes valeurs de ϵ_r ,de w/h et de s/h.

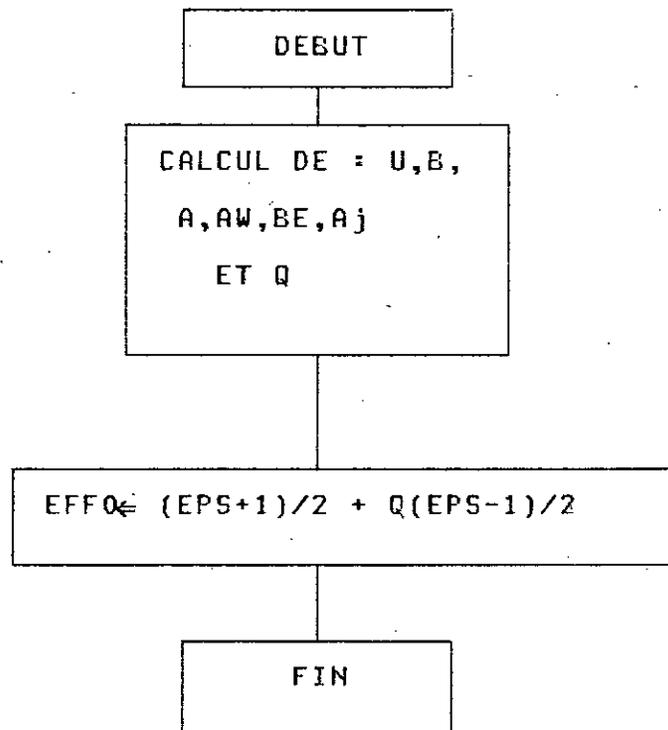
4-SUBROUTINES DE CALCUL

EFF0 (W,H,EPS,EFF0):Routine qui calcule la valeur de la permittivité effective en fonction de W en régime statique.

Valeurs reçues: W,H,EPS.

Valeur calculée: EFF0

ORGANIGRAMME



$U=W/H$

AW :est une fonction de A et B (voir annexe)

BE :est une fonction de EPS (voir annexe)

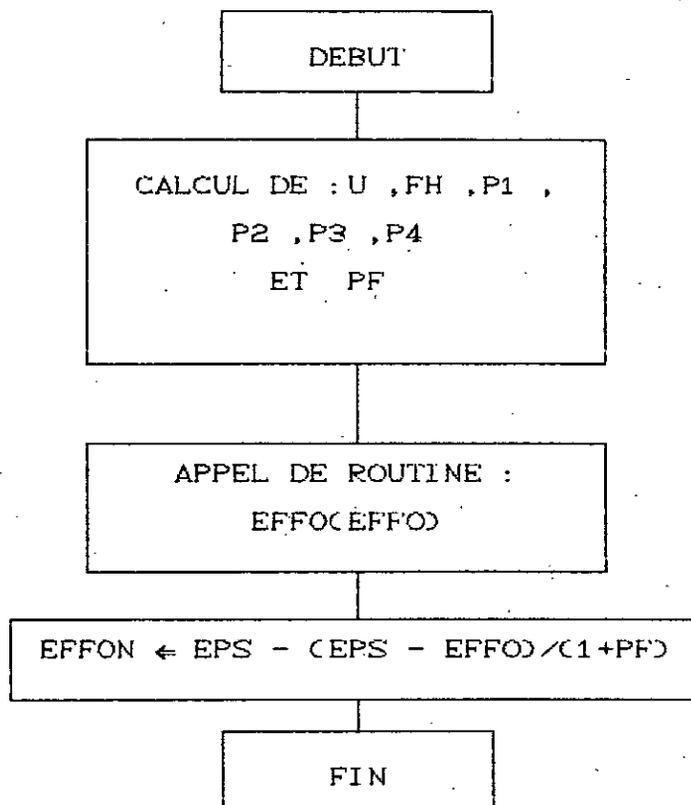
AJ = AW x BE ; $Q = (1+10/U)^{A_j}$

EFFON (W,H,EPS,F,EFFON) :Routine qui calcule la permittivité effective en fonction de la fréquence.

Valeurs reçues: W,H,EPS et F

Valeur calculée : EFFON

ORGANIGRAMME :

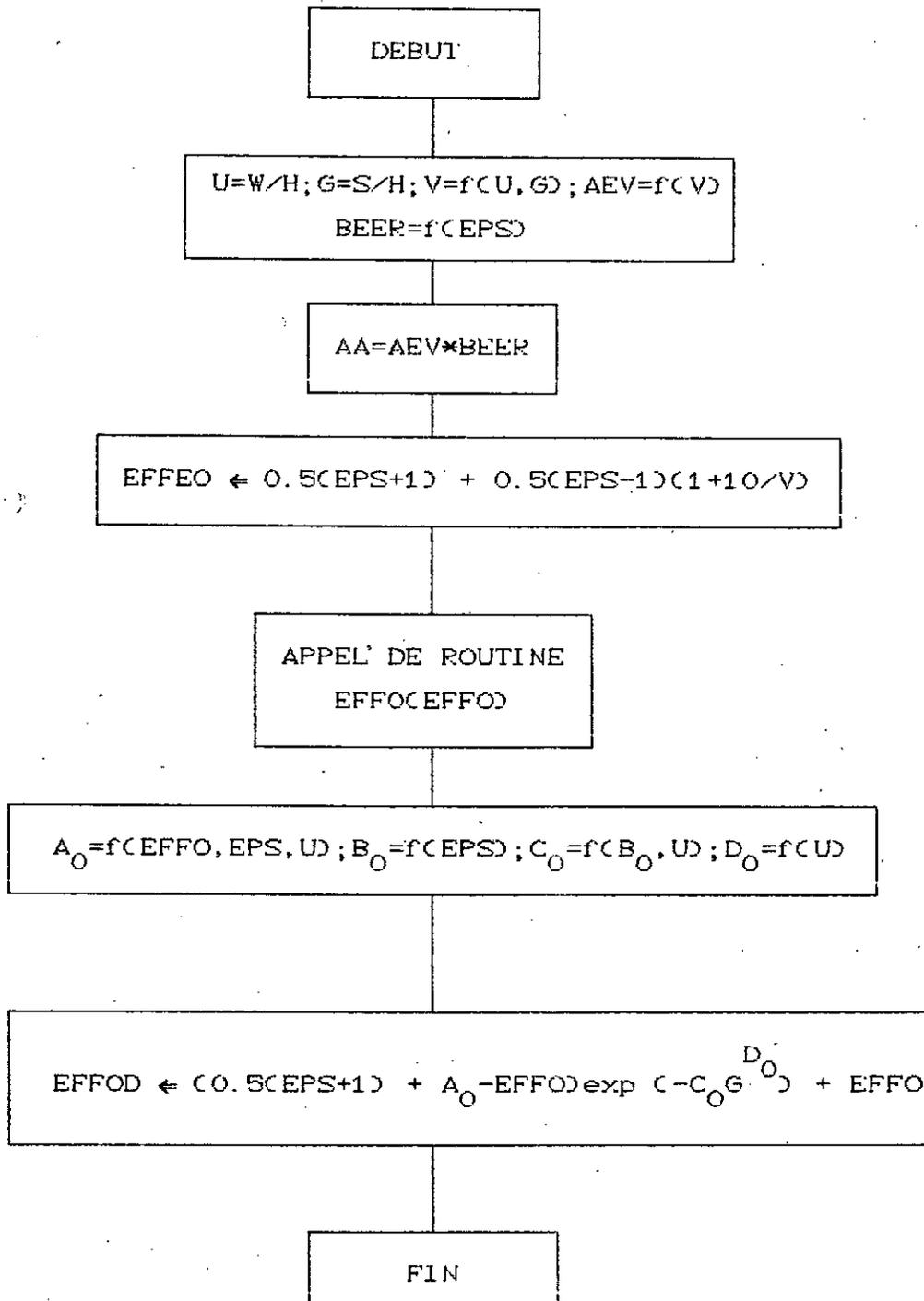


EFFEO (W,H,EPS,S,EFFEO,EFFOD): Routine qui calcule les permittivités effectives d'une ligne à deux rubans couplés pour les deux modes (pair-impair), en régime statique.

Valeurs reçues : W,H,EPS ET S .

Valeurs calculées: EFFEO (permittivité effective en mode pair);EFFOD (permittivité effective en mode impair).

ORGANIGRAMME :

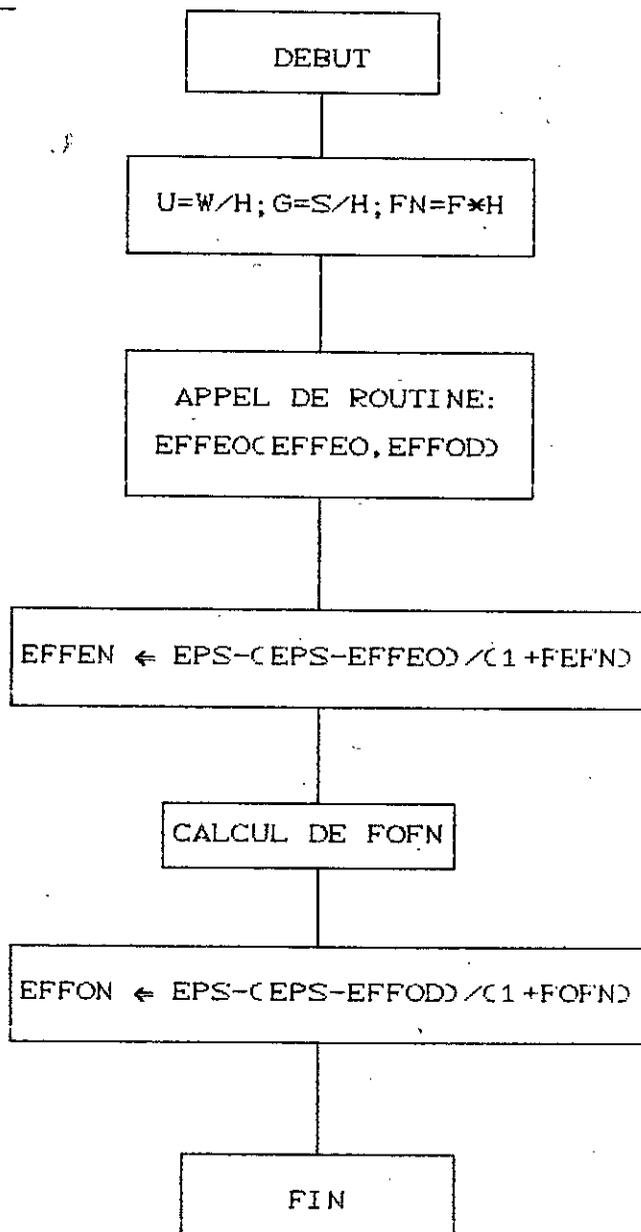


EFFEON(W,H,EPS,S,F,EFFEN,EFFOND): Routine qui calcule les permittivités effectives d'une ligne à deux rubans couplés pour les deux modes (pair-impair), en régime dynamique.

Valeurs reçues: W, H, EPS, S et F .

Valeurs calculées: EFFEN (permittivité effective en mode pair), EFFOND (permittivité effective en mode impair).

ORGANIGRAMME :

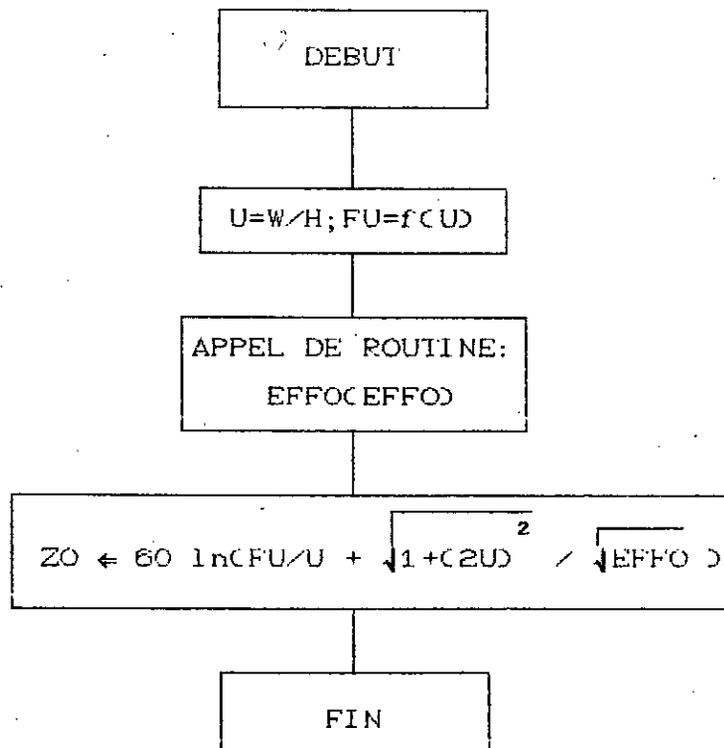


ZO (W,H,EPS,ZO) : Routine qui détermine l'impédance caractéristique d'une ligne microruban en régime statique.

Valeurs reçues : W,H,EPS

Valeur calculée : ZO

ORGANIGRAMME :

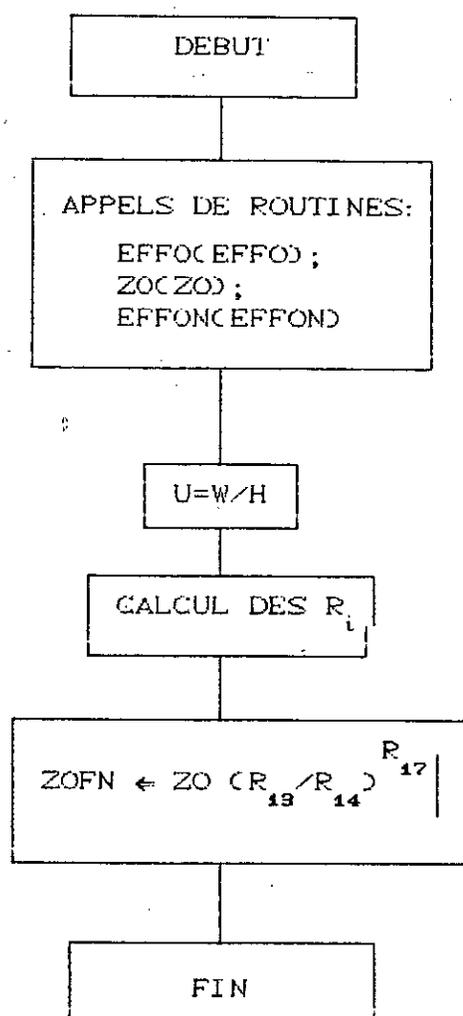


ZOFN (W,H,EPS,F,ZOFN,R₁₇) : Routine qui calcule l'impédance caractéristique d'une ligne microruban en régime dynamique.

Valeurs reçues : W,H,EPS et F

Valeurs calculée : ZOFN

ORGANIGRAMME :

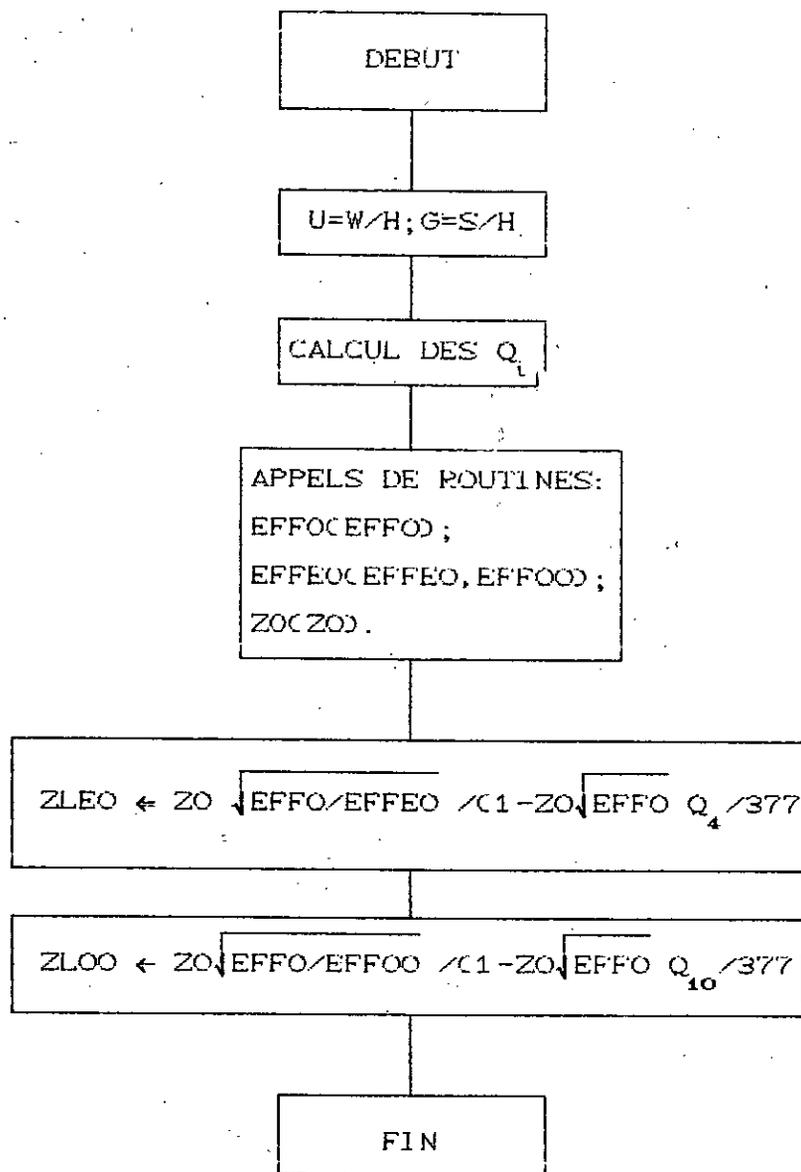


ZLEO (W,H,EPS,ZLEO,ZLOO) : Routine qui calcule les impédances d'une ligne à deux microrubans couplés pour les deux modes (pair-impair), en régime statique.

Valeurs reçues : W,H,EPS et S.

Valeurs calculées : ZLEO (impédance caractéristique en mode pair), ZLOO (impédance caractéristique en mode impair).

ORGANIGRAMME :

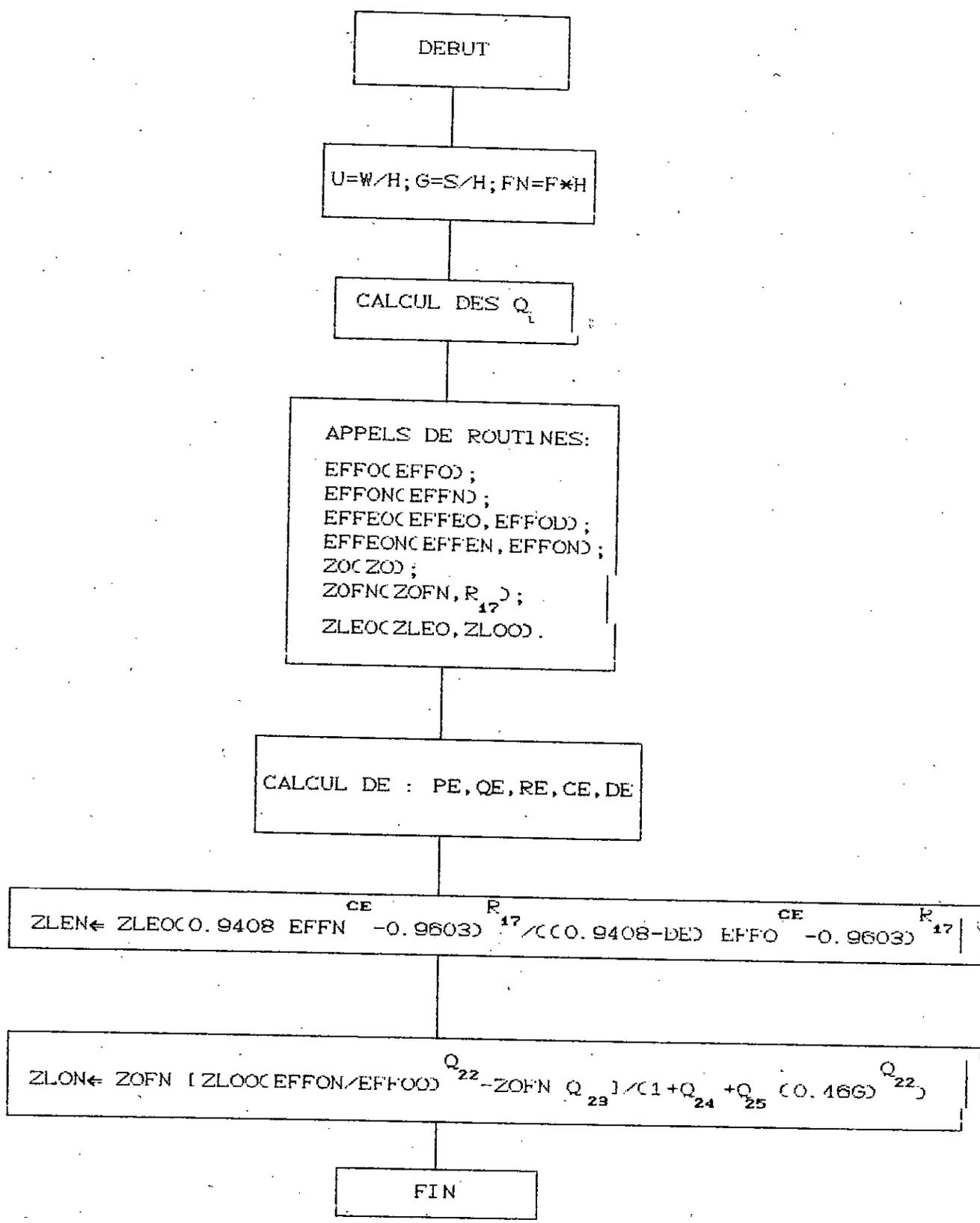


ZLEON (W, H, EPS, S, F, ZLON, ZLEN) : Routine qui calcule les impédances d'une ligne à deux microrubans couplés pour les deux modes (pair-impair) en régime dynamique.

Valeurs reçues : W, H, EPS, S et F.

Valeurs calculées : ZLON (impédance caractéristique en mode pair), ZLEN (impédance caractéristique en mode impair)

ORGANIGRAMME :



Chapitre 4

Synthèse des lignes

microrubans

1-DEFINITION

Le problème de la synthèse d'une ligne microruban consiste à déterminer les dimensions de la ligne (largeur du ruban W et la longueur physique de la ligne l) en fonction de Z_c , de ϵ_r et de la longueur électrique θ de la ligne.

2-SYNTHESE DE LA LIGNE MICRORUBAN

a)-Position du problème

Vue que Z_c est une fonction non linéaire de W , la valeur de cette dernière est calculée à partir d'une méthode itérative. Dans notre cas on utilise la méthode de Newton Raphson modifiée (voir annexe A).

b)-Algorithme de conception

- fixer la valeur initiale de $Z_c: Z_0 = ZA$ (donnée)
- faire l'approximation initiale $W_0 = H$ (donnée)
- calculer la nouvelle valeur Z_i de Z correspondant à la valeur W_i à partir de $Z(W_i)$.
- calcul de la nouvelle valeur W_{i+1} en utilisant la formule :

$$W_{i+1} = W_i - \frac{Z_{i-1} - Z_c}{Z_i - Z_{i-1}} (W_i - W_{i-1})$$

- on répète les étapes c) et d) jusqu'à ce que l'erreur relative $\epsilon_i = \frac{Z_i - ZA}{ZA}$ soit inférieure à une certaine valeur fixée ($\epsilon = 0.0001$)

3-SYNTHESE DE LA LIGNE A DEUX MICRORUBANS COUPLES

a)-position du problème

Ayant les impédances caractéristiques en modes pair (Z_p) et impair (Z_i), et la permittivité relative ϵ_r du substrat, on doit déterminer W commun

et la permittivité relative ϵ_r du substrat ,on doit déterminer W commun aux deux rubans et la distance S .

On fait également appel à la methode de Newton-Raphson modifiée ,mais appliquée cette fois-ci à un système d'équations non linéaires.

b)-Algorithme de conception

-fixer les valeurs initiales de Z_p et Z_i : $Z_p = ZLE$; $Z_i = ZLO$.

-faire l'approximation initiale $W_0 = k_1 * h$ et $S_0 = k_2 * h$, avec $k_1 \leq 1$ et $k_2 \leq 1$

-calculer les nouvelles valeurs de Z_{pj} et Z_{ij} correspondants aux valeurs W_j et S_j .

-calculer les nouvelles valeurs de W et S en appliquant la méthode de Newton-Raphson modifiée et qui donne :

$$W_{j+1} = W_j + \frac{F_2 \frac{dF_1}{dS} - F_1 \frac{dF_2}{dS}}{DET} \quad (4-2)$$

$$S_{j+1} = S_j + \frac{F_1 \frac{dF_2}{dW} - F_2 \frac{dF_1}{dW}}{DET} \quad (4-3)$$

avec :

$$F_1 = \frac{Z_{p(j-1)} - ZLE}{ZLE}$$

$$F_2 = \frac{Z_{i(j-1)} - ZLO}{ZLO}$$

$$\frac{dF_1}{dW} = \frac{Z_{p(j)} - Z_{p(j-1)}}{W_j - W_{j-1}}$$

$$\frac{dF_2}{dW} = \frac{Z_{i(j)} - Z_{i(j-1)}}{W_j - W_{j-1}}$$

$$\frac{dF_1}{dS} = \frac{Z_{pj} - Z_{p(j-1)}}{S_j - S_{j-1}}$$

$$\frac{dF_2}{dS} = \frac{Z_{ij} - Z_{i(j-1)}}{S_j - S_{j-1}}$$

$$DET = \frac{dF_1}{dW} \frac{dF_2}{dS} - \frac{dF_1}{dS} \frac{dF_2}{dW}$$

4-CALCUL DE LA LONGUEUR PHYSIQUE D'UNE LIGNE

Pour une onde qui se propage sa vitesse est :

$$U_p = f * \lambda_g$$

sachant que $\epsilon_{eff} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2$ on tire que :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4-4)$$

et par conséquent :

$$l = \frac{C * ALG}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{en mm}) \quad (4-5)$$

avec

$$ALG = \frac{\theta}{2\pi}$$

5-SUBROUTINES DE CALCUL

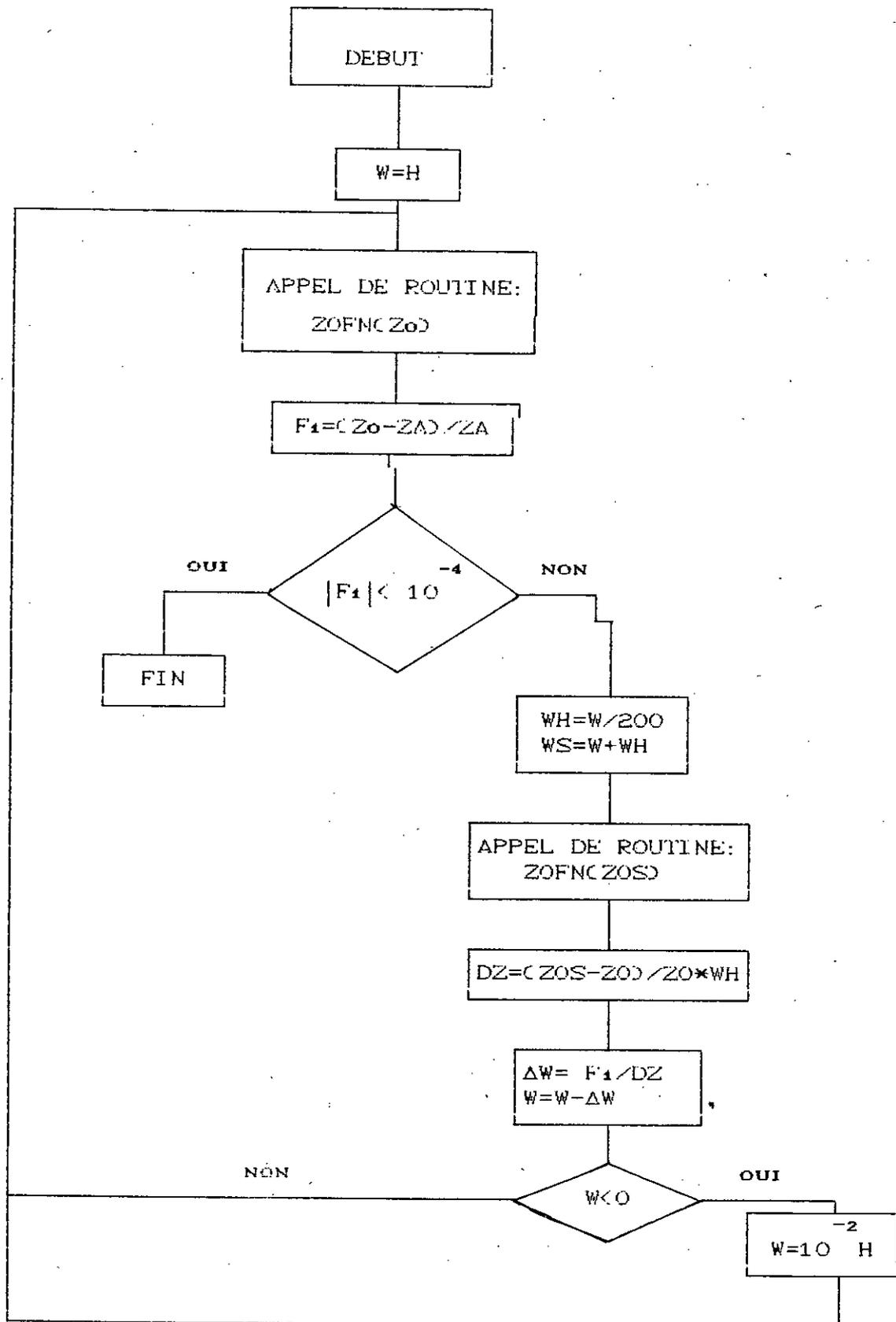
APROZN (W,H,EPS,F,ZA) : Routine d'approximation de W ,travaille suivant

la methode de Newton-Raphson modifiée .

Valeurs reçues : H(mm),EPS,F(Ghz),ZA(Ω) .

Valeur calculée : W(mm) .

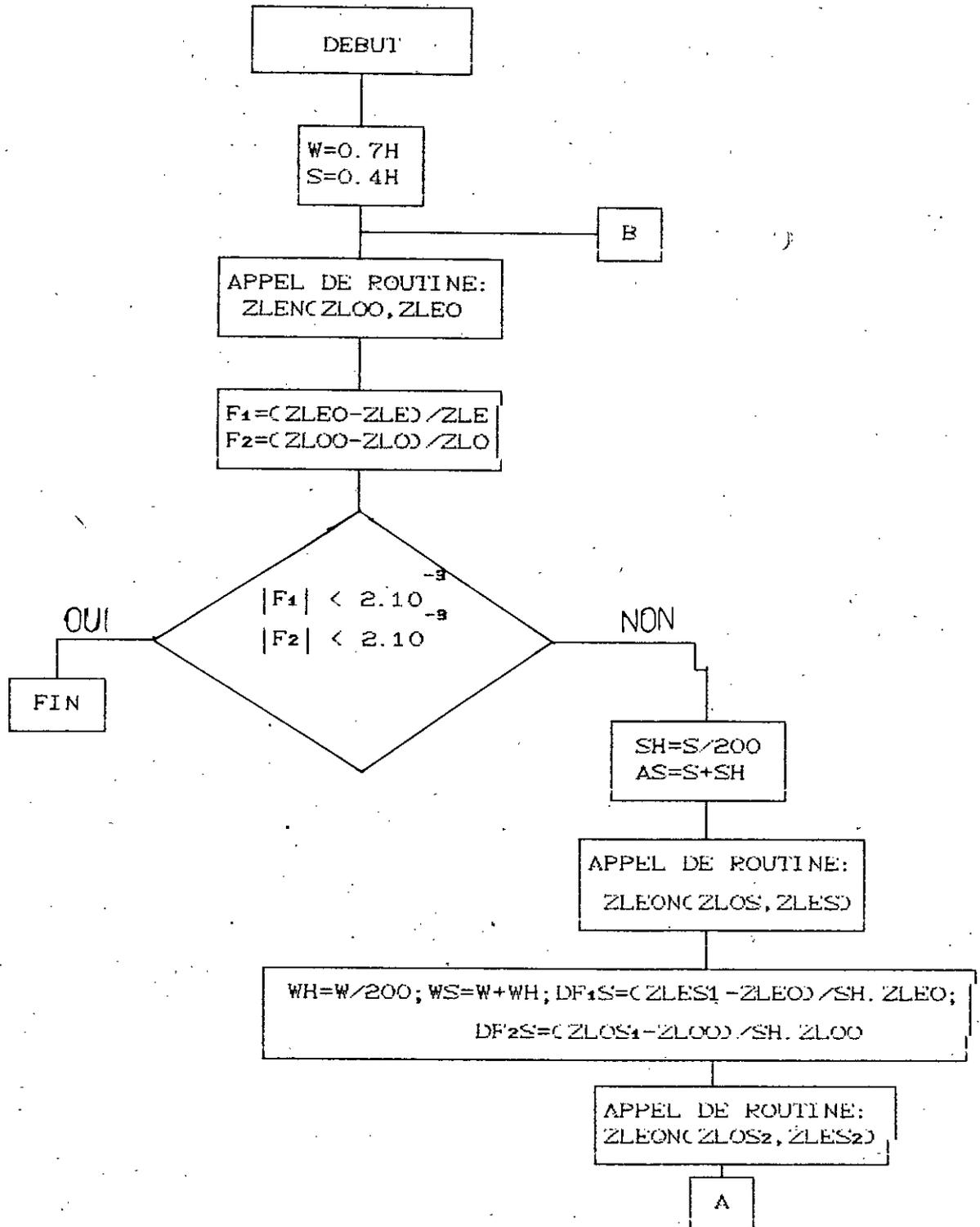
ORGANIGRAMME :

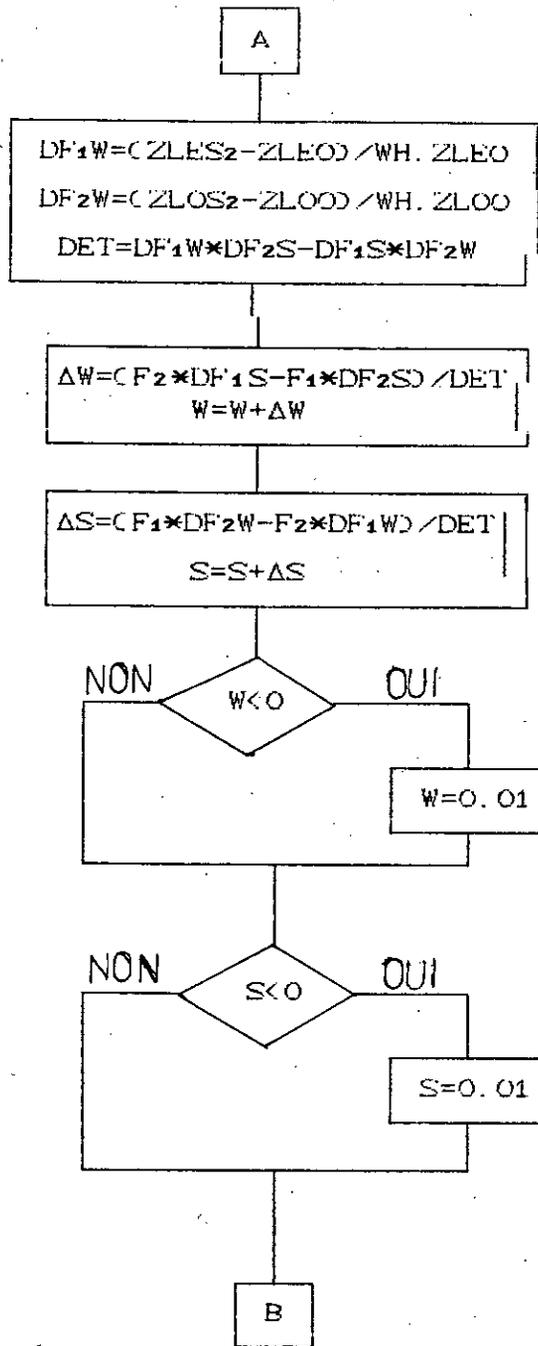


ZÉOO (H, EPS, F, ZLE, ZLO, W, S) : Routine d'approximation de W et S
travaille suivant la methode de Newton-Raphson modifiée.

Valeurs reçues : H(mm), EPS, F(Ghz), ZLE(Ω) , ZLO(Ω).

Valeurs calculées : W(mm), S(mm).





Chapitre 5

Discontinuités dans
les lignes
microrubans

1-INTRODUCTION

Une ligne microruban n'est jamais utilisée seule, elle est généralement insérée dans un circuit électrique, ce qui entraîne des changements brusques dans les dimensions du ruban. De tels changements:

- variation brusque de la largeur du ruban.
- coupure du ruban.

entraînent une accumulation locale d'énergie qui ne peut être que réactive (éléments sans pertes) [8].

2-DIFFERENTS TYPES DE DISCONTINUITES

2-1-DISCONTINUITES DUES A UNE RUPTURE DANS LE RUBAN

La figure-5-1 représente la discontinuité due à une coupure du microruban et son schéma électrique équivalent.

La capacité C_a traduit le transfert d'énergie entre les deux rubans, les capacités C_b caractérisent les champs aux bordures du plan de masse.

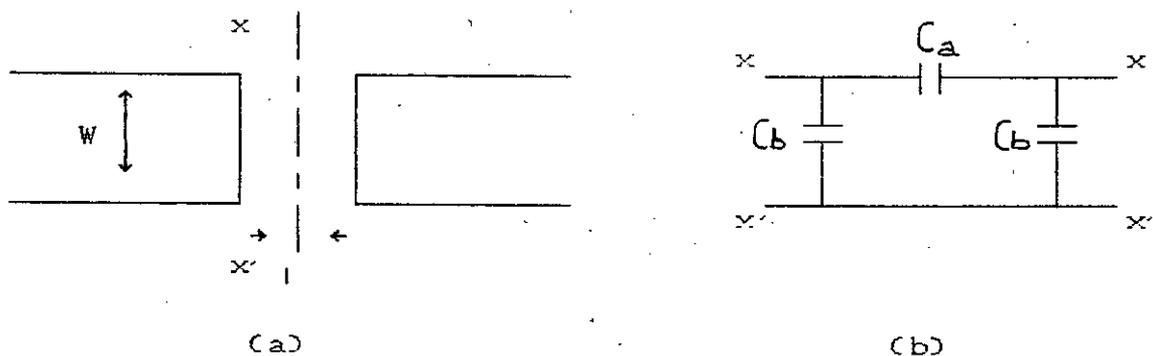


figure-5-1-a) coupure du ruban, b) schéma équivalent.

2-2-DISCONTINUITES EN BOUT DE LIGNE.

Il ya trois phénomènes associés au circuit ouvert:

-présence de champs marginaux s'étendant au delà de l'extrémité physique du ruban (fig-5-2-a).

-émission d'ondes de surface à partir de l'extrémité.

-rayonnement d'énergie à partir de l'extrémité.

La présence de champs marginaux peut être caractérisée par une capacité C_f en bout de ligne (fig-5-2-b) qui se traduit par une longueur supplémentaire Δl (fig-5-2-c).

La longueur Δl due à l'effet de bord en fonction de C_f , Z_c et ϵ_{eff} est assez simple à obtenir. La réactance d'entrée du bout de ligne supplémentaire est donnée par un résultat type d'une ligne terminée sur un circuit ouvert:

$$X = -jZ_c \cot(\beta \Delta l). \quad (5-1)$$

La réactance capacitive due à C_f est:

$$X_f = \frac{1}{j\omega C_f} \quad (5-2)$$

Pour réaliser l'équivalence on doit évaluer X à X_f ce qui donne:

$$\Delta l = \frac{c Z_c C_f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (5-3)$$

Une autre équation, qui demande moins de calculs par ordinateur que l'équation exacte (5-3) a été établie [14] et s'écrit:

$$\Delta l = h \left(\frac{\epsilon_r \epsilon_{eff}}{P_1} \right) \quad (5-4)$$

Le calcul des P_i est donné en annexe (A6).

Cette formule est d'une précision de 2.5% pour $\epsilon_r \leq 50$ et $0.01 \leq W/h \leq 100$.

L'erreur relative maximum de phase introduite par l'effet de bout de ligne [14] est:

$$F_{\beta l} = \frac{\Delta l}{1 + (1/\Delta l)} \quad (5-5)$$

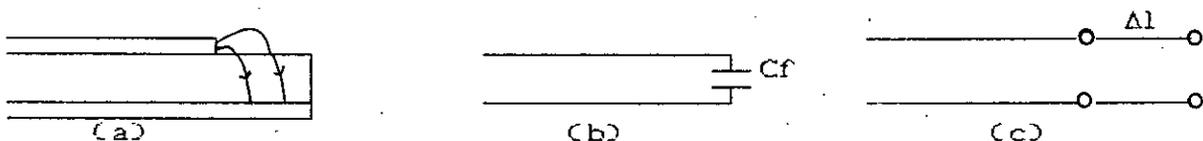


figure-5-3-Discontinuité en bout de ligne.

2-3-DISCONTINUITES DUES A UN SAUT D'IMPEDANCE

Un changement brusque dans la largeur du ruban (fig-5-4) conduit à un effet de discontinuité du champ qui se traduit par:

-l'augmentation du trajet du courant qui engendre une inductance L_s en série.

-le débordement des lignes de champ électrique qui engendre une capacité C_p en parallèle.

Cette discontinuité est généralement utilisée dans la conception des filtres passe-bas.

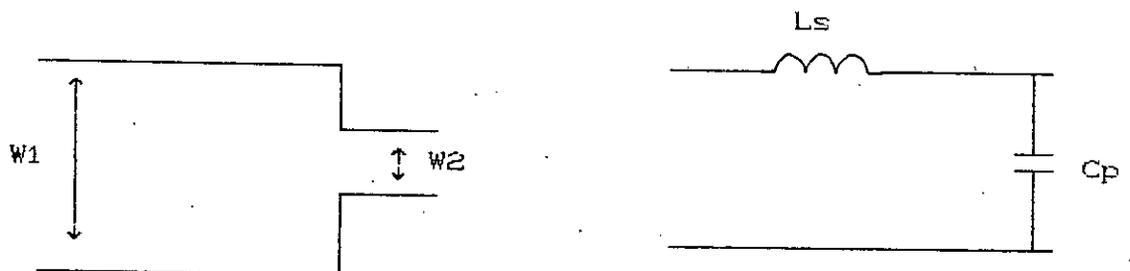


fig-5-4-Discontinuité due à un saut d'impédance.

L_s et C_p sont donnés par [16] :

$$L_s = \frac{2 Z_{c1} W_{eff1}}{\delta \pi f \lambda_1} \left[\ln \left(\left(\frac{1-a^2}{4a} \right) \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{\frac{(a+1/a)/2}{2}} \right) + 2 \frac{A+B+2D}{AB+D} + \left(\frac{W_{eff1}}{2\delta\lambda_1} \right)^2 \left(\frac{1-a}{1+a} \right)^{4a} \left(\frac{5a^2-1}{1-a} + \frac{4a^2D}{3A} \right)^2 \right] \quad (5-6)$$

$$\text{avec } A = \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{2a} \frac{1 + \sqrt{1 - [2W_{eff1}/\delta\lambda_1]^2}}{1 - \sqrt{1 - [2W_{eff1}/(\delta-\lambda_1)]^2}} - \frac{1+3a^2}{1-a^2}$$

$$B = \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{a/2} \frac{1 + \sqrt{1 - [2W_{eff2}/\delta\lambda_2]^2}}{1 + \sqrt{1 - [2W_{eff2}/\delta\lambda_2]^2}} + \frac{3+a^2}{1-a^2}$$

$$D = [4a / (1 - a^2)]^2$$

$$a = W_{eff1} / W_{eff2}$$

$\delta = 2$ pour un changement de longueur symétrique (notre cas).

$\delta = 1$ pour un changement asymétrique.

$$C_p = [(\sqrt{\epsilon_{eff1}} / (Z_{c1} C_0) - (\epsilon_0 \epsilon_r W_1 / h)) (W_1 - W_2)] / 2 \quad (5-7)$$

2-4-DISCONTINUITES DUES A UN CHANGEMENT DE DIRECTION (COUDE)

Un coude est généralement d'un angle droit de largeur uniforme (fig-5-5). Deux phénomènes sont associés au coude:

- une concentration des lignes de courant.
- un débordement des lignes de champ électrique.

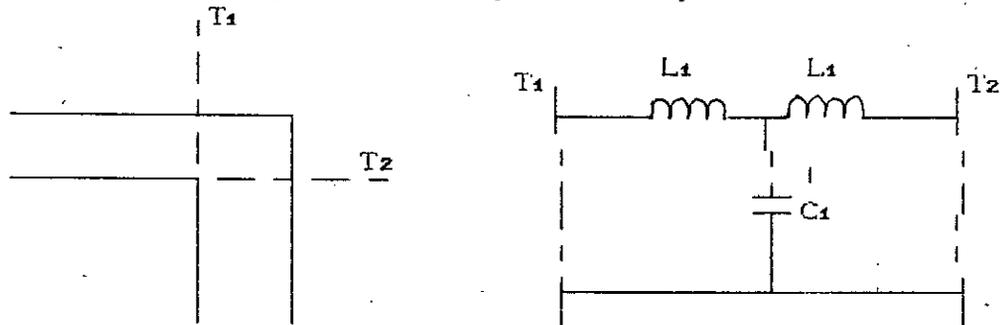


fig-5-5-

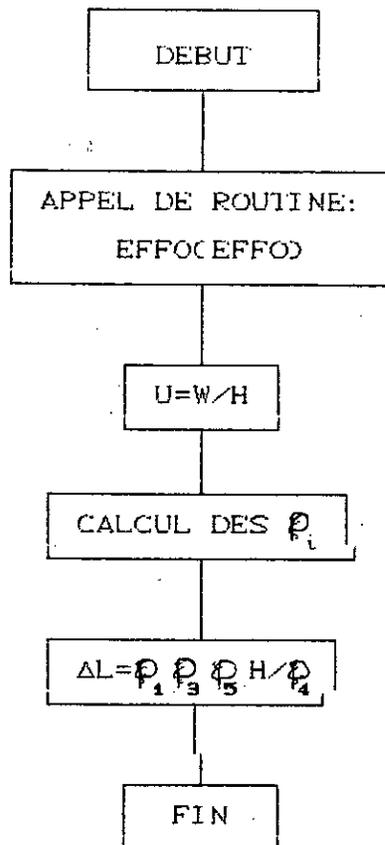
3-SUBROUTINES RELATIVES AUX DISCONTINUITES DANS LES LIGNES MICRORUBANS

DELTA (W,H,EPS,ΔL) : Routine qui détermine la longueur du tronçon de ligne.

Valeurs reçues: W(mm), H(mm), EPS.

Valeur calculée: ΔL(mm) (longueur équivalente de la discontinuité en bout de ligne)

ORGANIGRAMME:

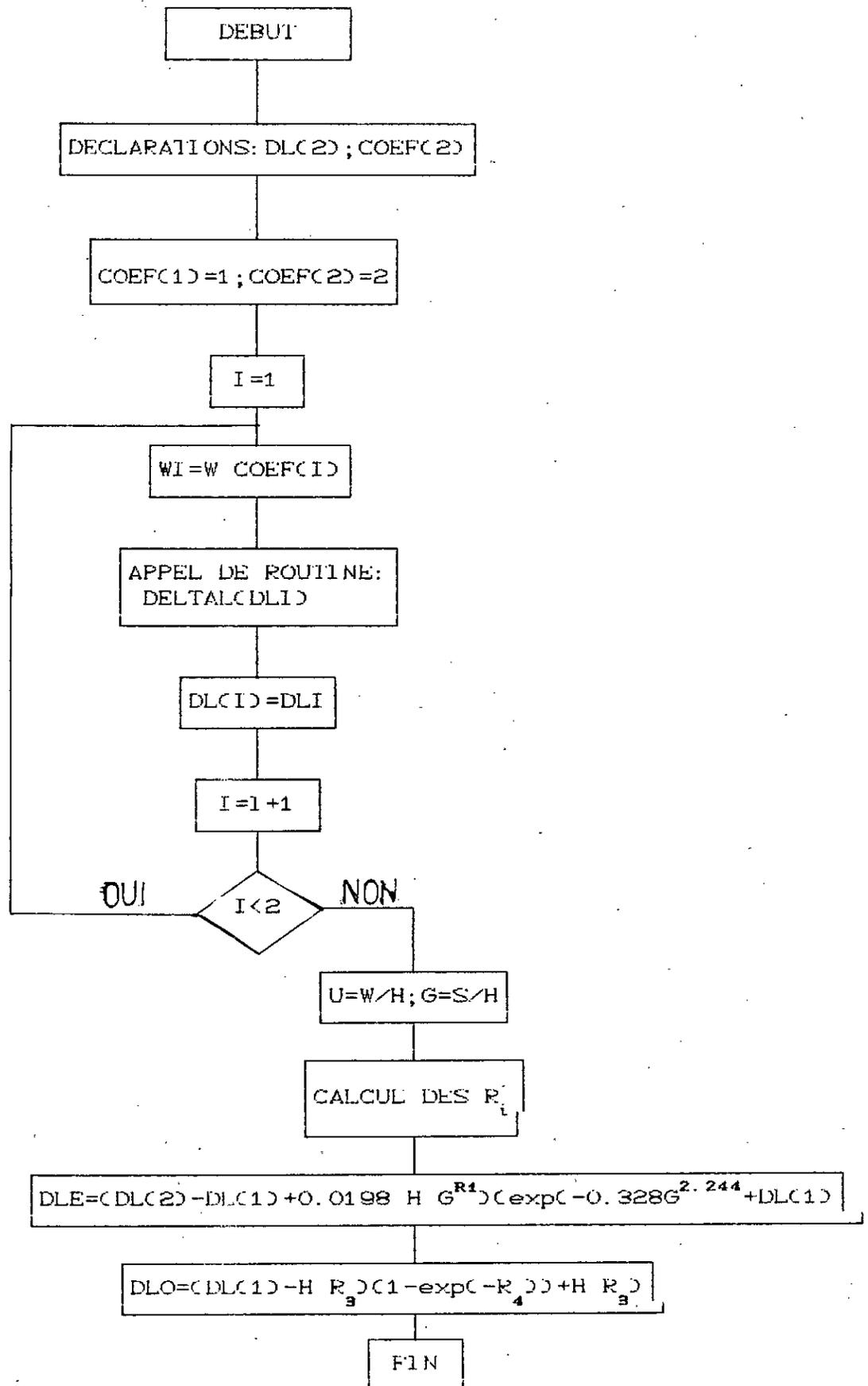


DLEO (W,H,EPS,S,DLE,DLO) : Routine qui calcule la valeur des discontinuités en mode pair et impair pour une ligne à deux microrubans couplés.

Valeurs reçues : W(mm), H(mm), EPS, S(mm).

Valeurs calculées: DLE(mm) (mode pair), DLO(mm) (mode impair).

ORGANIGRAMME:

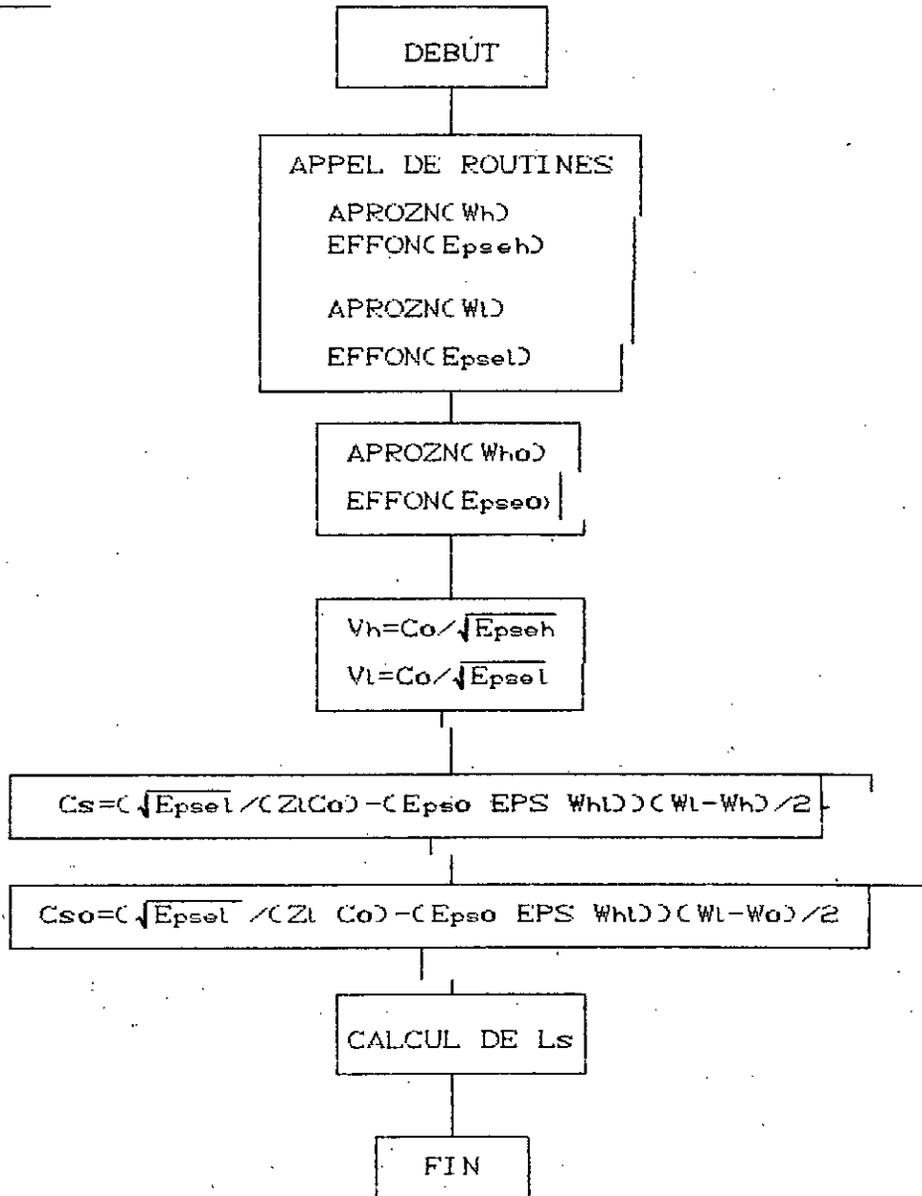


CALPAR (H, EPS, Fc, Zo, Zh, Wh, Wl, Vh, Vl, Cso, Cs, Ls): Routine qui calcule l'inductance et la capacité parasites dues au saut d'impédance.

Valeurs reçues: H(mm), EPS, Fc(Ghz), Zo(Ω), Zh(Ω) (impédance du tronçon haute impédance), Zl(Ω) (impédance du tronçon basse impédance).

Valeurs calculées: Cso (capacité parasite ligne d'entrée-ligne basse impédance), Cs (capacité parasite du saut d'impédance), Ls (inductance parasite du saut d'impédance):

ORGANIGRAMME:



Chapitre 6

Applications

1-CALCUL DES PARAMETRES D'UNE LIGNE

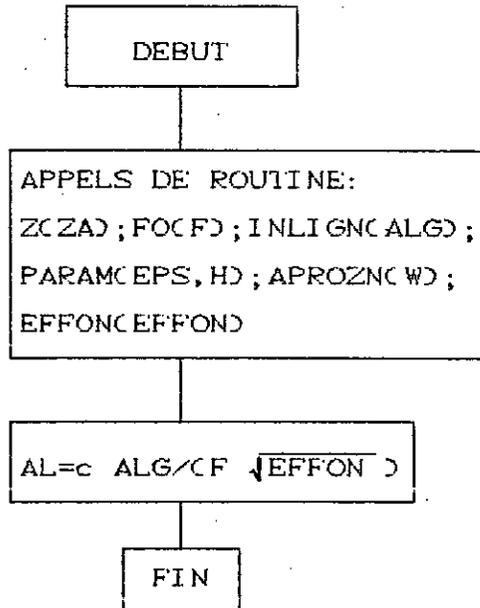
Pour la conception des circuits intégrés microondes ,on a toujours besoin de calculer les paramètres d'une ligne pour une application quelconque (liaison entre les composants ,alimentation ,tronçons de lignes ...etc).

LIGNE (W,H,EPS,F,ZA,AL,ALG):Routine principale qui calcule la longueur physique d'une ligne microruban de longueur électrique et d'impédance données.

Valeurs reçues: H(mm), EPS, F(Ghz), ZAC(Ω), ALG.

Valeurs calculées: AL(mm), W(mm).

ORGANIGRAMME:

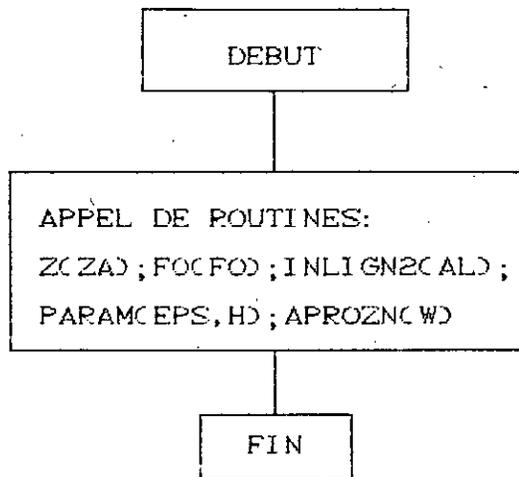


LIGNE2 (W,H,EPS,F,ZA,AL):Routine qui calcule W d'une ligne microruban de longueur physique et d'impédance données.

Valeurs reçues : H(mm), EPS, F(Ghz), ZAC(Ω), AL(mm).

Valeur calculée: W(mm).

ORGANIGRAMME :



2-CALCUL DES PARAMETRES D'UN STUB

Un stub est un tronçon de ligne ouvert (ou court-circuité) à son extrémité et qui est placé à une distance bien déterminée de la charge afin d'adapter celle-ci à la source.

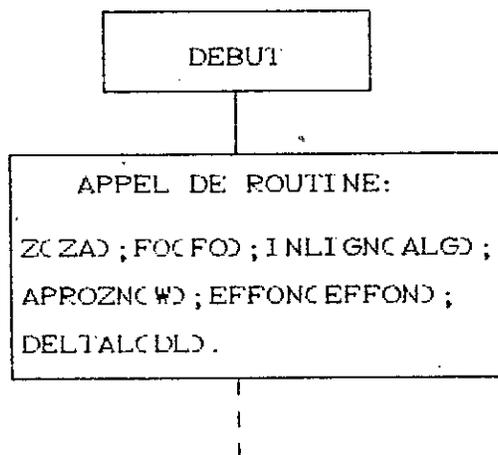
Pour l'adaptation à large bande on utilise souvent plusieurs stubs séparés par une distance d fixe et on agit sur la longueur des stubs pour réaliser l'adaptation.

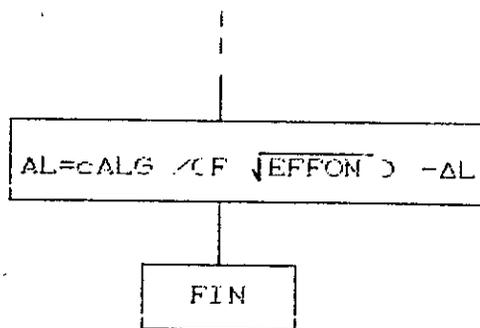
STUB(W, H, EPS, ZA, F, ALG, ALD): Routine qui calcule la longueur physique d'un stub de longueur électrique et d'impédances données.

Valeurs reçues: H (mm), EPS , Z_A (Ω), ALG (mm).

Valeurs calculées: W (mm), ALD (mm).

ORGANIGRAMME :



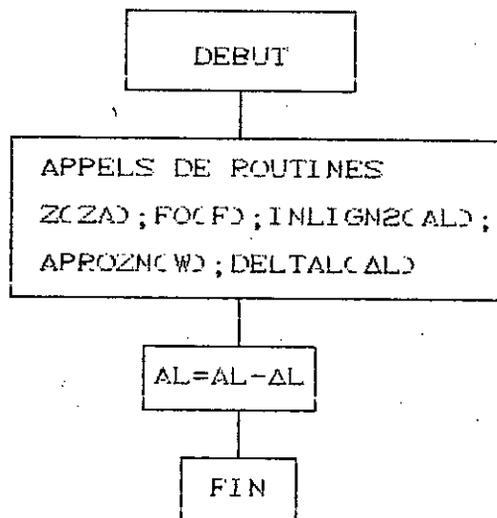


STUB2(W,H,EPS,ZA,F,AL,ALC): Routine qui corrige la longueur physique donnée d'un stub et calcule sa largeur.

Valeurs reçues: H(mm), EPS, Z(Ω), F(Ghz), ALC(mm).

Valeurs calculées: W(mm), ALC(mm).

ORGANIGRAMME :



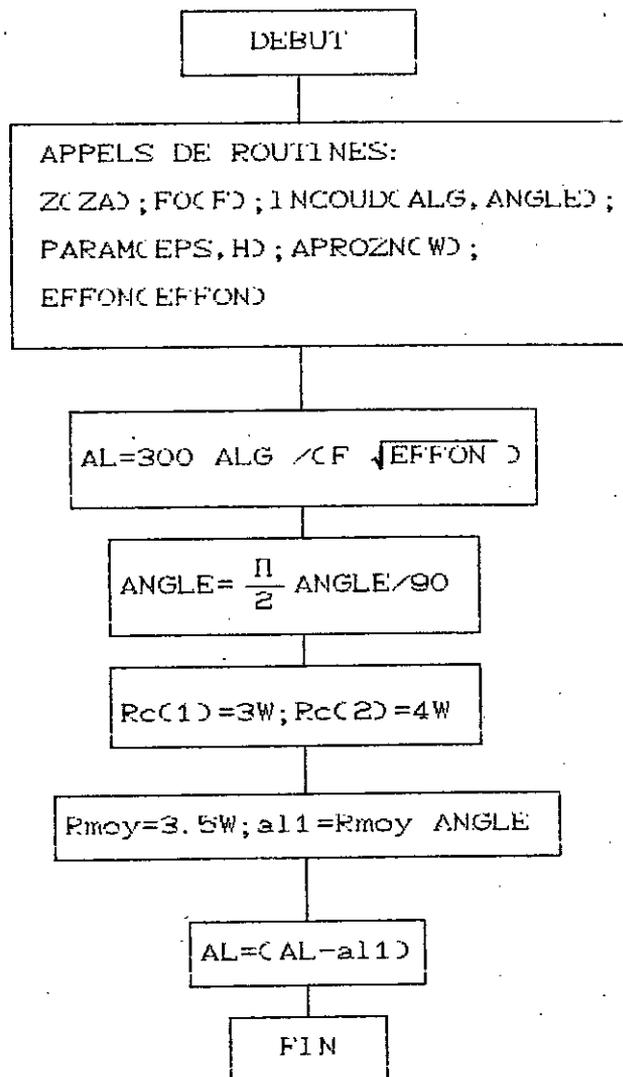
3-CALCUL D'UN COUDE

COUDE(W,H,EPS,ZA,F,ALG,ANGLE): Routine qui détermine la longueur physique d'un coude de longueur électrique, d'angle et d'impédance donnés.

Valeurs reçues: H(mm), EPS, F(Ghz), Z(Ω), ALG, ANGLE(°).

Valeurs calculées: ALC(mm), W(mm), Rc(mm), ANGLE

ORGANIGRAMME:

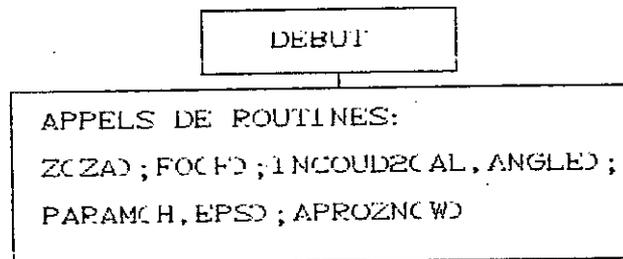


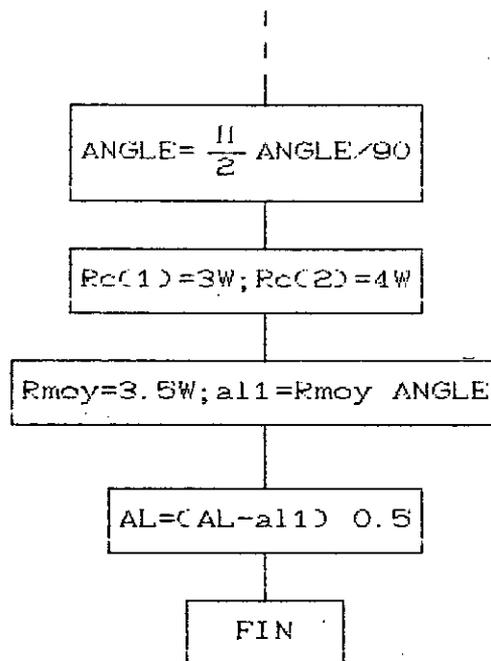
COUDEZ(W, H, EPS, ZA, F, AL, ANGLE): Routine qui calcule les dimensions d'un coude de longueur physique d'angle et d'impédance donnés.

Valeurs reçues: H(mm), EPS, ZC(Ω), F(Ghz), AL(mm), ANGLE(°).

Valeurs calculées: AL(mm), W(mm), Rc(mm) (rayons du coude), ANGLE.

ORGANIGRAMME:





4-CALCUL DES PARAMETRES D'UN TRANSFORMATEUR D'IMPEDANCES

Les transformateurs d'impédances sont généralement utilisés pour la connexion entre deux lignes d'impédances caractéristiques différentes, tout en gardant un TOS minimum.

La méthode de conception, utilisée dans le programme a pour but d'optimiser la structure d'un transformateur d'impédances.

Cette structure, consiste en une succession de tronçons de lignes, d'impédances caractéristiques Z_i différentes et de longueurs électriques égales à $\lambda_g/4$. (fig-6-1).

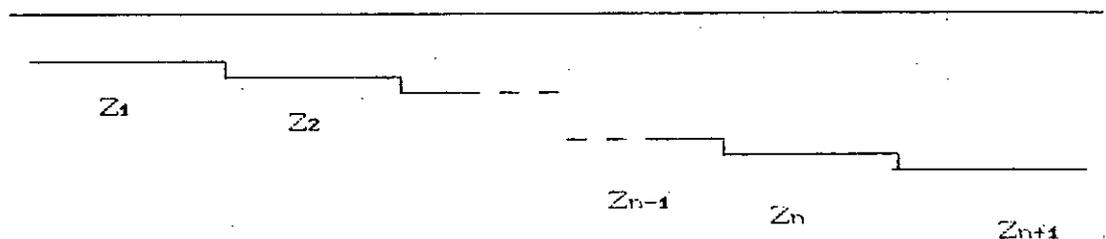


fig-6-1-structure d'un transformateur à étages

4-1-CALCUL DES IMPEDANCES DU TRANSFORMATEUR

Le rapport entre deux impédances successives est calculé de façon à avoir une largeur de bande maximum pour un TOS donné et inversement ,un TOS minimum pour une largeur de bande donnée.

Une relation pour la détermination du TOS a été développée par Rolf [3]:

$$S = 1 + \ln \left[\frac{Z_{n+1}}{Z_1} \right] \frac{T_{n-1} \left[\frac{\cos(\phi)}{\cos(\phi_1)} \right]}{T_{n-1} \left[\frac{1}{\cos(\phi_1)} \right]} \quad (6-1)$$

où ϕ_1 est la longueur électrique des tronçons et $T_n(x)$ est le polynôme de Tchebycheff de degré n .

Pour avoir le TOS ainsi défini ,le rapport entre les coefficients de réflexion de deux tronçons successifs doit satisfaire à la condition suivante:

$$\frac{\Gamma_{i+1}}{\Gamma_i} = \frac{a_{i+1}}{a_i} \quad (6-2)$$

Les a_i sont calculés à partir du nombre de tronçons et de la bande de fréquences voulue.

Pour la simplification des calculs on utilise l'approximation du coefficient de réflexion faite par Hansen [3]:

$$\Gamma_m = \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{m+1}}{Z_m} \quad \text{pour } \Gamma_m < \frac{1}{2} \quad (6-3)$$

Le rapport entre les impédances de deux tronçons successifs est donné en fonction du rapport entre la haute impédance (Z_{m+1}) et la basse impédance (Z_1) du transformateur:

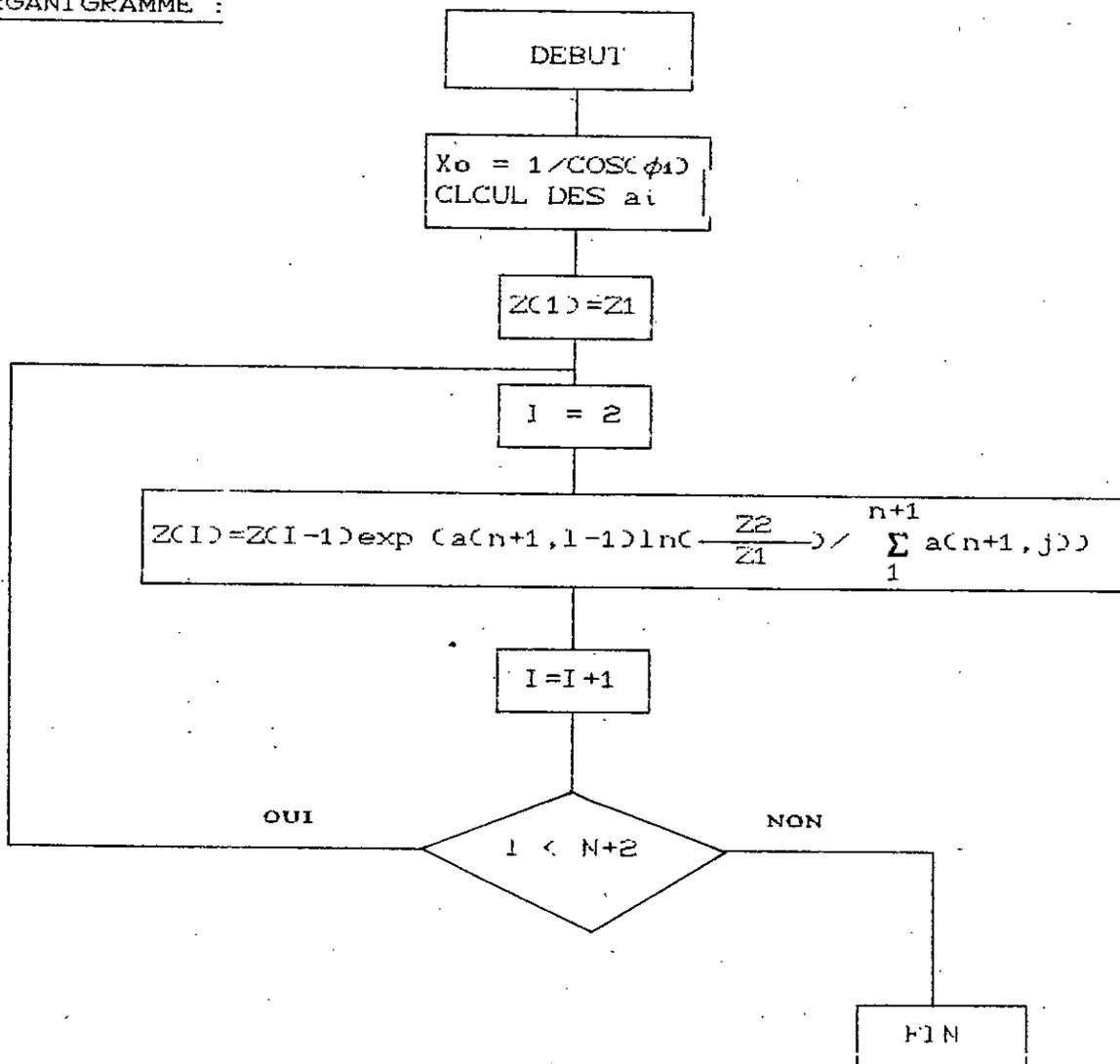
$$\ln \frac{Z_{m-1}}{Z_m} = \frac{a_m \ln \frac{Z_{m+1}}{Z_1}}{a_1 + a_2 + \dots + a_n} \quad (6-4)$$

TANS (F1, F2, Z1, Z2, N): Routine qui calcule les impédances des tronçons du transformateur d'impédances .

Valeurs reçues : F1 (fréquence inférieure de la bande Ghz), F2 (fréquence supérieure de la bande Ghz), Z1 (impédance inférieure Ω), Z2 (impédance supérieure Ω)

Valeurs calculées: Z(i) i=1, n+2 (Ω).

ORGANIGRAMME :



4-2-CALCUL DU NOMBRE DE TRONÇONS DU TRANSFORMATEUR

Soit le facteur ε défini comme suit:

$$\varepsilon = \frac{P_{disp}}{P_l} - 1 \quad (6-5)$$

P_{disp} : puissance disponible au niveau du générateur.

P_l : puissance réellement délivrée à la charge.

Pour un transformateur d'impédances formé de n tronçons de longueurs $\lambda/4$, ε est donné par:

$$\varepsilon = \frac{(R-1)^2}{4R} (\cos(\theta))^{2n} = \varepsilon_a (\cos(\theta))^{2n} \quad (6-6)$$

avec

$$\theta = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \quad \text{et} \quad R = \frac{Z_{n+1}}{Z_1}$$

et

$$\varepsilon_a = \varepsilon_{max} = \frac{(R-1)^2}{4R}$$

On définit

$$W_q = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad , \text{largeur de bande normalisée.}$$

$f_0 = (f_1 + f_2)/2$, fréquence centrale.

Pour un transformateur de Tchebycheff on a:

$$\varepsilon = \frac{(R-1)}{4R} \frac{T_n^2(\cos(\theta/\mu_0))}{T_n^2(1/\mu_0)} \quad (6-7)$$

avec

$$\mu_0 = \sin\left(\frac{\pi W_q}{4}\right)$$

Pour ce même transformateur on a:

$$\varepsilon_{max} = \frac{(R-1)^2}{4R} \frac{1}{T_n^2(1/\mu_0)} \quad (6-8)$$

d'où on peut écrire :

$$\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon_r} = T_n^2\left(\frac{1}{\mu_0}\right) \quad (6-9)$$

ε_r peut être exprimé en fonction du TOS maximum V_r dans la bande passante comme suit:

$$\epsilon_r = \frac{(V_r - 1)^2}{4V_r} \quad (6-10)$$

Pour calculer le nombre de tronçons du transformateur on procède comme suit:

-ayant Z_{max} et Z_{min} on calcule $\epsilon_a(R)$.

-ayant V_r on calcule $\epsilon_r(V_r)$.

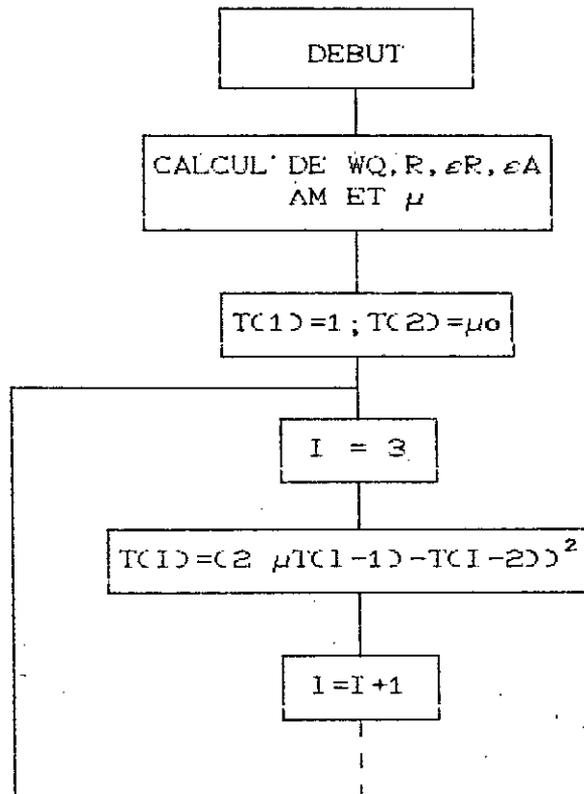
-ayant μ_0 on calcule les $T_i^2(1/\mu_0)$ qu'on compare à chaque fois avec le rapport $\frac{\epsilon_a}{\epsilon_r}$ et dès que $T_i^2(1/\mu_0)$ devient plus grand que $\frac{\epsilon_a}{\epsilon_r}$ on arrête l'opération et on prend comme valeur : $n = i-1$.

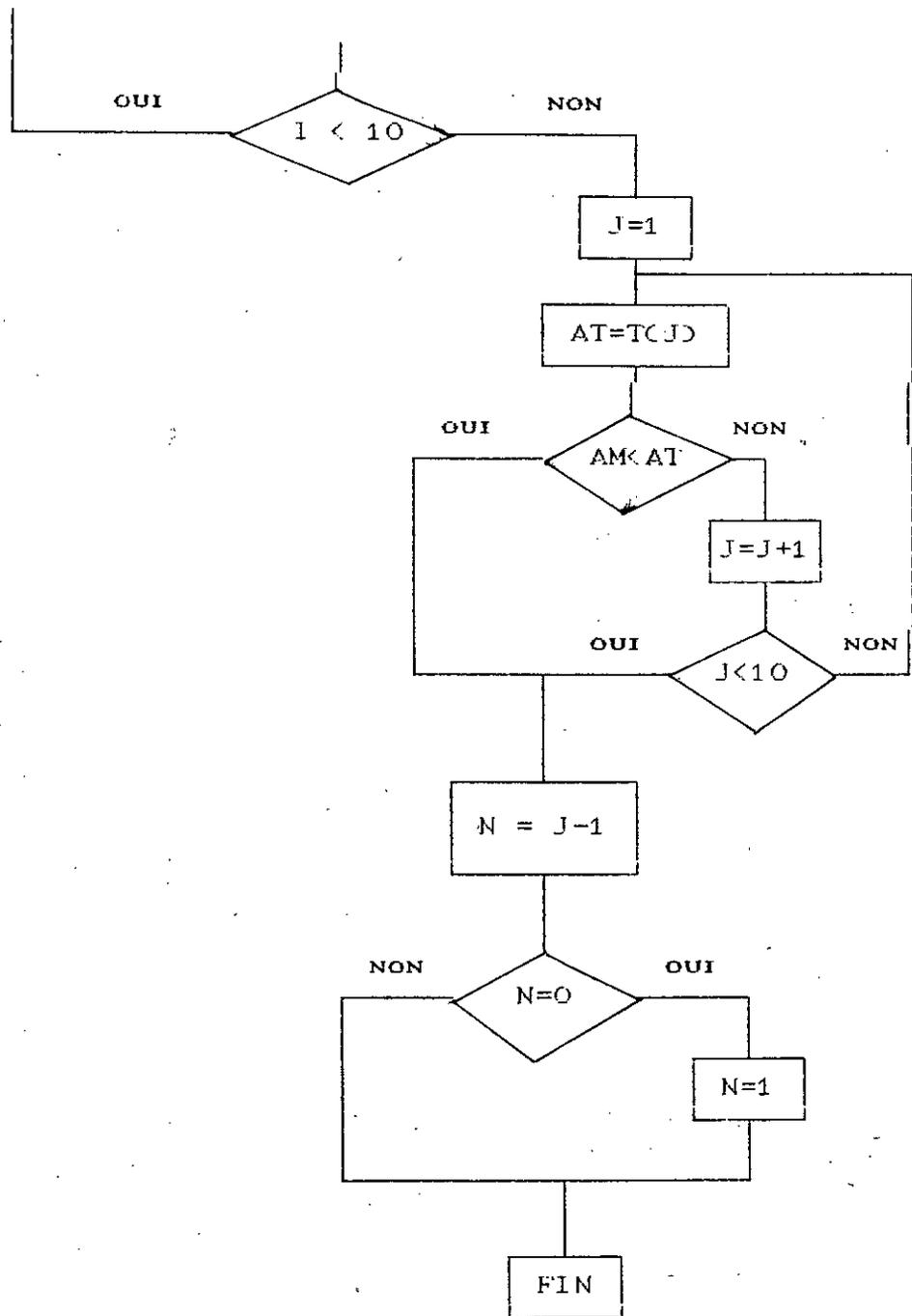
APROXN (FMIN, FMAX, ZMIN, ZMAX, TOS, ND): Routine d'approximation du nombre des tronçons d'un transformateur d'impédances.

Valeurs reçues: FMIN (fréquence minimum de la bande Ghz), FMAX (fréquence maximum de la bande Ghz), ZMIN (impédance minimum Ω), ZMAX (impédance maximum Ω), TOS.

Valeur calculée: n

ORGANIGRAMME :



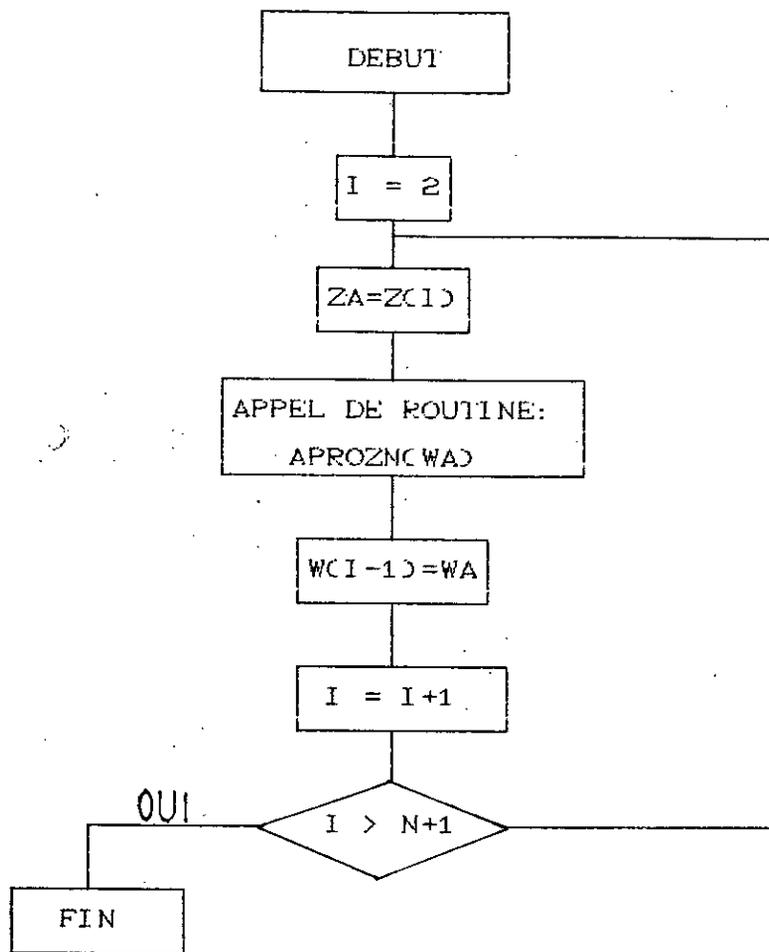


LARGET (H, EPS, F, Z, N, W): Routine de calcul des largeurs des tronçons du transformateur d'impédances.

Valeurs reçues: H(mm), EPS, F(GHz), N, Zi(i=1, n+1).

Valeurs calculées: Wi, i=1, n largeurs des tronçons.

ORGANIGRAMME :

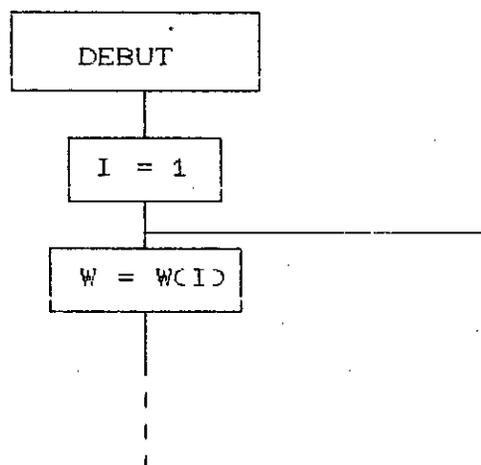


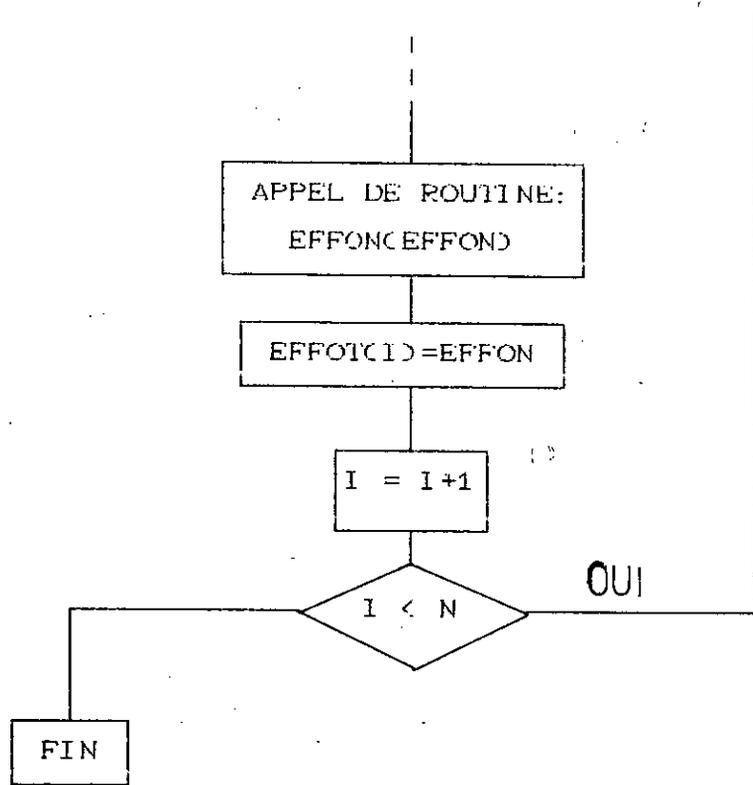
EFFOT(W, H, EPS, F, N, EFFOT): Routine qui calcule les valeurs des permittivités effectives des tronçons du transformateur.

Valeurs reçues: H(mm), EPS, F(Ghz), N.

Valeurs calculées: EFFOT(I) i=1, N.

ORGANIGRAMME:



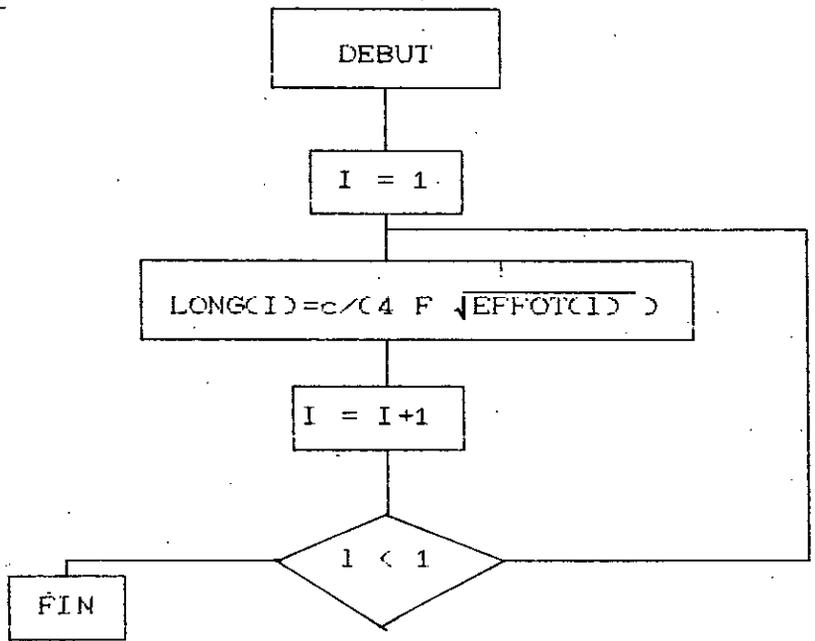


LONGUECLONG, EFFOT, F, ND: Routine qui calcule la longueur des tronçons du transformateur.

Valeurs reçues : EFFOT(I), F (Ghz), N

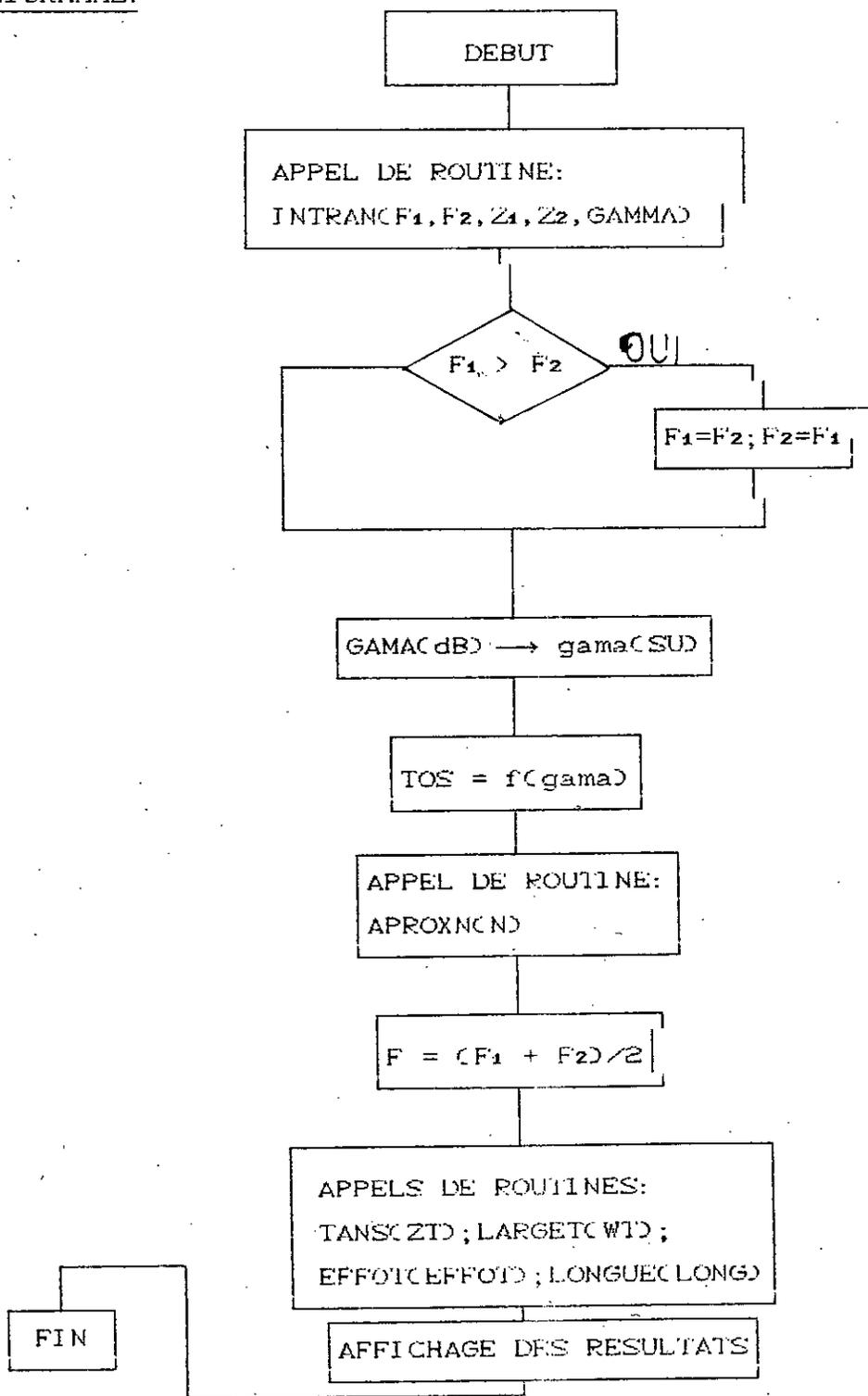
Valeurs calculées: LONG(I) longueurs des tronçons du transformateur.

ORGANIGRAMME:



TRANS : Principale du calcul d'un transformateur, fait appel aux différentes sous-routines de calcul afin d'obtenir les longueurs, les largeurs, les impédances et le nombre des tronçons du transformateur.

ORGANIGRAMME:



Chapitre 7

Presentation du
logiciel

PROGRAMME DE CALCUL DES LIGNES

LIGNE: Calcule la longueur physique ainsi que la largeur du ruban, d'une ligne d'impédance donnée et de longueur électrique voulue..

Touche de selection F3

LIGNE2: Calcule la longueur physique ainsi que la largeur du ruban, d'une ligne d'impédance donnée et de longueur physique voulue.

Touche de selection F4

Taper ALT-X pour sortir..

PTIONS- COUDE

COUPLEUR

FILTRE

LIGNE

STUB

TRANSFO

Escape

PROGRAMME DE CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR

TRANSFO: Calcule le nombre , les impedances,
les longueurs et les largeurs des
tronçons d'un transformateur d'impé-
dances pour une bande de frequences
desirée.

Taper F7 pour exécuter

Taper ALT-X pour sortir..

PROGRAMME DE CALCUL DES STUBS

STUB: calcule les dimensions physiques d'un STUB
d'impedance donne
partir de ses dimensions electriques
Touche de selection F5

STUB2: corrige la longueur physique d'un STUB
d'impedance donne
et calcule sa largeur
Touche de selection F6

Taper ALT-X pour sortir..

Conclusion

Le logiciel élaboré permet à l'utilisateur de faire la conception des circuits intégrés microondes à base de la ligne microruban.

Son menu varié lui donne une certaine souplesse dans son utilisation.

Les expressions des paramètres de conception introduites dans le logiciel sont utilisables dans une assez large fourchette de ϵ_r , U et G et ceci pour des fréquences pouvant aller jusqu'à 30 GHz et avec une précision assez élevée. Tout ceci permet à l'utilisateur de travailler à son aise.

L'inconvénient présenté par le logiciel est le fait d'utiliser l'écran comme unité de sortie, il aurait été plus agréable d'utiliser une table traçante ce qui aurait permis à l'utilisateur d'avoir directement le masque du circuit, mais nous avons été limités par la non disponibilité d'une telle table à l'école.

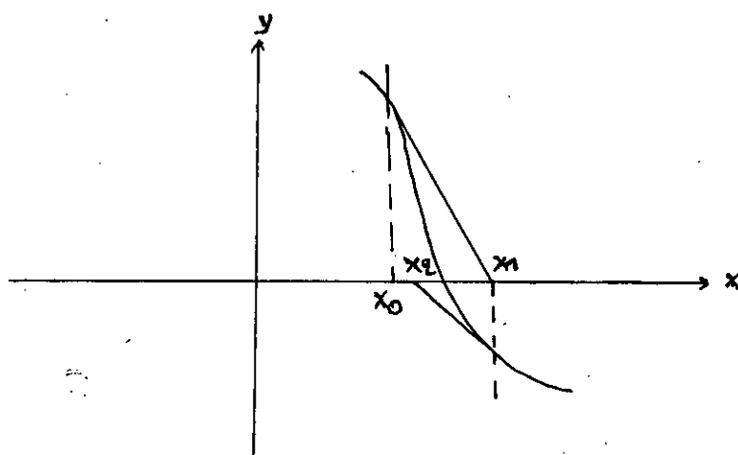
La documentation utilisée date des années 80 (85 la plus récente), une documentation plus récente reste inexistante à l'école, ce qui montre que le travail pourra être repris et amélioré avec une documentation plus récente.

i

Nous souhaitons que notre travail soit repris avec une documentation plus récente et à la base d'une table traçante.

Annexe

1-Résolution d'une équation non linéaire à une inconnue [15]



Etant donné x_0 , on a $f(x_0)$ d'où x_1 puis $f(x_1)$ d'où x_2 etc...

Pour obtenir x_1 on a:

$$y = f(x_0) + (x - x_0)f'(x_0) + \dots$$

x_1 est tel que $y = f(x_k) \Rightarrow f(x_k) - f(x_0) = (x_1 - x_0) f'(x_0)$

$$x_1 = x_0 - \frac{f(x_0) - f(x_k)}{f'(x_0)}$$

De la même manière on a:

$$x_2 = x_1 - \frac{f(x_1) - f(x_k)}{f'(x_1)}$$

et ainsi de suite:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n) - f(x_k)}{f'(x_n)}$$

L'algorithme se termine lorsque $x_{n-1} - x_n \leq \varepsilon$

Mais cela ne garanti pas une précision ε sur x_r , pour que la précision sur x_r soit ε il faut que $x_{n+1} - x_n \leq \frac{\varepsilon}{10}$

Dans le cas où la fonction est donnée par des valeurs numériques on utilise la forme suivante de la dérivée.

$$f'(x_n) = \frac{f(x_n) - f(x_{n-1})}{x_n - x_{n-1}}$$

2-Résolution d'un système de deux équations à deux inconnues

Soit deux fonctions $f(x,y)$ et $g(x,y)$. On se propose à résoudre le système $f(x,y)=0$ et $g(x,y)=0$ à l'aide de la méthode de Newton-Raphson.

Soit le couple (x_0, y_0) tel que :

$$x = x_0 + \Delta x \quad \text{et} \quad y = y_0 + \Delta y$$

$$(1) \quad \begin{cases} f(x,y) = f(x_0, y_0) + \Delta x f'_{x_0} + \Delta y f'_{y_0} \\ g(x,y) = g(x_0, y_0) + \Delta x g'_{x_0} + \Delta y g'_{y_0} \end{cases} \quad (A1-1)$$

Les deux inconnues du système sont donc Δx et Δy . La solution est :

$$(2) \quad \begin{cases} \Delta x = (g_0 f'_{y_0} - f_0 g'_{y_0}) / (f'_{x_0} g'_{y_0} - g'_{x_0} f'_{y_0}) \\ \Delta y = (f_0 g'_{x_0} - g_0 f'_{x_0}) / (f'_{x_0} g'_{y_0} - g'_{x_0} f'_{y_0}) \end{cases} \quad (A1-2)$$

Dans le cas où $f(x,y) \neq 0$ et $g(x,y) \neq 0$ on remplace f_0 par $f_0 - f$ et g_0 par $g_0 - g$.

$g_0 = g(x_0, y_0)$ et $f_0 = f(x_0, y_0)$.

Dans le cas où il nous est impossible de calculer la dérivée, on utilise les formules suivantes :

$$\begin{aligned} f'_{x_1} &= \frac{f_{x_1} - f_{x_0}}{x_1 - x_0} & f'_{y_1} &= \frac{f_{y_1} - f_{y_0}}{y_1 - y_0} \\ g'_{x_1} &= \frac{g_{x_1} - g_{x_0}}{x_1 - x_0} & g'_{y_1} &= \frac{g_{y_1} - g_{y_0}}{y_1 - y_0} \end{aligned} \quad (A1-3)$$

finalement la solution s'écrit :

$$\begin{cases} \Delta x_{n+1} = ((g_n - g) \frac{f_n - f_{n-1}}{\Delta y_n} - (f_n - f) \frac{g_n - g_{n-1}}{\Delta y_n}) / \det \\ \Delta y_{n+1} = ((f_n - f) \frac{g_n - g_{n-1}}{\Delta x_n} - (g_n - g) \frac{f_n - f_{n-1}}{\Delta x_n}) / \det \end{cases} \quad (A1-4)$$

avec

$$\det = \frac{f_n - f_{n-1}}{\Delta x_n} \frac{g_n - g_{n-1}}{\Delta y_n} - \frac{f_n - f_{n-1}}{\Delta y_n} \frac{g_n - g_{n-1}}{\Delta x_n}$$

ANNEXE-2-CALCUL DES P_i

$$P_1 = 0.27488 + [0.6315 + 0.525(1+0.157 fh)^{20}]u - 0.065683 \exp(-8.7513u)$$

$$P_2 = 0.33622[1 - \exp(-0.03442 \varepsilon_r)]$$

$$P_3 = 0.0363 \exp(-4.6u) (1 - \exp[-fh/3.87^{4.97}])$$

$$P_4 = 1 + 2.751 (1 - \exp(-(\varepsilon_r / 15.916)^8))$$

$$P_5 = 0.334 \exp(-3.3(\varepsilon_r/15)^3) + 0.746$$

$$P_6 = P_5 \exp(-(fn/18)^{0.368})$$

$$P_8 = 0.7168(1 + 1.076/(1 + 0.0576(\varepsilon_r - 1)))$$

$$P_9 = P_8 - 0.7923(1 - \exp(-(fn/20)^{1.424})) \arctan(2.481(\varepsilon_r/8)^{0.946})$$

$$P_{10} = 0.242 (\varepsilon_r - 1)^{0.55}$$

$$P_{11} = 0.6366(\exp(-0.3401fn) - 1) \arctan(1.263(u/3)^{1.629})$$

$$P_{12} = P_9 + (1 - P_9)/(1 + 1.183u^{1.376})$$

$$P_{13} = 1.695 P_{10}/(0.414 + 1.605 P_{10})$$

$$P_{14} = 0.8928 + 0.1072(1 - \exp(-0.42(fn/20)^{3.215}))$$

$$P_{15} = \text{abs}(1 - 0.8928(1 + P_{11})P_{12} \exp(-P_{13} g^{1.092})/P_{14})$$

ANNEXE-3-CALCUL DES R_i

$$R_1 = 0.03981 \varepsilon_r^{1.4}$$

$$R_2 = 0.267 u^{7.0}$$

$$R_3 = 4.766 \exp(-3.228 u^{0.64})$$

$$R_4 = 0.016 + (0.0514 \varepsilon_r)^{4.524}$$

$$R_5 = (fn/28.843)^{12}$$

$$R_6 = 22.20 u^{1.92}$$

$$R_7 = 1.206 - 0.3144 \exp(-R_1)[1 - \exp(-R_2)]$$

$$R_8 = 1 + 1.275 (1 - \exp[-0.004625 R_3 \varepsilon_r^{1.674} (fn/18.365)^{2.745}])$$

$$R_9 = 5.086 R_4 \frac{R_5}{0.3838 + 0.386R_4} \frac{\exp(-R_6)}{1 + 1.2992R_5} \frac{(\varepsilon_r - 6)}{1 + 10(\varepsilon_r - 1)^6}$$

$$R_{10} = 0.00044 \varepsilon_r^{2.136} + 0.0184$$

$$R_{11} = (fn/19.47)^6 / (0.0962(fn/19.47)^6)$$

$$R_{12} = 1 / (1 + 0.00245 u^2)$$

$$R_{13} = 0.9408 \varepsilon_{eff} (fn)^{R_1} - 0.9603$$

$$R_{14} = (0.9408 - R_9) \varepsilon_{eff} (f)^{R_8} - 0.603$$

$$R_{15} = 0.707 R_{10} (fn/12.3)^{1.097}$$

$$R_{16} = 1 + 0.0503 \varepsilon_r^2 R_{11} (1 - \exp[-(cu/15)^6])$$

$$R_{17} = R_7 [1 - 1.1241 \frac{R_{12}}{R_{16}} \exp(-0.026 fn^{1.15656} - R_{15})]$$

ANNEXE-4-CALCUL DES Q_i

$$Q_1 = 0.8695 u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519 g + 0.189 g^{2.91}$$

$$Q_3 = 0.1995 + (16.6 + (8.4/g)^6)^{-0.387} + \ln(g^{10} / (1 + (g/3.4)^{10})) / 241$$

$$Q_4 = (2Q_1/Q_2) (\exp(-g) u^{Q_3} + (2 - \exp(-g)) u^{-Q_3})^{-1}$$

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln(1 + 0.638 / (g + 0.517g^{2.43}))$$

$$Q_6 = 0.2305 + \ln(g^{10} / (1 + (g/5.8)^{10})) / 281.3 + \ln(1 + 0.598g^{1.154}) / 6.1$$

$$Q_7 = (10 + 19(g^2)) / (1 + 82.3g^3)$$

$$Q_8 = \exp(-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g/0.15)^5)$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) (Q_8 + 1/16.5)$$

$$Q_{10} = Q_2^{-1} (Q_2 Q_4 - Q_5 \exp(\ln(u) Q_6 u^{-Q_9}))$$

$$Q_{11} = 0.893 (1 - 0.3 / (1 + 0.7(\varepsilon_r - 1)))$$

$$Q_{12} = 2.121 ((fn/20)^{4.91} / (1 + Q_{11}(fn/20)^{4.91})) \exp(-2.87g) g^{0.902}$$

$$Q_{13} = 1 + 0.038(\varepsilon_r/8)^{5.1}$$

$$Q_{14} = 1 + 1.203(\varepsilon_r/15)^4 / (1 + (\varepsilon_r/15)^4)$$

$$Q_{15} = 1.887 \exp(-1.5 g^{0.84}) g^{Q_{14}} (1 + 0.14(fn/15)^3 u^{2/Q_{13}} / (0.125 + u^{1.626/Q_{13}}))$$

$$Q_{16} = (1 + 9 / (1 + 0.403(\varepsilon_r - 1)^2)) Q_{15}$$

$$Q_{17}=0.394 (1-\exp(-1.47(u/7)^{0.672})) (1-\exp(-4.25(fn/20)^{1.87}))$$

$$Q_{18}=0.61(1-\exp(-2.13(u/8)^{1.593}))/ (1+6.544 g^{4.1})$$

$$Q_{19}=0.21g^4((1+0.18 g^{4.9})(1+0.1u^2)(1+(fn/24)^3))$$

$$Q_{20}=(0.09 + 1/(1+0.1(\epsilon_r-1)^{2.7}))Q_{19}$$

$$Q_{21}=\text{abs}(1-42.54g^{0.133}\exp(-0.812g) u^{2.5}/(1+0.033u^{2.5}))$$

$$Q_{22}=0.925(fn/Q_{26})^{1.536}/(1+0.3(fn/30)^{1.536})$$

$$Q_{23}=1+0.005 Q_{27} fn ((1+0.812(fn/15)^{1.9})(1+0.025u^2))^{-1}$$

$$Q_{24}=2.506Q_{28} u^{0.894}((1+1.3u)fn/99.25)^{4.29}(3.575 + u^{0.894})^{-1}$$

$$Q_{25}=(0.3fn^2+(10+fn^2))(1+2.333(\epsilon_r-1)/(5 + (\epsilon_r-1)^2))$$

$$Q_{26}=30-22.2(((\epsilon_r-1)/13)^{12}/(1+3((\epsilon_r-1)/13)^{12}))-Q_{29}$$

$$Q_{27}=0.4g^{0.84}(1+2.5(\epsilon_r-1)^{1.5}/(5+(\epsilon_r-1)^{1.5}))$$

$$Q_{28}=0.149(\epsilon_r-1)^3/(94.5+0.038(\epsilon_r-1)^3)$$

$$Q_{29}=15.16/(1+0.196(\epsilon_r-1)^2)$$

ANNEXE-5-CALCUL DE

$$a_0(u, \epsilon_r)=(0.7287(\epsilon_{\text{eff}}(0)-0.5(\epsilon_r+1))(1-\exp(-0.179u))$$

$$b_0(\epsilon_r)=0.747\epsilon_r/(0.15+\epsilon_r)$$

$$c_0=b_0(\epsilon_r)-(b_0(\epsilon_r)-0.207)\exp(-0.414u)$$

$$d_0=0.593+ \exp(-0.562 u)$$

$$a_p(v)=1+\ln((v^4 + (v/52)^2/(v^4 + 0.432))/49+\ln(1+(v/18.1)^3)/18.7$$

$$b_p(\epsilon_r)=0.564((\epsilon_r-0.9)/(\epsilon_r+3))^{0.053}$$

$$c_p=1+1.275(1-\exp(-0.004625p_p \epsilon_r^{1.674}(fn/18.365)^{2.745}))-Q_{12}+Q_{16}-Q_{17}+Q_{18}+Q_{20}$$

$$d_p=5.086q_p(re/(0.3838 + 0.386q_e))(\exp(-22.2u^{1.92})/(1+1.2992re))((\epsilon_r-1)^6/(1+10(\epsilon_r-1)^6))$$

$$p_p=4.766 \exp(3.228 u^{0.641})$$

$$q_p=0.016 + (0.0514\epsilon_r Q_{21})^{4.524}$$

$$r_e=(fn/28.843)^{12}$$

ANNEXE-6-CALCUL DES a_i

La methode a été developpée par Ross. E. graves .

Les a_i sont dans un tableau ,pour remplir ce tableau on suit les étapes données ci-dessous:

1- $a(1,1)=2$

2- $a(2,2)=x_0=1/\cos(\phi_1)$

3-Pour trouver une entrée additionnelle dans la première colonne , multiplier l'élément à droite juste au dessus par $2x_0$ puis substituer l'élément de la deuxième ligne au dessus de l'entrée à trouver.

4-Pour trouver une entree additionnelle dans une ligne et une colonne quelconques ,ajouter les deux éléments à gauche et à droite juste au dessus de l'entrée à trouver ,multiplier par x_0 puis substituer l'élément au dessus de l'entrée à trouver ,ligne (i-2).

5-Tout élément abscent ,l'assumer à zero.

Exemple:

pour $p=1.40$, $\phi_1=75^\circ$ on trouve $x_0=3.864$.

n=1	2			
n=2		3.864		
n=3	27.861		14.930	
n=4		161.48		57.690
etc				

BIBLIOGRAPHIE

- [1]-M. KIRSCHNING et R. H. JANSEN, ELECTRONICS LETTERS
Mars ,1982 vol 18 N°6 pp 272 à 273.
- [2]-E. HAMMERSTAD et JENSEN ,IEEE, TRANS MTT
1980 pp 407 à 409.
- [3]-SEYMOUR. B. COHN ,IEEE, TRANS MIT
AVRIL ,1982 pp 16 à 21.
- [4]-R. H. JANSEN et M KIRSCHNING ,ARCHIV FÜR ELEKTRONIK UND
ÜBERTRAGUNGSTECHNIK (ELECTRONIQUE ET COMMUNICATIONS)
1983 pp 108 à 112.
- [5]-L. YOUNG ET JONES pp 258 à 269.
- [6]- ————— MICROWAVES
Decembre 1981
- [7]-MANFRED KIRSCHNING et ROLF M. JANSEN,IEEE, TRANS MIT
Janvier 1984 pp 83 à 90.
- [8]-L. THOUREL, CIRCUITS PASSIFS
Ed CEPADUES 1988
- [9]-F. GARDIOL, TRAITE D'ELECTRICITE Hyperfréquences.
Ed GEORGI
- [10]-VAN DER VORST ,LES HYPERFREQUENCES (THEORIE, PRATIQUE ET MESURES)
- [11]-T. C EDWARDS ,COCEPTION DES CIRCUITS MICROONDES.
Ed MASSON
- [12]-K. C. GUPTA ,COMPUTED AIDED DESIGN OF MICROWAVES CIRCUITS.
- [13]-PFE: PROGRAMME DE SYNTHESE DES CIRCUITS INTEGRES MICROONDES.
Janvier 1987.

[14]- M.KIRSCUNING, R.H JANSEN, N.H.L KOSTER ELECTRONICS LETTERS

Fevrier 1981 Vol 17 N° 3

[15] NOUGIER MÉTHODES DE CALCUL NUMÉRIQUES