

13/87

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Tex

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

### Programme de synthèse des circuits intégrés micro ondes

Proposé par :  
Mr M. TRABELSI

Etudié par :  
Mlle C. A. LAMMARI

Dirigé par :  
Mr M. TRABELSI

PROMOTION : JANVIER 1987

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

DEPARTEMENT: ELECTRONIQUE.

# **PROJET DE FIN D'ETUDES**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

S U J E T

**PROGRAMME DE SYNTHÈSE  
DES CIRCUITS INTÉGRÉS  
MICRO ONDES**

Proposé par :  
M<sup>r</sup>. M. TRABELSI

Etudié par :  
M<sup>lle</sup> C. A. LAMMARI

Dirigé par :  
M<sup>r</sup>. M. TRABELSI.

— PROMOTION : Janvier 1987. —



Je saisis l'occasion qui m'est offerte par le biais de ce projet de fin d'études pour réitérer mes sincères remerciements à :

- Mon Promoteur et Professeur Monsieur TRABELSI pour son aide combien profitable et ses précieux conseils.

Mademoiselle MENZER et Monsieur YACOBBS pour leurs orientations éclairées.

- Mesdames et Messieurs les Professeurs et Assistants qui ont contribué à ma formation.

- Mes nombreux collègues et amies pour leur soutien moral.

- Enfin à tous ceux qui m'ont aidé à la formalisation de la présente étude.

DEDICACES  
-----

A

Mes Grands Parents

A

Mes Parents

A

Mes Frères et Soeurs.



1- Introduction sur les lignes de transmission

1.1- Fréquences des microondes . . . . .	2
1.2- Comparaison entre système à élément localisé et distribué: . . . . .	3
1.3- Lignes de transmission . . . . .	4
1.3.1- Ligne à 2 conducteurs	
1.3.2- Câble coaxiale	
1.3.3- Guide d'onde circulaire	
1.3.4- Guide d'onde rectangulaire	
1.3.5- Guide d'onde de surface	
1.3.6- Guide pour ondes lentes	
1.3.7- Guide d'ondes acoustiques	
1.3.8- Guide en H et guide à rainure	
1.3.9- Ligne à plan parallèle.	

2- Lignes à plan parallèle

2.1- Microbande inversée . . . . .	10
2.2- Microbande inversée piégée . . . . .	10
2.3- Structure à bande suspendue . . . . .	10
2.4- Guide d'onde coplanaire . . . . .	10
2.5- Lignes à encôche . . . . .	10
2.7- Ligne image . . . . .	12
2.8- Microbande . . . . .	12
2.9- Choix du substrat . . . . .	13
2.9.1- Quelques substrats et utilisation.	
2.9.2- Fabrication couche mince.	
2.9.3- Fabrication couche épaisse.	



### 3- Synthèse de la microbande .

3.1- Définition . . . . .	18
3.2- Impédance caractéristique . . . . .	18
3.3- Permittivité effective . . . . .	20
3.4- Longueur d'onde $\lambda_g$ et longueur physique $l$ . . . . .	21
3.5- Synthèse graphique approchée . . . . .	22
3.6- Formules pour le calcul précis en mode TEM statique.	24
3.6.1- Lignes à bande étroite	
3.6.2- Lignes à bande large	
3.6.3- Organigramme et programme de synthèse de la microbande en mode TEM pour des substrats d'Alumine.	
3.7- Effet de l'épaisseur restreinte de la bande . . . . .	27
3.7.1- Formules	
3.7.2- Organigramme et programme de l'influence de $t$ sur les paramètres de la microbande en mode TEM	
3.8- Effet due à un boîtier métallique . . . . .	
3.9- Correction de la conception . . . . .	33
3.10- Comportement et conception aux fréquences des microbandes. . . . .	35
3.10.1- Dispersion dans la microbande	
3.10.2- Calcul approché avec dispersion	
3.10.3- Formule précise de conception	
3.10.4- Dependance en fréquence de l'impédance caractéristique	
3.10.5- Algorithme de conception pour la largeur de la microbande.	
3.10.6- Limites des fréquences de travail.	

- 3.10.7- Pertes en puissance et couplage parasite
- 3.10.8- Algorithme et programme de calcul des paramètres de microbande en fonction de la fréquence.

4- Discontinuités

- 4.1- Principales discontinuités - - - - - 55
- 4.2- Dependance des effets de discontinuité avec la fréquence. - - - - - 62

5- Analyse de la microbande

- 5.1- Définition - - - - - 63
- 5.2- Approximation quasi-TEM - - - - - 63
- 5.3- Méthode de la transformation conforme - - - - - 64
- 5.4- Méthode variationnelle. - - - - - 66

Annexe.



Les hyperfréquences trouvent leur utilisation de plus en plus accrue que ce soit dans les systèmes de radars ou de télécommunications, et ce compte tenu de leurs propriétés

C'est ainsi que, pour des raisons technologiques, l'intégration des circuits microbandes a évolué, principalement avec les lignes de transmission à microbandes qui répondent aux très nombreuses exigences des circuits plans.

Pour cela des expressions ont été établies, permettant le calcul des paramètres de la microbande. Ces expressions peuvent être soit calculées manuellement (calculatrice) soit insérées dans une conception assistée par ordinateur (CAO), car plus avantageuses du point de vue gain de temps et précision.

Pour ce faire, différents modèles de la microbande ont été développés par des chercheurs tels que JESTINGUER et OWENS, et ce dans le but de faire ressortir des expressions.

D'autres travaux de développement de méthodes d'analyse pouvant servir à la conception de circuits à microbande ont vu le jour. On citera entre autres les travaux de WHEELER.

Le travail qui m'a été confié dans le domaine des hyperfréquences consiste en le calcul par ordinateur des paramètres de la microbande en fonction de la fréquence.

Le développement de ce thème est présenté à travers les 05 chapitres suivants :

- Dans le premier chapitre on donnera un aperçu des différents lignes de transmission.

- Le second chapitre sera consacré à la présentation des lignes planaires et leurs avantages.

- La synthèse de la microbande en mode quasi-TEM et en fonction de la fréquence fera l'objet du chapitre trois. Un programme a été établie à cet effet.



- Dans le quatrième chapitre seront traitées les différentes discontinuités pouvant se présenter lors de la conception d'une ligne ou circuit à microbande

- Dans le dernier chapitre seront exposées deux méthodes d'analyse de la microbande en mode quasi TEM (transformation conforme et variationnelle).

# **CHAPITRE**

## **I**

introduction sur les lignes  
de transmission

## 1- INTRODUCTION SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION

### INTRODUCTION

On appelle en général hyperfréquences (ou microondes) la bande de fréquence auxquelles les dimensions physiques des circuits utilisés sont de l'ordre de grandeur des longueurs d'onde.

#### 1.1- Fréquences des microondes

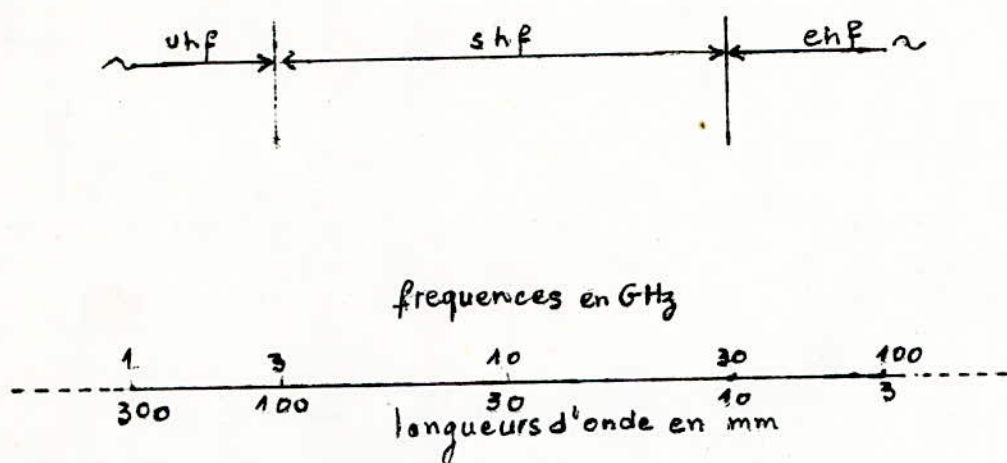


fig 1.1. Gamme des microondes

A ces fréquences, il n'est évidemment plus question d'utiliser des modèles à paramètres localisés : par la théorie des circuits distribués, on définira des ondes de tension et de courant, correspondant aux ondes de champ électromagnétique se propageant le long de structure de guidage.

Avant de passer, à un autre point, on donnera une précision sur ce qui a été dit.

#### 1.2- Comparaison entre système à éléments localisés et distribués

Une analyse exacte sur la théorie fondamentale de l'électromagnétisme, indique que l'énergie dans la plupart des réseaux électriques, se propage le long des conducteurs avec une vitesse finie approximativement égale à la vitesse de la lumière.



Ainsi lorsque les dimensions du circuit - qui est la longueur des câbles connectés - devient une petite fraction de la longueur d'onde déterminée à partir de la vitesse de la lumière, une variation de phase ou retard apparaît entre les courants ou les tensions dans différentes parties du circuits et les méthodes conventionnelles d'analyse de circuit ne sont plus rigoureusement exactes. De ce fait le concept de l'inductances et de la capacité devient ainsi invalide sous ces conditions. Lorsque le facteur temps devient appréciable dans la propagation de l'énergie à l'intérieur du système, ce système est dit circuit à éléments distribués.

1.3- Lignes de transmission :

Les différentes lignes de transmission sont [1;2]:

1.3.1- Ligne à 2 conducteurs (ou ligne parallèle) ( Fig.1.2.a)

C'est une ligne utilisée en mode TEM. Elle est rarement utilisée pour transporter les signaux aux fréquences radio, puisque n'étant pas protégée, elle disperse de l'énergie et est facilement perturbée par des objets rapprochés.

1.3.2- Câble coaxiale ( Fig.1.2.b)

Utilisable à des fréquences de 10 à 12 GHz parfois jusqu'à 18 GHz. Au delà de ses fréquences, il induit des pertes importantes (perte conducteur et diélectrique).

Ils sont généralement utilisés pour les équipements de précision (exple : analyseur de réseau).  
mode dominant TEM.

1.3.3- Guides d'onde circulaire ( Fig.1.2.f)

- \* Propageant des ondes TE et TM, mode dominant TE<sub>10</sub>
- \* Possédant une paroi conductrice parfaite
- \* De grande dimension comparé à la longueur d'onde et de faibles pertes (quelques dB par km).

\* Les pertes demeurent faibles dans la région des longueurs d'onde millimétriques.

Ces 2 caractéristiques donne au guide une grande puissance de transmission.

### 1.3.4- Guide d'onde rectangulaire (fig. 1.2c)

\* Propageant, mode TE et TM

\* Grande atténuation (10 dB m à 150 GHz) en croissance rapide avec la fréquence.

\* Possibilité d'apparition de mode d'ordre supérieur de propagation.

L'inconvénient de ces 2 sortes de guide est leurs sensibilité à haute fréquence, leur coût élevé vue qu'ils demandent une précision poussée dans leur construction ce qui les a rendu impropre à l'exploitation.

### 1.3.5- Guide d'onde de surface

#### A)- Guide de Goubau (fig. 1.2d)

- Propage le mode fondamental TM
- Ces guides trouvent leurs applications principales :

a)- Comme ligne de transmission longue (avec une bande utile de 80 à 300 MHz).

b)- Comme feeder d'antenne, en particulier dans la bande des hyperfréquences.

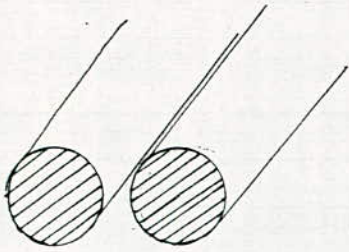
#### B)- Guide diélectrique (fig. 1.2e)

Ce type de guide sont peu utilisés pour les ondes centimétriques (pour raisons de pertes diélectriques)

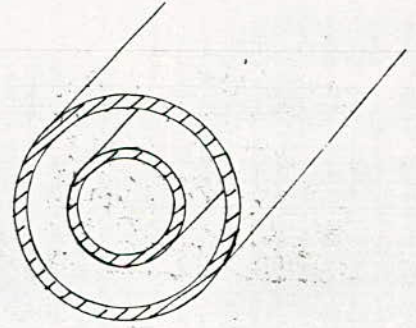
Ils ont trouvé une application récente aux fréquences optiques sous la forme de fibres optiques, utilisés dans le domaine de la télécommunication optique (réalisation de dispositifs de transfert d'image, ...)

Propage le mode fondamental TM

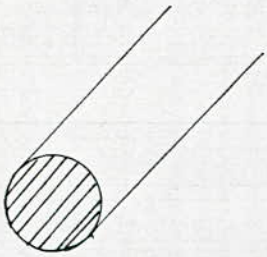




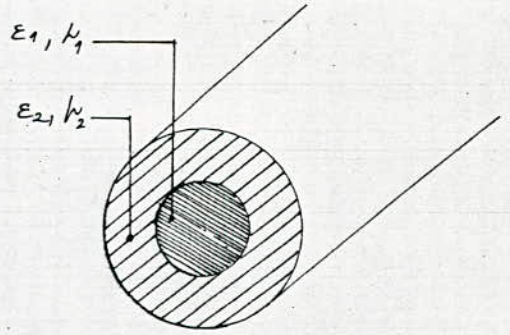
a. ligne à 2 conducteurs



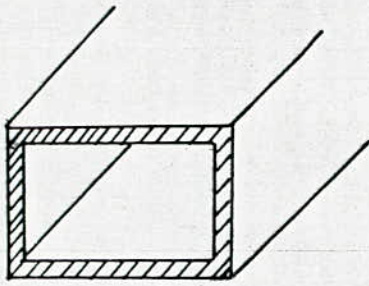
b. ligne coaxiale



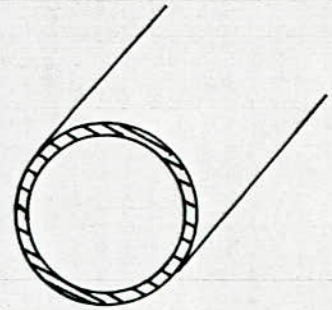
c. guide diélectrique circulaire



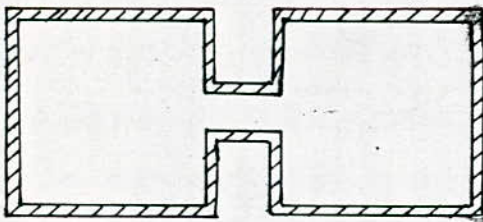
d. guide de Goubau -



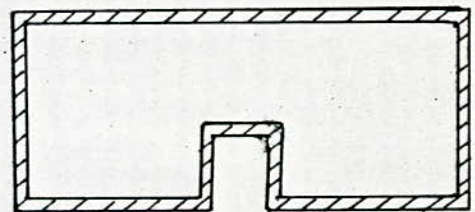
e. Guide d'onde rectangulaire



f. Guide d'onde circulaire



g. Guide à moulure en H

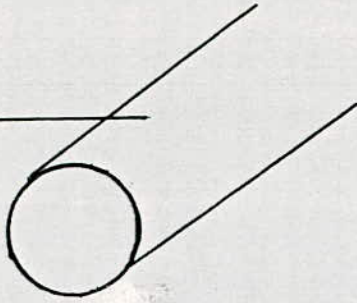


h. Guide à moulure en U  
(Guide à rainure)

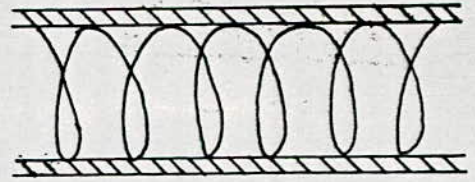
— fig 42 - Différentes lignes de transmission —



fil de  
conductivité  
fini



i. Guide unifilaire



j. Guide à hélice

k. Guide d'onde acoustiques

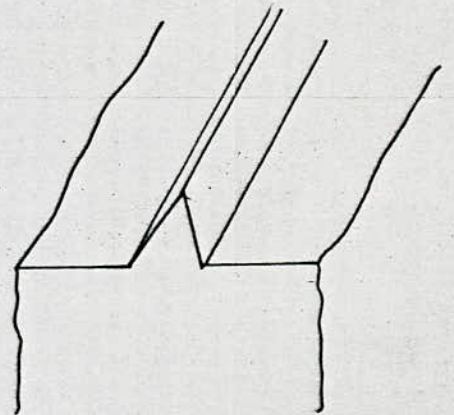
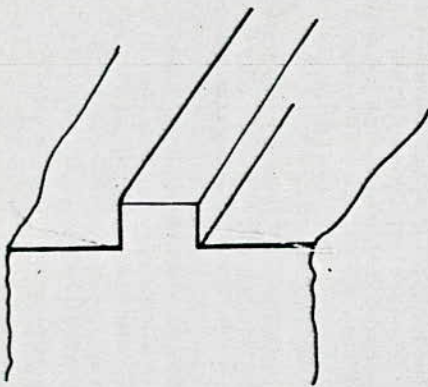
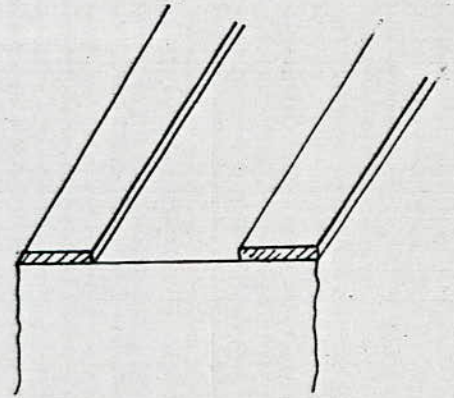
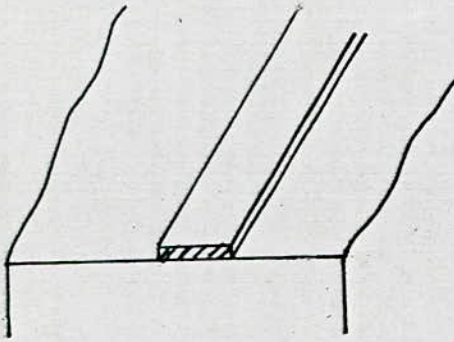


fig 2 - Différentes lignes de transmission.

### C) - Guide unifilaire ( fig 1.2.i)

Il est d'usage assez courant, quoique moins fréquent que les guides d'ondes et câble coaxiale. De réalisation simple et économique.

- Utilisé de la gamme VHF à la gamme UHF
- Propageant une onde de type TM
- Son inconvénient réside dans le fait qu'à mesure la conductivité du fil décroît, l'affaiblissement croît rapidement.

#### 1.3.6- Guides pour ondes lentes

- >- Exemple : guide à hélice. ( fig 1.2.j)
- >- Ce type de guide jouit de propriété de passe-bande et est fortement dispersif
- >- Utilisé notamment dans les tubes électronique micro-ondes.

#### 1.3.7- Guide d'ondes acoustiques ( fig 1.2.k)

De tel guides d'ondes n'ont guère été utilisés jusqu'à présent, principalement pour 3 raisons :

- Leurs pertes sont trop importantes et les dispositifs d'excitation sont peu efficaces.
- On a mis au point peu d'applications potentielles.
- La dispersion trop élevée rend leur emploi encore peu pratique.

#### 1.3.8- Guide en H et guide à rainure ( fig 1.2.g-k)

Utilisé dans la région d'ondes millimétriques (60 à 100 GHz) Les pertes dans de tels guides à 100 GHz sont inférieures en ordre de grandeur à celles du mode dominant du guide rectangulaire.

Les dimensions de guides sont plus grande que la longueur d'onde et le guide à rainure est de simple et faible coût de construction.

#### 1.3.9- Lignes à plan parallèle

Nous verrons en détail les propriétés de ce type de ligne dans le chapitre 2.



# **CHAPITRE**

## **2**

Lignes à plan  
parallèle



## 2- LIGNES A PLAN PARALLELE (OU PLANAIRE)

### INTRODUCTION

Le développement des circuits imprimés d'abord, et des circuits intégrés ensuite, et leur utilisation à des fréquences de plus en plus élevées a suscité beaucoup d'intérêt pour des structures de transmission à conducteurs plan parallèles.

Celles-ci sont à présent couramment utilisés dans les dispositifs électroniques aussi bien comme lignes de transmission proprement dites que comme éléments de circuit tels que filtres, dispositifs d'adaptation, coupleurs, etc...

La technologie de fabrication sera détaillée par la suite. On peut citer les avantages suivants :

- a/- Leur très faible encombrement
- b/- Toute la configuration du conducteur supérieur peut être déposée directement sur le diélectrique ce qui représente une opération peu coûteuse.
- c/- Les éléments semi-conducteurs peuvent être aisément fixés à cette structure, puisqu'elle est de configuration plane.
- d/- Tous les éléments incorporés à la structure sont aisément accessibles.

Ainsi que leur inconvénients :

- a)- Les pertes  $\gamma$  sont plus élevées par suite de rayonnement, elles dépendent fortement de l'épaisseur et de la constante diélectrique du substrat.
- b)- Le mode dominant est d'autant plus semblable à un mode TEM que la constante diélectrique du substrat est élevée et la largeur du conducteur supérieur suffisamment petite par rapport à la largeur du plan conducteur de base.

Le quasi TEM ne présente évidemment pas de fréquence de coupure, puisque le système comporte 2 conducteurs. Il est d'autant plus semblable à un mode TEM que la fréquence est basse. A fréquence croissante, toutefois, il apparaît une dispersion croissante et donc un écart par rapport aux valeurs de l'impédance caractéristique et de la vitesse de phase. Le calcul approché des paramètres du mode quasi-TEM a été fait de diverses façons : transformations conformes, méthodes numériques, application de principe variationnelle,...

On présentera les principales lignes coplanaires [3] :

### 2.1 - La microbande inversée (3. h)

Fréquence de travail jusqu'à 60 GHz.  
Impédance caractéristique (25-130)  $\Omega$

### 2.2 - La microbande inversée piégée MIP (fig 3-e)

Peut servir pour des applications à des fréquences au delà de 95 GHz.

Les difficultés de fabrication sont importantes  
impédance caractéristique (30-140)  $\Omega$

### 2.3 - Structure à bande suspendu (fig 3-f)

Bien que les pertes soient toutes assez faibles, ce qui donne un facteur de qualité assez élevé, on peut exciter les modes de guides d'ondes aux fréquences supérieures.

L'impédance caractéristique (40-150)  $\Omega$

### 2.4 - Guide d'onde coplanaire G0c (fig 3-g)

Structure ouverte constituant une contrainte dans la mesure où l'on a rayonnement important aux hautes fréquences microondes. L'impédance caractéristique (40 - 150)  $\Omega$

### 2.5 - Ligne à encoche (fig 3-c)

L'inconvénient de la structure :

- Il est difficile d'obtenir des impédances caractéristiques de moins de 60  $\Omega$
- Le facteur de qualité est bien plus bas que dans les structures considérées auparavant.

Impédance caractéristiques (60-200)  $\Omega$

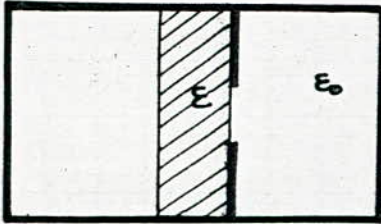




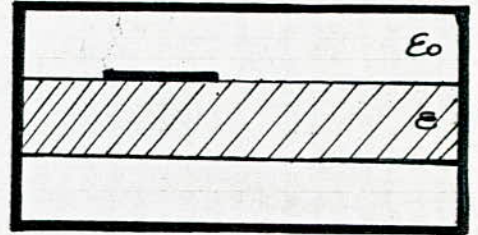
a. ligne image



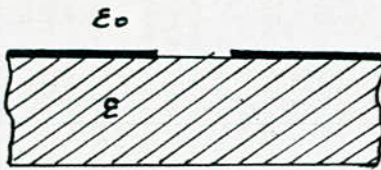
e. microbande inversée piégée



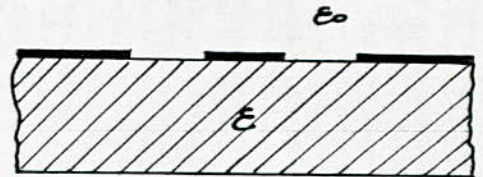
b. ligne à ailette



f. ligne à bande suspendue



c. ligne à encoche



g. Guide d'onde coplanaire



d. Microbande



h. microbande inversée

fig 3 - Structure de lignes de transmission pour CIM -



### 2.6 - Ligne à ailette (fig 3.b)

La structure présente les avantages suivants :

- Faibles pertes
- Fabrication plus simple
- Facilité de couplage au guide d'onde.

Ces avantages ont été d'une grande importance dans de nombreuses applications étudiées pour cette structure jusqu'à des fréquences de 100 GHz.

Impédance caractéristique (10 - 400)  $\Omega$

### 2.7 - Ligne image (fig 3.a)

Cette structure se comporte comme un guide d'onde diélectrique qui transmet un ensemble de mode TE et TM du fait principalement de **l'interface** air-dielectrique.

fréquence de travail 100 GHz.

Le principal inconvénient de la structure, est qu'elle ne se propose que pour une seule valeur de l'impédance caractéristique Cod 226  $\Omega$

### 2.8 - La microbande (microstrip) (fig 3.d)

Bien que la microbande ait une structure géométrique simple, les champs électromagnétique en jeu sont très complexes. Néanmoins, une approche simple des calculs en mode quasi-TEM associée à des expressions fonction de la fréquence donnent une précision honorable pour la conception de pas mal d'applications. (précision de 1 %).

On peut ainsi concevoir des CIM à base de microbande pour les fréquences allant de quelque GHz à plusieurs dizaines de GHz. Aux fréquences millimétrique, la microbande présente des problèmes point de vue de propagation de modes d'ordres supérieurs, tolérance de fabrication, raisons pour lesquelles la fréquence limite d'utilisation a été fixée à 60GHz.

Impédance caractéristique de 20 à 125  $\Omega$   
Elle partage avec le câble coaxial l'avantage de ne pas avoir une faible fréquence de coupure- et relativement aux guides d'ondes elle prend considérablement moins de place, possède un faible poids, et elle est plus facile et moins cher à fabriquer.

L'inconvénient de la microbande en comparaison avec le guide d'onde sont : grande atténuation, faible puissance utile de manipulation, et un faible taux de rayonnement et de couplage entre les lignes adjacentes.

### 2.8- Choix du substrat

Le choix au substrat est contraint à plusieurs critères mécanique, technique, électronique et économique pour la réalisation d'un type particulier de CJM ou son application. On doit pour cela se poser ce genre de question :

1>- L'application et les frais du système justifie-t-il le coût du substrat envisagé ?

2>- Quel type de technologie doit-on utiliser (mince ou épaisse) ?

3>- Est ce que les contraintes mécaniques et la conductivité thermique sont suffisantes pour l'application ?

4>- Quelles sont les fréquences à considérer ? (choix de h).

5>- Est-ce que la finition de surface permettra d'obtenir des pertes du conducteur assez faibles ?

6>- Est-ce que la surface du substrat est suffisante en égard à la complexité du circuit et aux fréquences de fonctionnement ?.

#### 2.9.1- Quelques substrats et utilisation

Les tableaux suivants [1].

donnent un aperçu sur les matériaux conducteurs et matériaux diélectriques utilisés en hyperfréquences et les différentes propriétés des substrats pour ligne microbande (microstrip).



Matériaux	Resistivité (20°C) ( $\Omega \cdot m \times 10^{-8}$ )	Conductivité (20°C) (S/m $\times 10^6$ )
Aluminium	2,62	38,46
Bismuth	115,00	0,87
Laiton	3,90	25,64
Graphite	1400,00	0,07
Chrome	2,60	38,46
Cuivre	1,72	58,13
Germanium	45,00	2,22
Or	2,44	40,98
Plomb	2,90	4,56
Nickel	6,90	14,49
Platine	10,60	9,52
Argent	1,62	61,73
Eau distille	100,00	1,00
Silice	$1,00 \times 10^{10}$	$1,0 \times 10^{-8}$

### 1. Resistivité et conductivité de différents matériaux

Matériaux	$\epsilon_r$ (10GHz)	$\tan \delta$ (25°C)	Conductivité thermique (cal/cm <sup>2</sup> ) à 25°C	Coefficient de dilatation $\alpha \times 10^6 / ^\circ C$ 25 - 300°C
Ceramique Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 99,5%	9,5-10	$3 \cdot 10^{-4}$	0,088	6
Ceramique Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 96%	8,9	$6 \cdot 10^{-4}$	0,084	6,4
Ceramique Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 85%	8,0	$1,5 \cdot 10^{-3}$	0,085	6,5
Ceramique BeO 99,5%	6,4	$3 \cdot 10^{-4}$	0,55	6,0
Ceramique TiO <sub>2</sub>	85	$4 \cdot 10^{-3}$	0,06	—
Silicium	11,5	$4 \cdot 10^{-3}$	0,25	4,2
Saphir (anisotrope)	9,4-11,5	$1 \cdot 10^{-4}$	0,09	5-6,66
Quartz	3,75	$1 \cdot 10^{-4}$	0,0033	0,55
Ceramique glacé	7,2	$8 \cdot 10^{-3}$	0,002	4,6

### 2. Propriétés de quelques matériaux diélectriques utilisés en hyperfréquences.



3- Propriétés des substrats pour ligne micro bande.

MATERIAUX	$\epsilon_r$	$\text{tg } \delta$	Température °C	Dispersion en fréquence	Stabilité mécanique	Résistance chimique	Propriété physique	Coût
Polystyrène	2,45	$5 \cdot 10^{-4}$	-100 + 70	***	* *	* *	*	*
Polystyrène renforcé verre	2,62	$1 \cdot 10^{-3}$	-100 + 70	**	* *	* *	*	* *
Polystyrène renforcé Quartz	2,60	$5 \cdot 10^{-4}$	-100 + 70	**	* *	* *	*	•
Polystyrène + céramique	3-15	$4 \cdot 10^{-4}$	-100 + 70	*	*	*	•	•
Teflon / PTFE	2,10	$4 \cdot 10^{-4}$	-100 + 220	**	•	***	••	-
Teflon renforcé verre	2,55	$1,5 \cdot 10^{-4}$	-100 + 220	**	* *	***	*	*
Teflon renforcé Quartz	2,47	$6 \cdot 10^{-3}$	-100 + 220	**	* *	***	*	••
Teflon renforcé céramique	2,50	$1 \cdot 10^{-3}$	-95 + 220	*	*	***	*	•
Résine Silicon + céramique (Poudre)	3-25	$4 \cdot 10^{-3}$	-100 + 230	*	*	**	•	••
oxyde de polyvinyle	2,55	$1,6 \cdot 10^{-4}$	-100 + 150	**	*	•	*	*
Polyoléfine	2,32	$5 \cdot 10^{-3}$	-100 + 60	**	•	***	•	* *
Polyoléfine renforcé (verre)	2,42	$1 \cdot 10^{-3}$	-100 + 60	*	*	***	•	*
Verre	7,5	$2 \cdot 10^{-7}$	-100 + 550	**	***	***	**	•
Céramique	6,5	$6 \cdot 10^{-4}$	→ 1600	**	***	***	**	•
Polyoléfine + céramique (Poudre)	3-10	$1 \cdot 10^{-3}$	-100 + 60	*	•	***	•	••

\*\*\* = excellent ou très bon marché  
 ••• très cher

## 2.9.2- Fabrication couche mince

Les procédés de fabrication couche mince sont soigneusement contrôlés et sont utilisés pour la grande majorité des CIM.

Différents métaux constituent le matériau de base (voir tableau). Le cuivre est préféré vue sa conductivité élevée et son bas prix mais une vaporisation finale d'une couche d'or constitue un film protecteur.

### Les techniques comportent trois étapes principales

- a/- Pulvérisation d'une très petite couche de germe (d'un métal déterminé) à la surface du substrat.
- b/- Pulvérisation d'une très fine couche de métal conducteur sur cette couche de germe.
- c/- Electroplastique de "gros" du métal conducteur sur cette couche

Les étapes (a) et (b) fournissent respectivement les couches mécaniques et électriques sur lesquelles on dépose par électroplastique le métal conducteur de bonne qualité.

La définition du circuit est effectuée par une méthode de métallisation ou par une méthode de décapage.

### Métallisation

Est obtenu par l'application d'une couche photosensible, de l'épaisseur de la couche de métal désirée. Vient ensuite une exposition aux ultraviolets à travers d'un masque de précision suivie d'une technique qui permet d'obtenir un ensemble d'"encoches" dans la couche photorésistante. Le cuivre est placé dans ces encoches afin de constituer le circuit, ensuite il est enlevé par un lavage de la couche photosensible, on décape la couche pulvérisée au début du processus.

### Decapage

Le procédé est le même, sauf que l'exposition aux uv à travers le masque se fait de sorte que les zones où on ne dépose pas du métal ne soient pas protégées.



On obtient ainsi un circuit définie par la "trace" constitué par la couche photensible. Cette technique permet d'obtenir un plaquage uniforme et les bords de la microbande sont nets.

### 2.9.3- Fabrication couche épaisse

Elle est imposée pour la production à faible coût. Il existe 2 méthodes de fabrication des CIM en "couche épaisses".

a)- Les couches épaisses sont imprimées et cuites sur le substrat céramique.

b)- On peut utiliser une technologie d'impression de circuit pour obtenir la forme voulue pour le dépôt de cuivre sur un substrat plastique.

### Procédés, pâtes et impressions pour les CIM couche épaisse

Le métal utilisé se présente sans forme d'une "pâte" ou d'une "encre" placée dans un flacon. On en dépose quelques millilitres sur un "écran" à maillage très fin. Cet écran présente des ouvertures qui correspondent à la géométrie du circuit souhaitée. La pâte est pressée à travers les ouvertures pour recouvrir la surface du substrat qui est solidement maintenu en dessous.

On laisse reposer, sécher puis l'on chauffe afin d'obtenir le dépôt épais.

Juste après chauffage, le circuit est en principe prêt à l'emploi, cependant une finition au laser ou un procédé <sup>de découpe</sup> est nécessaire pour obtenir la **précision** requise ce qui constitue l'inconvénient principal de cette méthode.

Note :: C I M. Circuits intégrés microondes



# **CHAPITRE**

## **3**

Synthese de la microbande

### 3- Synthèse de la microbande

La microbande est un moyen très pratique, dans les lignes de transmission, pour mettre en oeuvre la conception de circuits répartis ; ceci à partir de quelques GHz à quelques dizaines de GHz.

#### Le mode quasi - TEM de propagation

La microbande comporte un interface diélectrique important entre le substrat et l'air. Une ligne remplie avec un diélectrique uniforme peut supporter un mode de propagation simple et bien définie, au moins dans un intervalle de fréquences précis ( TEM pour les lignes coaxiales, TE pour les guides d'ondes etc...). Des lignes de transmission qui n'ont pas un tel remplissage diélectrique uniforme ne peuvent admettre un seul mode de propagation ; la microbande fait partie de cette catégorie. Cependant, la plus grosse part de l'énergie transmise le long de la microbande se fait avec une distribution des champs qui ressemble d'assez près au mode TEM. C'est pourquoi on fait référence au mode "quasi-TEM (voir figures 1,2,3).

#### 3.1- Définition

Le problème de synthèse d'une microbande consiste à trouver les valeurs de la largeur " $w$ " et de la longueur " $l$ " correspondantes à l'impédance caractéristique  $Z_0$  et à la longueur électrique  $0$ .

En fait, le problème de synthèse donnera le rapport " $w/h$ " et une constante " $\epsilon_{eff}$ " qui sera déterminée plus loin.

" $h$ " est la hauteur du substrat de permittivité  $\epsilon_r$  dont le choix a été fait à priori.

#### 3.2- Impédance caractéristique

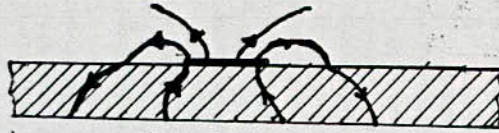
Pour chaque ligne de transmission de type TEM, l'impédance caractéristique en haute fréquence peut être exprimée comme suit :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.1)$$

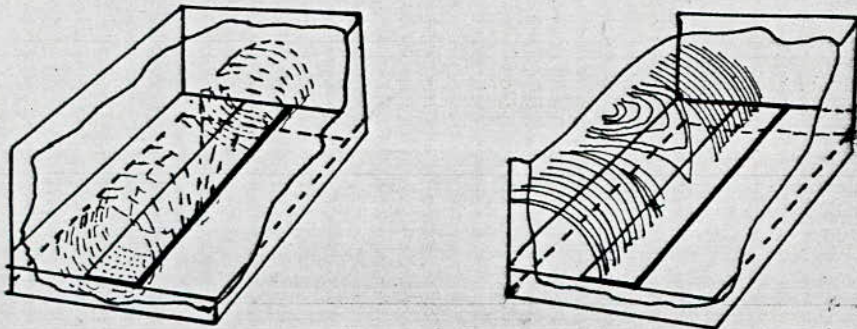
$$Z_0 = v_p L, \quad Z_0 = \frac{1}{v_p C} \quad (3.2)$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

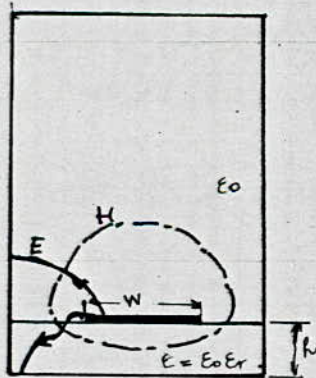




1. Section transversale d'une microbande représentant le champ électrique



2. - Représentation du champs magnétique et électrique d'une ligne microbande blindée.



3. Section transversale d'une microbande blindée

fig 3.1- Représentation du champ électrique et magnétique dans la microbande

Lorsque le substrat de la ligne microbande est effectivement enlevé, on obtient une ligne avec un dielectrique d'air le long de laquelle se déplace l'onde à la vitesse de la lumière dans le vide  $c$  ( $c = 2,99792.10^8$  m/s).

$Z_{01}$  = Impédance caractéristique de cette microbande remplie

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad \text{d'air}$$

$$Z_{01} = cL$$

$$Z_{01} = \frac{1}{cC_1}$$

Où  $L$  n'est pas modifiée.

$C_1$  est la capacité par unité de longueur.

On trouve après combinaison des équation :

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_1}} \quad (3.4)$$

L'impédance  $Z_0$  désirée est obtenue uniquement après évaluation de  $C$  avec et sans substrat diélectrique.

C'est la partie analyse qui traitera cela.

### 3.3- Permittivité effective

On définit la permittivité effective " $\epsilon_{eff}$ " comme étant le rapport  $C/C_1$

On a :

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} \quad \text{et} \quad v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

DONC :  $C/C_1 = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2$

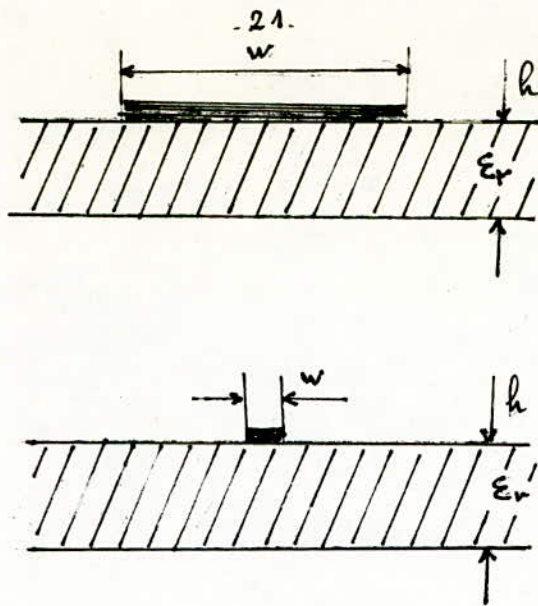
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (3.5)$$

De suite on aura :

$$Z_0 = \frac{Z_{01}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad Z_{01} = Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (3.6)$$

Cette dernière relation sera utile pour la conception graphique  
Les limites de  $\epsilon_{eff}$  seront décrit comme suit :





Pour les lignes à bandes très large, presque tout le champ électrique est limité au substrat diélectrique, et la structure ressemble à une capacité à plaques parallèles, ainsi à la limite :

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r$$

Dans le cas de lignes à bande très étroite, le champ est presque également réparti entre l'air ( $\epsilon_r = 1$ ) et le substrat, à la limite.

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

L'où les limites de  $\epsilon_{eff}$  :

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

On peut exprimer la permittivité effective d'une microbande comme suit :

$$\epsilon_{eff} = 1 + q (\epsilon_r - 1) \quad \text{et} \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1$$

où  $q$  est le facteur de remplissage .

Ce facteur est employé dans la technique de conception graphique approchée.

### 3.4- Longueur d'onde $\lambda_g$ et longueur physique $l$

Pour une onde qui se propage, la vitesse est donnée par le produit de la fréquence et de la longueur d'onde appropriées.

$$c = f \lambda_0 \quad (\text{dans le vide})$$

A la vitesse de propagation dans la microbande  $v_p$

et d'après l'équation (3.6)  $v_p = f \lambda_g$ ,  $\epsilon_{eff} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)^2$

et 
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.7)$$

La longueur physique  $l$  d'une ligne microbande relative à une longueur électrique spécifique  $\theta$  (en degrés) est donnée par :

$$\beta l = \theta \quad \text{et} \quad \frac{2\pi}{\lambda_g} = \theta$$

d'où : 
$$l = \frac{\theta \lambda_g}{360} \quad (3.8)$$

### 3.5- Synthèse graphique approchée

Cette méthode, due à presser [3\*], est utilisée pour l'analyse et la synthèse de la microbande. Etant rapide et pratique lorsque des erreurs de quelques pour cent sont tolérées, elle s'applique pour le mode TEM statique à des fréquences jusqu'à quelques GHz. Il faut remarquer que le rapport largeur sur hauteur ( $W/h$ ) et le facteur de remplissage  $q$  sont tous deux tracés en fonction d'une impédance caractéristique pour un diélectrique d'air. (voir graphe fig 3.2)

Les étapes de la conception sont les suivantes :

- a) - Faire l'hypothèse, très grossière  $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$
- b) - Calculer la valeur approximative de l'impédance caractéristique pour un diélectrique d'air

$$Z_{01} = \sqrt{\epsilon_r} Z_0$$

- c) - Utiliser le graphe pour trouver  $W/h$  correspondant à la valeur  $Z_{01}$  et relever la valeur de  $q$  facteur de remplissage.

- d) - Calculer la nouvelle valeur de  $\epsilon_{eff} = \frac{1}{2} + q(\epsilon_r - 1)$

Les étapes a) et b) doivent être répétées en se servant des valeurs améliorées de  $\epsilon_{eff}$  ; la convergence est atteinte lorsque l'erreur entre les deux dernières valeurs d'itérations est d'environ 1 %.



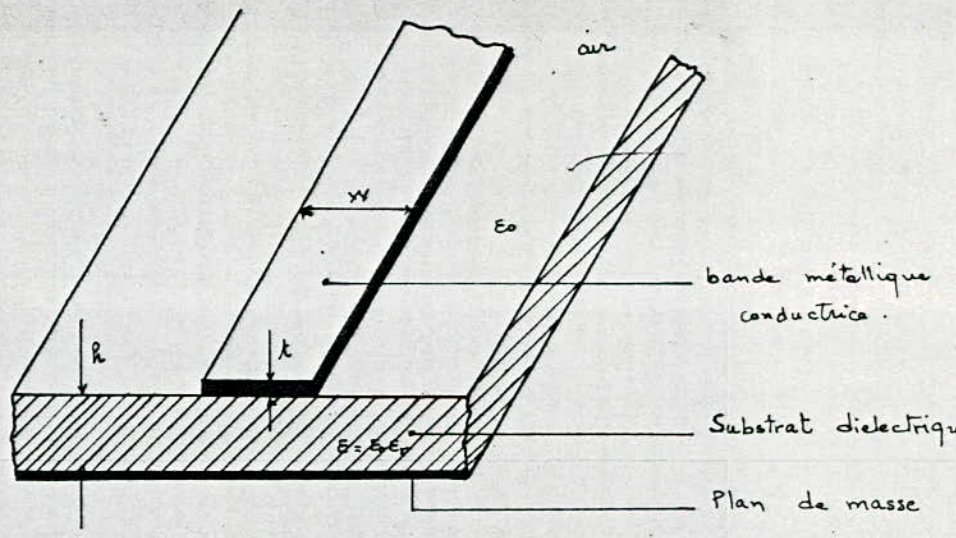


fig 3.1. Géométrie générale de la microbande.

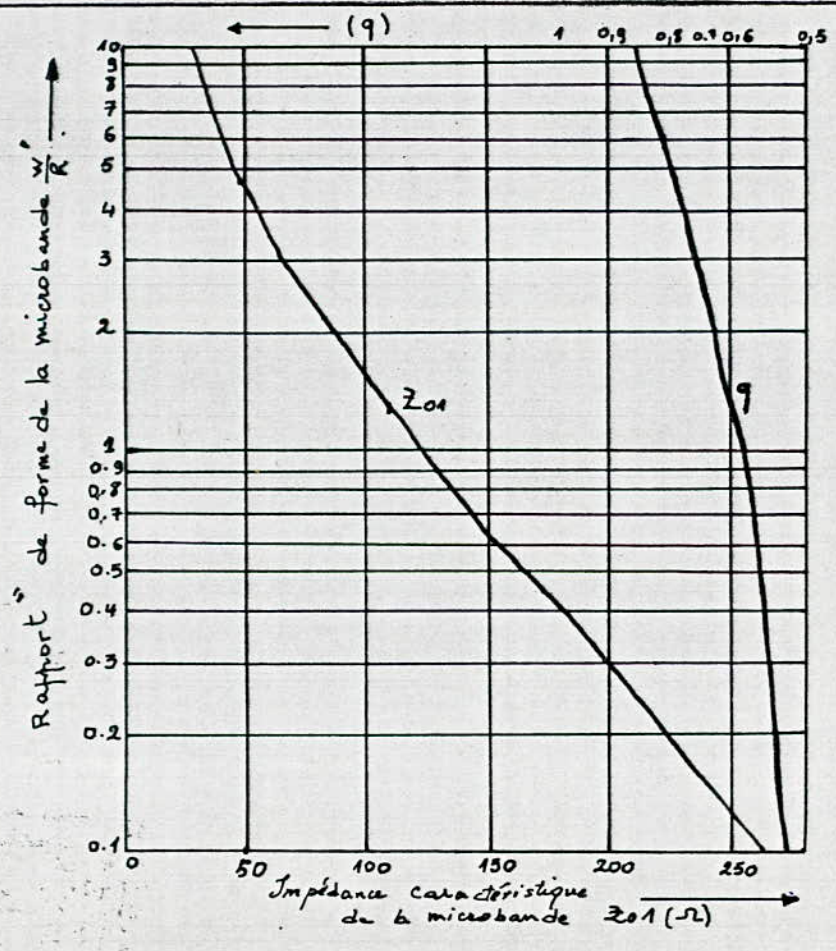


fig 3.2 Courbes générales de Presser pour l'analyse et la synthèse graphiques de microbande

Il faut remarquer que cette méthode est principalement utile lors d'un "premier jet" de l'analyse ou de la synthèse et est applicable pour n'importe quel substrat.

### 3.6. Formules pour le calcul précis en mode TEM statique

Avantage de ses formules :

- Une assez bonne précision
- Des algorithmes rapides pour la CAO peuvent être mis en oeuvre.
- Incorporation de formule de mode TEM statique pour des calculs en fonction de la fréquence lorsqu'elle est élevée.

Les formules qui sont présentées ici, sont valables uniquement pour des substrats d'alumine c.a.;d  
 $8 \leq \epsilon_r \leq 12$ , et valables pour le cas du mode TEM statique.

Formules de synthèse ( $Z_0$  et  $\epsilon_r$  donnés)

#### 3.6.1- Pour des lignes à bandes étroites

$$Z_0 > (44 - 2\epsilon_r) \Omega$$

$$w/h = \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} \quad (3.8)$$

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119,9} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (3.9)$$

où Ln est le logarithme népérien.

et avec une modification significative pour le calcul de  $\epsilon_{eff}$

$$w/h < 1,3 \quad \text{ou} \quad Z_0 > (63 - 2 \cdot \epsilon_r) \Omega$$

on a :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2 H'} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2} \quad (3.10)$$



On peut montrer que  $H' = \text{Ln} \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left( \frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\}$  (3.11)

$$H' = \text{Ln} \left[ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left( \frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right] \text{ d'après (3.9)}$$

$$\frac{h}{w} = \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{+1}$$

$$H' = \text{Ln} \left\{ 4 \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right) + \sqrt{16 \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^2 + 2} \right\}$$

EN developant l'expression on trouve  $H' = H'$  montre l'identité des expressions

Une autre expression [4] en fonction de  $Z_0$  donne :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 + \frac{29,98}{Z_0} \left( \frac{2}{\epsilon_r + 1} \right)^{1/2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \text{Ln} \frac{4}{\pi} + \frac{1}{\epsilon_r} \text{Ln} \frac{4}{\pi} \right) \right\} \quad (3.12)$$

### 3.6.2 - Pour les lignes à bandes larges

$$Z_0 < (44 - 2 \epsilon_r) \Omega$$

$$w/h = \frac{2}{\pi} \left\{ (d\epsilon - 1) - \text{Ln} (2 d\epsilon - 1) \right\} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left\{ \text{Ln} (d\epsilon - 1) + 0,293 - \frac{0,517}{\epsilon_r} \right\} \quad (3.13)$$

$$d = \frac{59,95 \pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

Avec la même modification que précédemment  $Z_0 < (63 - 2 \epsilon_r) \Omega$

c.a.d  $w/h > 1,3$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-0,555} \quad (3.14)$$

Une autre expression [4] en fonction de  $Z_0$  donne :

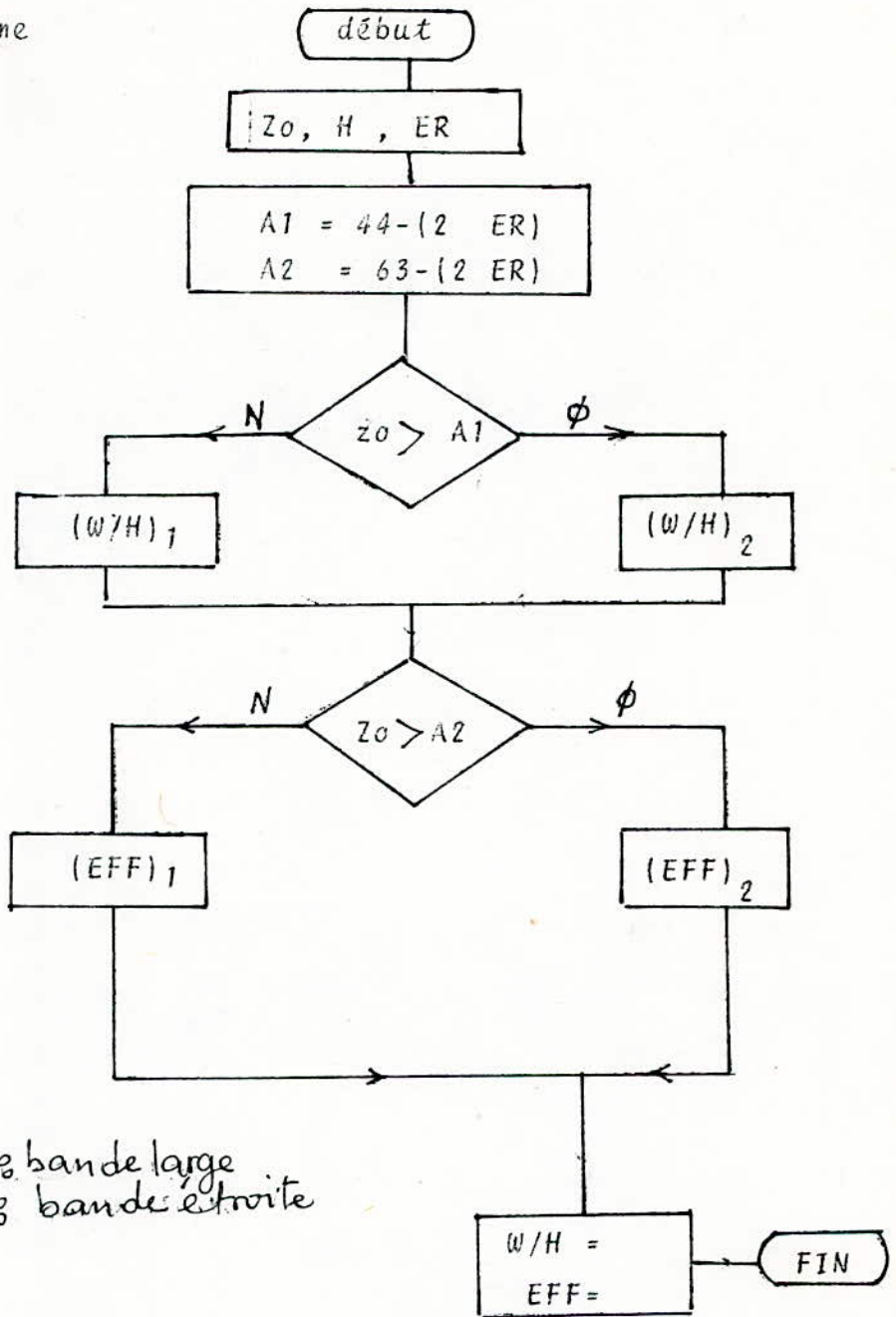
$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r}{0,96 + \epsilon_r (0,109 - 0,004 \epsilon_r) \left\{ 10g (10 + Z_0) - 1 \right\}}$$

Donc connaissant  $\epsilon_r$ ,  $h$  et  $Z_0$  on peut déterminer les dimensions de la microbande ainsi que la valeur de  $\epsilon_{\text{eff}}$  c.a.d  $\lambda_g$  et  $\ell$

Notons que les formules donnent des précisions de  $\pm 1\%$  pour  $W/H$  et de  $+0,5\%$ ,  $-0,0\%$  pour  $E_{eff}$  ce qui est appréciable.

C.6.3 - ORGANIGRAMME ET PROGRAMME DE SYNTHÈSE DE LA MICROBANDE EN MODE QUASI-TEM POUR DES SUBSTRATS D'ALUMINES

a. Organigramme



Indice 1 : bande large  
Indice 2 : bande étroite



b. Spécification des variables

- ER : Permittivité relative
- Zo : Impédance caractéristique Zo
- WH : Rapport largeur sur hauteur de la microbande
- EFF : Permittivité effective

Remarque: Dans le premier programme, on fera le choix de  $\epsilon_r$ , tel que  $8 \leq \epsilon_r \leq 12$ .

c. Programme (voir listing)

3.7- Effets dus à l'épaisseur restreinte de la Bande

En analysant la figure suivante, on remarque que la microbande aura une épaisseur restreinte "t" qui doit influencer la distribution du champ.

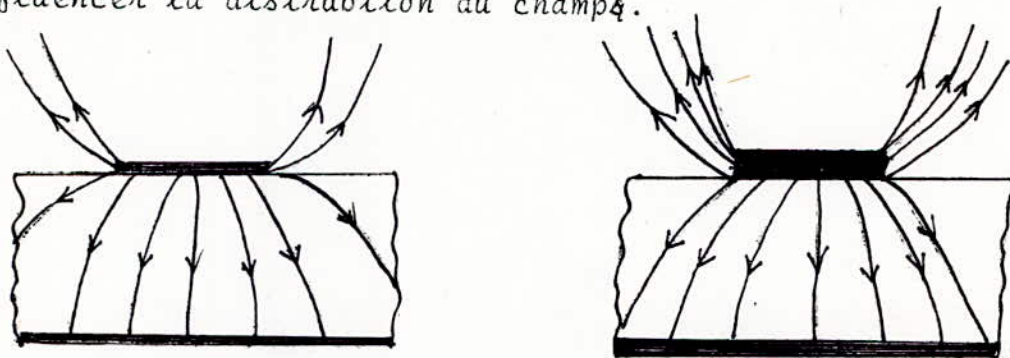


Fig 3.4- Modification dans la distribution du champ électrique en fonction de l'épaisseur de la microbande--

L'effet de l'épaisseur "t" est souvent négligeable, mais verra son importance dans le cas de microbande gravées sur des substrats de plastiques où celles conçues pour supporter une certaine puissance.

C'est ainsi que des formules simples et précises ont été établies en partant de l'impédance caractéristique.

### 3.7.1 Formules

- 28 -

Pour  $w/h \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{w_e} + 0,25 \frac{w_e}{h} \right) \quad (3.15)$$

Pour  $w/h \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w_e}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{w_e}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad (3.16)$$

où

Avec  $w/h \leq \frac{1}{2\pi}$

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25 t}{\pi h} (1 + \ln \frac{4\pi w}{t}) \quad (3.17)$$

Avec  $w/h \geq \frac{1}{2\pi}$

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25 t}{\pi h} (1 + \ln \frac{2h}{t}) \quad (3.18)$$

La permittivité effective de la microbande pourra être évaluée à l'aide de la formule :

$$\Delta \epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r - 1) t/h}{4,6 \sqrt{w/h}}$$

$$\epsilon_{eff}(t) = \epsilon_{eff} - \Delta \epsilon_{eff}(t) \quad (3.19)$$

Les valeurs de  $w/h$  et  $\epsilon_{eff}$  ont été déjà calculé dans le cas où l'épaisseur "t" n'a aucune influence. (chapitre 3.6).



3.7.2 Organigramme et programme de l'influence de "t" sur les paramètres de la microbande en mode TEM statique

On a les équations suivantes :

$$\text{Pour } W/h < 1,3 \quad \epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2 H'} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \frac{\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\ln 4}{\pi}}{2} \right) \right\}^{-2}$$

$$\text{Pour } W/h > 1,3 \quad \epsilon_{\text{eff}} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} + \left( 1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-0,555}$$

$$\text{Avec } H' = \ln \left\{ 4 \frac{h}{W} + \sqrt{16 \left( \frac{h}{W} \right)^2 + 2} \right\}$$

$$\text{Pour } W/h \leq 1 \quad Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left( 8 \frac{h}{W_e} + 0,25 \frac{W_e}{h} \right)$$

$$\text{Pour } W/h \geq 1 \quad Z_0 = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W_e}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1}$$

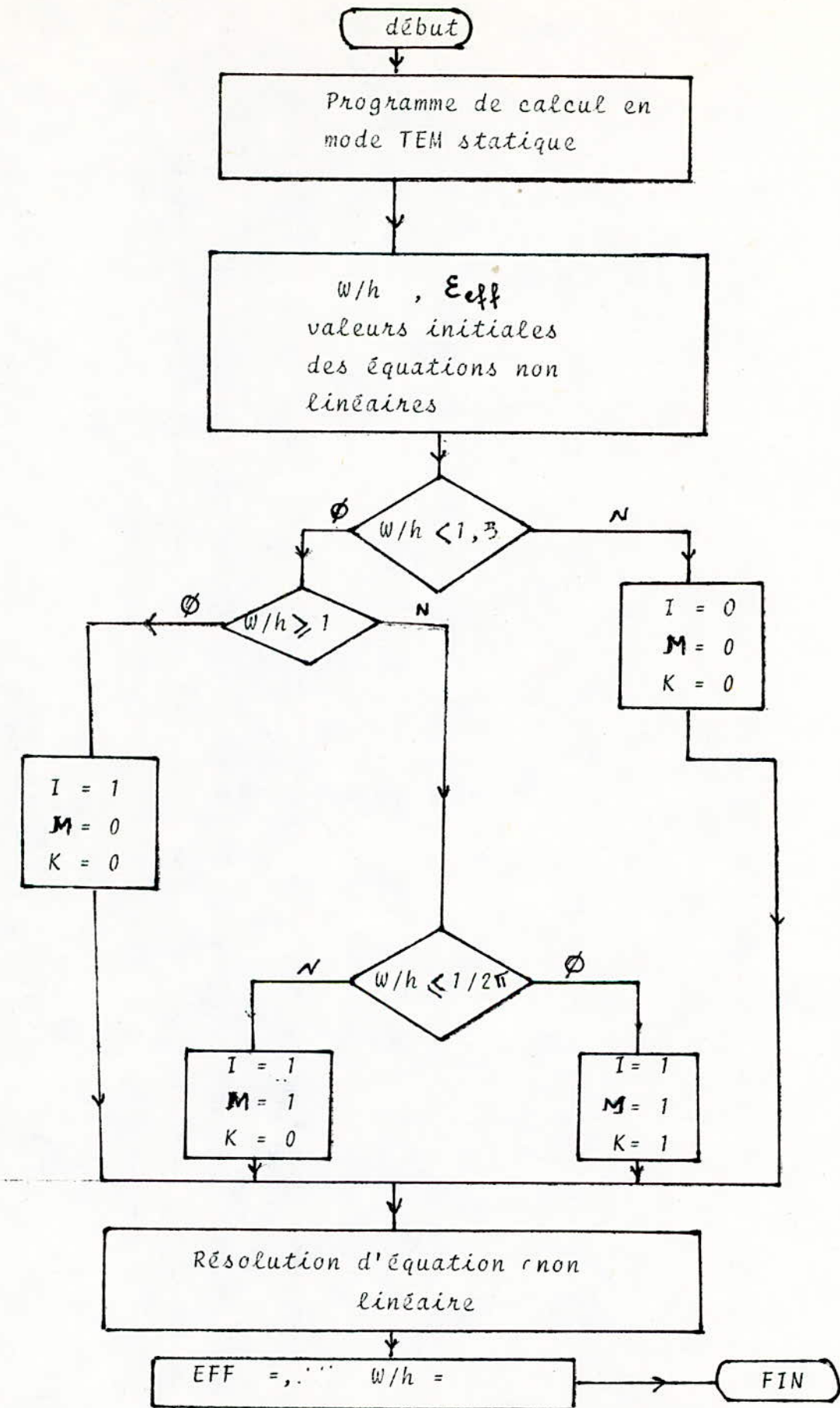
$$\text{Pour } W/h \leq 1/2\pi \quad \frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1,25 t}{\pi h} \left( 1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right)$$

$$\text{Pour } W/h \geq 1/2\pi \quad \frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1,25 t}{\pi h} \left( 1 + \ln \frac{2h}{t} \right)$$

On remarque que l'équation en  $W_e/h$  est une équation non linéaire. Les paramètres de la microbande à calculer sont  $W/h$  et  $\epsilon_{\text{eff}}$  en maintenant la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_0$  c'est à dire elle doit pas être influencée par "t".

On doit remarquer que si  $t = 0$ ,  $W_e/h = W/h$ .

a- Organigramme





## b. Specification des variables:

$$\begin{aligned} \text{Weh} &= w_e / h & ; & & w/R = wR \text{ et } WR = X(1) & \longrightarrow & 1^{\text{ere}} \text{ variable} \\ \text{EFF} &= E_{\text{eff}} & ; & & \text{ERF} = X(2) & \longrightarrow & 2^{\text{nd}} \text{ variable} \end{aligned}$$

$$\text{weh} = K \text{ weh}_1 + (1-K) \text{ weh}_2$$

$$- F_{11} = X(2) - A \left( (1 - D \cdot B / HH) \uparrow - 2 \right)$$

$$- F_{21} = X(2) - A - (B \times HH^2)$$

où  $A = (E_r + 1) / 2$

$$B_1 = (E_r - 1) / 2, \quad C_1 = 2 \cdot A$$

$$D = B_1 / C_1$$

$$B = \ln(\pi/2) + (\ln(4/\pi)) / E_r$$

$$HH = \ln(4/wR) + \sqrt{16/(wR)^2 + 2}$$

$$HH^2 = (1 + 10/wR) \uparrow - 0,555$$

$$- F_{12} = Z_0 - \left( (60/\sqrt{\text{EFF}}) * \ln(\text{weh}_3) \right)$$

$$- F_{22} = Z_0 - \text{weh}_5 * \left( (\text{weh} + 1.393 + (0.667 \cdot \text{weh}_4)) \uparrow - 1 \right)$$

$$1^{\text{ere}} \text{ équation non linéaire} : F(1) = I \cdot F_{11} + (1-I) F_{21}$$

$$2^{\text{eme}} \text{ équation non linéaire} : F(2) = H \cdot F_{12} + (1-H) F_{22}$$

$$\text{on résoud } F(1) = 0 \text{ et } F(2) = 0$$

## c. Programme

### Remarque :

on montre que pour les microbandes telles que  $2 \leq E_r \leq 10$  et  $t/R \leq 0,005$  et  $w/R \geq 0,1$ , les effets de  $t$  sont négligeables. L'importance de cet effet se verra pour les valeurs de  $t/R \geq 0,005$  et  $w/R \leq 0,1$ .

### 3.8. Effets due à un boîtier métallique

Dans beaucoup d'applications pratiques, les CIM comportent un boîtier métallique qui est utilisé comme dispositif hermetique, comme blindage electromagnetique facilitant ainsi le maniment de l'element. La presence de parois conductrice sur la partie superieure et sur les cotes diminue à la fois l'impedance caracteristique et la permittivité de la microbande, cela est due à la proportion croissante du flux électrique dans l'air.

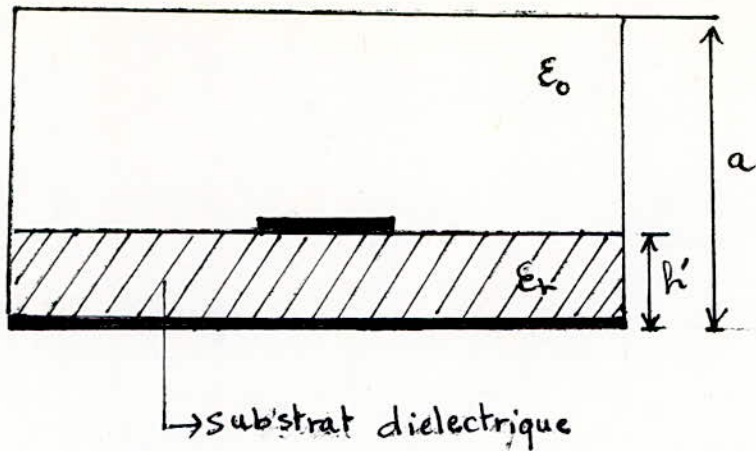


fig 3.5 Plan de section transversale d'une microbande blindée -

ainsi les formules donnant l'impédances caractéristique :

Pour  $W/h \leq 1,3$

$$Z_0 \text{ (avec blindage)} = Z_0 \text{ (sans blindage)} - Z_{OS1} \quad (3.20)$$

Pour  $W/h \gg 1,3$

$$Z_0 \text{ (avec blindage)} = Z_0 \text{ (sans blindage)} - Z_{OS2} \quad (3.21)$$

Formules dans lesquelles :

$$\begin{aligned} Z_{OS1} &= 270 \left\{ 1 - \tanh \left( 0,28 + 1,2 \sqrt{h'/h} \right) \right. \\ Z_{OS2} &= Z_{OS1} \left\{ 1 - \tanh \left[ \frac{1 + 0,48 (W/h - 1)^{0,5}}{(1 + (h'/h))^2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.22)$$

où  $h' = a - h$

La permittivité effective est donnée par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1) p}{2} \tanh \left\{ 0,18 + \frac{0,237 (h'/h)^{-0,415}}{(h'/h)^2} \right\} \quad (3.23)$$



où

$$R = \begin{cases} \left\{ \left\{ 1 + 12 \left( \frac{h}{W} \right) \right\}^{-0,5} + 0,04 \left\{ 1 - \left( \frac{W}{h} \right) \right\}^2 \right. & \text{pour } W/h \leq 1 \\ \left. \left\{ 1 + 12 \left( \frac{h}{W} \right) \right\}^{-0,5} \right\} & \text{pour } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (3.24)$$

Ces formules sont valables pour une microbande blindée munie d'une plaque supérieure seulement.

We a été définie aux équations (3.17) et 3.18)

Zo peut être déterminée en prenant les expressions suivantes : (pas de blindage).

Pour les lignes à bandes "étroites" ( $W/h < 3,3$ )

$$Z_0 = \frac{119,9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[ \ln \left( \frac{4h}{W} + \sqrt{16 \left( \frac{h}{W} \right)^2 + 2} \right) - \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (3.25)$$

Pour les lignes à bandes "larges" ( $W/h > 3,3$ )

$$Z_0 = \frac{119,9 \pi}{2 \sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{W}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(e \pi^2 / 16)}{2 \pi} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} + \frac{(\epsilon_r + 1)}{2 \pi \epsilon_r} \left\{ \ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left( \frac{W}{2h} + 0,94 \right) \right\} \right) \right]^{-1} \quad (3.26)$$

### 3.9- Correction de la conception

Une fois qu'un CIM a été fabriqué, il existe souvent une petite amélioration à réaliser qui rejaille sur les performances de tout le circuit. Lorsque les circuits passifs (c;a;d les microbandes) peuvent être testés en l'absence des circuits actifs, les différences dans les performances réelles peuvent être observées et utilisées pour calculer les ajustements nécessaires au traitement du circuit réalisé afin d'obtenir un second essai qui soit meilleur.

Quelques soit la méthode employée. Les directives suivantes sont applicables à une microbande sur substrat de type alumine.

a/- débiter avec une impédance légèrement inférieure à celle qui est réellement désirée, c'est à dire  $W/h$  plus élevé si l'on envisage une retaille. Le tableau suivant indique l'ordre de grandeur des ajustement à prévoir pour une augmentation de 1 % de  $Z_0$

$W/h$	$Z_0$ ( $\Omega$ )	Pourcentage de réduction de $W$
0,1	110	3
1,0	50	2,5
8,0	12	1

b/- Les longueurs physiques des différentes parties devront aussi être conçues, initialement, légèrement plus grande que ce qui est désiré en définitive, si l'on envisage une retaille. Ainsi la fréquence de travail pour ces longueurs sera légèrement plus faible que celle désirée. La longueur physique doit être réduite pour augmenter la fréquence de travail jusqu'à la valeur correcte. L'ajustement peut être envisagé de façon proportionnelle, ainsi une réduction de 1 % de la longueur correspondra à une augmentation de 1 % de la fréquence.



### 3.10- Comportement et conception aux fréquences

Le comportement de la microbande aux fréquences élevées est nettement différent qu'aux fréquences au dessous de 2 GHz où le mode de propagation était quasi-TEM, cependant les formules établies pour ce dernier constituent une base pour le calcul aux fréquences élevées.

#### 3.10.1- Dispersion dans la microbande

La non linéarité de la constante de phase en fonction de la fréquence définit le phénomène de dispersion.

Ainsi, toutes les microbandes sont dispersives et la relation entre la longueur d'onde et la fréquence est très compliquée. Le mode de propagation hybride le long de la microbande conduit au mécanisme dispersif et un examen des types de champs sur ligne microbande blindée permet de comprendre cette situation dynamique.

La définition de la permittivité effective reste valable :

$$\epsilon_{eff}(f) = \left( \frac{c}{v_p(f)} \right)^2 \quad (3-27)$$

Les limites de la valeur de  $\epsilon_{eff}(f)$  sont telles que à des fréquences basses, elle se réduit à celle du mode TEM statique ; et quand la fréquence augmente à l'infini,  $\epsilon_{eff}(f)$  tend vers la permittivité du substrat.

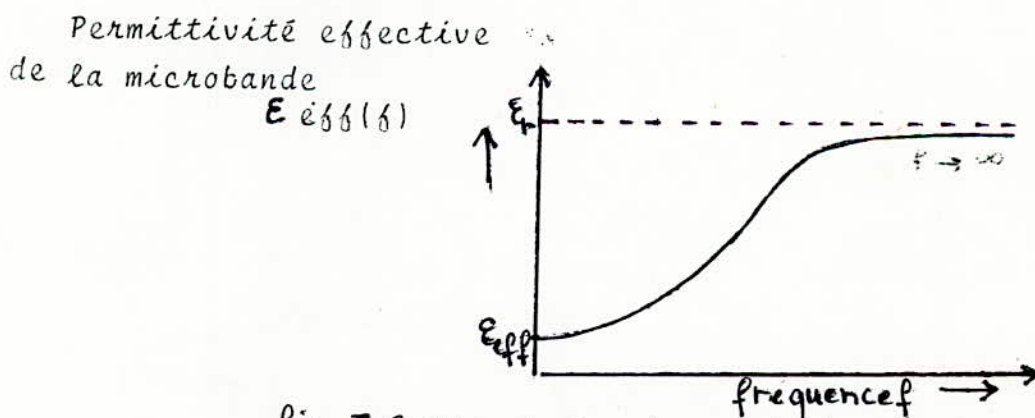


fig 3.6-Dispersion dans la microbande-

3.10.2- Calculs approchés avec dispersion

Le concepteur souhaitera toujours connaître la longueur d'onde  $\lambda_g$  du mode dominant dans la microbande d'impédance caractéristique  $Z_0$  et de rapport  $W/h$ . la connaissance de  $\epsilon_{eff}(f)$  est indispensable car :

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (3.28)$$

En effet la permittivité effective de la microbande est une fonction de la fréquence, de l'épaisseur  $h$  du substrat et de sa permittivité relative et de l'impédance caractéristique.

$$\epsilon_{eff}(f, h, \epsilon_r, Z_0)$$

L'épaisseur  $h$  intervient dans l'expression parce- qu'elle influence les ondes de surface et le champ hybride au complet.

L'impédance caractéristique intervient sachant que  $\epsilon_{eff}$  en mode TEM statique en dépend et que  $\epsilon_{eff}(f)$  tend vers  $\epsilon_{eff}$  en basse fréquence.

a- Modèle microbande de G et singer

Une formule précise de  $\epsilon_{eff}(f)$  a été définie par G et singer [5], précisément pour les substrats de type alumine.

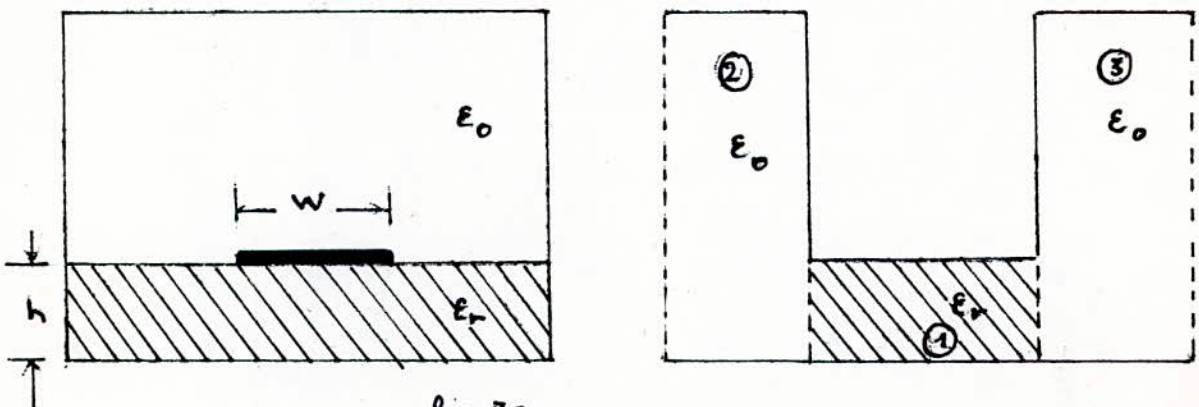


fig 37 - modèle de G et singer pour l'analyse de la dispersion-



On remarque que le modèle n'est pas physiquement réalisable. Il consiste en trois lignes mises les unes à côté des autres :

① - Une ligne centrale à faces parallèles de largeur  $w'$  et d'épaisseur  $h$  remplie de dielectrique de permittivité

② - Et ③ sont deux lignes additionnelles de structure identique reliées électriquement à ①, de largeur  $a'$  et d'épaisseur  $h$  remplie d'air.

La ligne ① prend en compte les champs du substrat dans la microbande tandis que les lignes ② et ③ tiennent compte des champs existants dans l'air pour la microbande réelle. Les 2 structures (remplies d'air et de dielectrique) ont le même comportement du point de vue de la dispersion pour un même mode de propagation.

Les détails de calculs de  $\epsilon_{eff}(\beta)$  se trouvera dans les publications de G. et Singer [5]

Le résultat est donné :

$$\epsilon_{eff}(\beta) = \frac{-(\epsilon_r - \epsilon_{eff})}{1 + \delta^2 (2M_0 h / Z_0)^2 \left[ \frac{\pi^2}{12} \left\{ \frac{(\epsilon_{eff} - 1) (h'/h)^2 (\epsilon_r - \epsilon_{eff})}{\epsilon_r - 1} \right\} \left\{ \frac{(\epsilon_{eff} - 1) (\epsilon_r - \epsilon_{eff})}{\epsilon_{eff} (\epsilon_r - 1)} \right\} \right]} + \epsilon_r$$

! Un paramètre rest inconnu :  $(h/h')$ , sachant que ce rapport à une variation faible en fonction de  $Z_0$  ; ainsi une expression plus simple a été établie :

$$\epsilon_{eff}(\beta) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + G (\beta/\beta_p)^2} \quad (3.29)$$

où

$$\beta_p = \frac{Z_0}{2M_0 h}$$

$M_0$  : Perméabilité du vie (de valeur constante =  $4 \cdot \pi \times 10^{-7}$  H/m)

$f$  : Fréquence en GHz.

$G$  : Paramètre empirique dépendant de  $Z_0$  et faiblement de  $h$

$G$  et  $singer$  a déduit que  $G = 0,6 + 0,009 Z_0$  pour les microbandes sur substrats d'Alumine.

Ces trois dernières équations donnent lieu à des différences qui croissent quand  $Z_0$  diminue et peuvent dépasser 3 % si  $Z_0$  descend à moins de  $20 \Omega$ .

### 3.10.3 Formules précises de conception

Des mesures sur ligne microbande pour un nombre important de fréquences et d'impédances caractéristiques montrent qu'une optimisation du facteur  $G$  est nécessaire pour n'importe quelle "famille" de microbande sur un substrat donné.

Edwards et Owens [6] ont établie (par interpolation) l'expression pour  $G$  sur un substrat à saphir monocristallin :

$$G = \frac{(Z_0 - 5)^{1/2}}{60} + 0,004 Z_0 \quad (3.30)$$

Et ceci pour des impédances caractéristiques dans le domaine ( $10 \leq Z_0 \leq 100$ )  $\Omega$  et sur la bande de fréquence ( $2 < f < 18$ ) GHz.

Des mesures précises effectuées sur un substrats d'alumine ont donné l'expression suivante :

$$G = \frac{(Z_0 - 3)^{1/2}}{60} + 0,001 Z_0 \quad (3.31)$$

Et ceci pour le domaine d'impédance caractéristique ( $30 \leq Z_0 \leq 70$ )  $\Omega$  et pour une bande de fréquence ( $2 \leq f \leq 18$ ) GHz.

La figure (3.8) donne les différents courbes



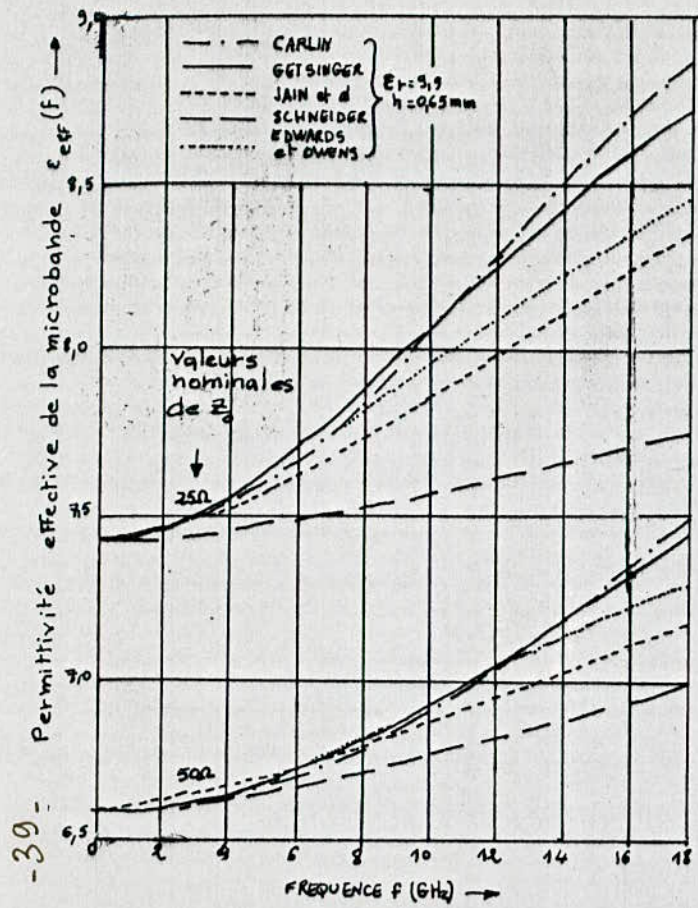


fig. 3.8. Comparaison des résultats obtenus pour 5 techniques de calculs de dispersion différentes.

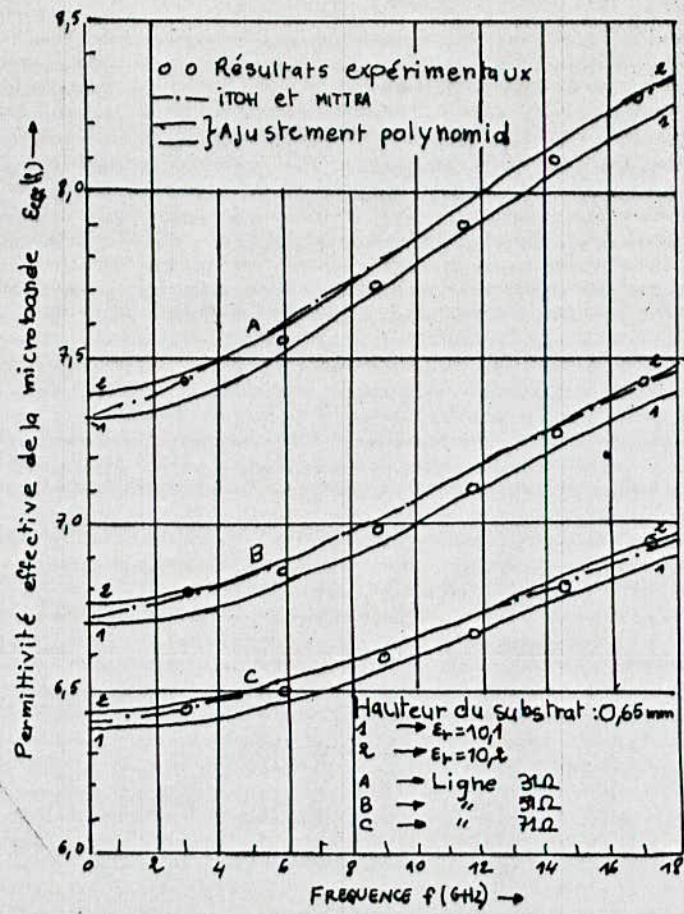


fig. 3.9. Courbes de dispersion applicables à 3 lignes microbandes sur un substrat alumine de haute pureté.



d'interpolation établies par différents chercheurs pour un substrat de permittivité relative  $\epsilon_r = 9,8$  et d'épaisseur  $h = 0,65$  mm.

Cependant Edward et Owens ont établis une expression finale pour la dispersion applicable avec autant de précision pour l'alumine et le saphir :

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r \frac{(\epsilon_r - \epsilon_{eff}(f))}{1 + (h/z_0)^{1,33} (0,43f^2 - 0,009f^3)} \quad (3.32)$$

La précision estimée de cette dernière équation est de  $\pm 0,8$  % et reste maintenue pour des permittivités de substrats dans les limites :  $8 \leq \epsilon_r \leq 12$ .

Il est tout à fait probable que cette équation demeure valable et précise pour des substrats de permittivité plus faibles mais la détermination de  $G$  pour chaque cas particulier par interpolation graphique, est possible pour le calcul de  $\epsilon_{eff}(f)$ .

La figure (3.9) montre des courbes de dispersion pour 3 lignes microbandes sur un substrat d'alumine.

### 3.10.4 - Dépendance en fréquence de l'impédance caractéristique

Le problème de l'impédance caractéristique en tant que fonction de la fréquence n'est pas facile à résoudre de façon satisfaisante. Le modèle du guide planaire permet d'aboutir à une formule fonction de la fréquence.

#### a- Modèle du guide d'onde planaire

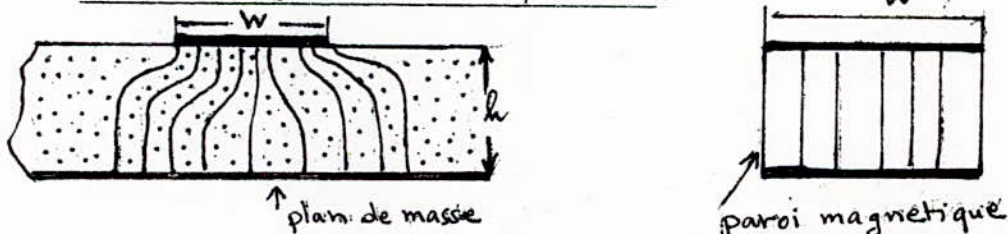


fig 3.10. Modèle du guide planaire



A partir de la largeur effective de la microbande, Owens [8] aboutit à l'expression suivante :

$$Z_0(f) = \frac{h \eta}{W_{eff}(f) \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (3.33)$$

où

$W_{eff}$  : largeur effective de la microbande

$$W_{eff}(f) = W + \frac{W_{eff} - W}{1 + (f/f_p)^2} \quad (3.34)$$

et

$$f_p = \frac{c}{2 W_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (3.35)$$

avec

$$W_{eff} = \frac{h \eta}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.36)$$

$\eta$  : est impédance caractéristique du vide :

$$\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 376,7 \Omega$$

On observe que  $W_{eff}(f)$  varie en fonction de  $\{1 + (f/f_p)^2\}^{-1}$  et  $\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}$  sont compris dans la même équation.

Ainsi l'effet de dépendance en fréquence pour  $W_{eff}(f)$  prédomine, et cette quantité diminue lorsque la fréquence augmente,  $Z_0(f)$  croît donc quand la fréquence augmente.

#### b- Expression plus élaborés

Une autre expression a été proposé par Bianco

$$Z_0(f) = Z_{0T} - \frac{Z_{0T} - Z_0}{1 + G (f/f_p)^2} \quad (3.37)$$

Dans cette formule,  $Z_{0T}$  est deux fois l'impédance caractéristique pour une ligne de transmission à bande triple ayant la même largeur  $W$  que la ligne microbande, mais ayant deux fois l'épaisseur de substrat (c'est-à-dire que l'épaisseur totale du dielectrique est  $2h$ ).  $Z_{0T}$  est déterminé à partir de courbes standards [7] ou à partir d'une bonne approximation.

42

### 3.10.5 - Algorithme de conception pour la largeur de la microbande

L'idée revient à Geisinger de l'élaboration d'un programme connaissant l'impédance caractéristique et sa variation en fonction de la fréquence.

Le procédé est le suivant :

- a>- Faire l'approximation initiale:  $Z_0(f) = Z_0$
- b>- Trouver la largeur approchée de la microbande  $W$  en utilisant cette valeur de  $Z_0$ , avec  $\epsilon_r$  et  $h$  donnés
- c>- Déterminer le dénominateur fonction de la fréquence  $\{1 + G (\delta/\delta_p)^2\}$ , en se servant de la valeur approchée de  $Z_0$
- d>- Estimer  $Z_{0T}$  pour une ligne  $\bar{a}$  bande triple ayant la même largeur de bande  $W$  que la microbande, et deux fois son épaisseur de diélectrique ( $2h$ ).

e>- Réécrire l'équation  $Z_0(f) = Z_{0T} - \frac{Z_{0T} - Z_0}{1 + G (\delta/\delta_p)^2}$

avec  $A = \{1 + G (\delta/\delta_p)^2\}$

soit  $Z_0 = A [Z_0(f) - Z_{0T}] + Z_{0T}$

f>- Une fois cette valeur approchée de  $Z_0$  est obtenue, calculer  $W/h$  en utilisant les expressions en mode TEM statique et calculer  $W$  (sachant  $h$ ).

Les étapes -b- et -f- sont répétées jusqu'à ce que la différence entre les valeurs de  $W$  obtenues soit négligeable (précision 1 %).

### 3.10.6- Limites des fréquences de travail

#### a)- Limitation en mode TM

Vendelin [8] a montré que la fréquence qui provoque des limitations modales dans la microbandes est associée à un couplage fort entre le mode quasi TEM et le mode TM d'onde le plus bas et cela lorsque les vitesses de phases de ces deux modes sont proches.



La fréquence de l'onde du mode TM d'ordre le plus bas pour les microbandes larges est donné par :

$$f_{\text{TEM1}} = \frac{75}{h \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3.38)$$

Pour les microbandes étroites :

$$f_{\text{TEM1}} = \frac{106}{h \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3.39)$$

Où  $f_{\text{TEM1}}$  en gigahertz et  $h$  en millimètres.

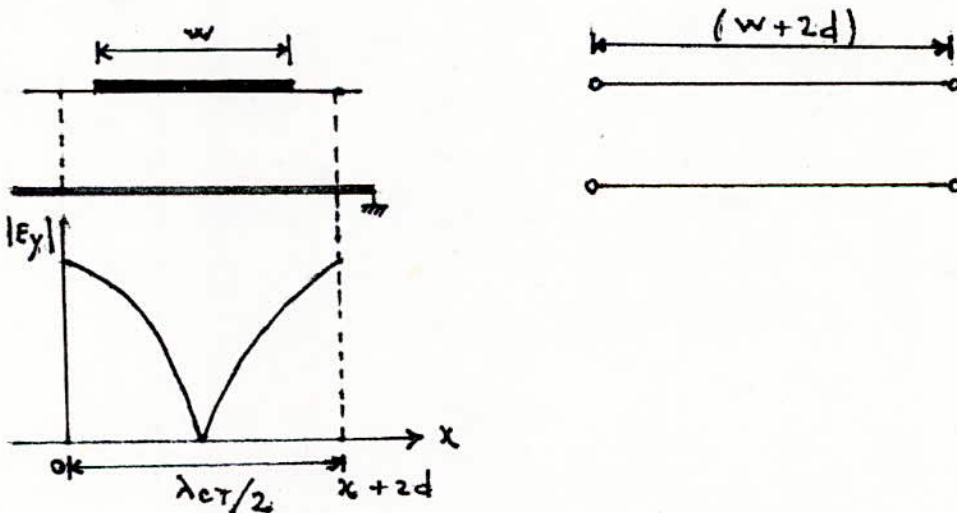
On recommandera ainsi des fréquences de travail inférieures à  $f_{\text{TEM1}}$ .

La figure 3.11 montre la limite de fréquence de coupure imposée en fonction de l'épaisseur du substrat.

b) - Résonance transverse d'ordre le plus bas dans la microbande

Pour une microbande suffisamment large, il peut exister un mode de résonance transverse qui peut s'associer de façon étroite au mode quasi-TEM.

A la fréquence de coupure de ce mode, le circuit équivalent est une ligne résonnante comme indiqué sur la figure suivante :



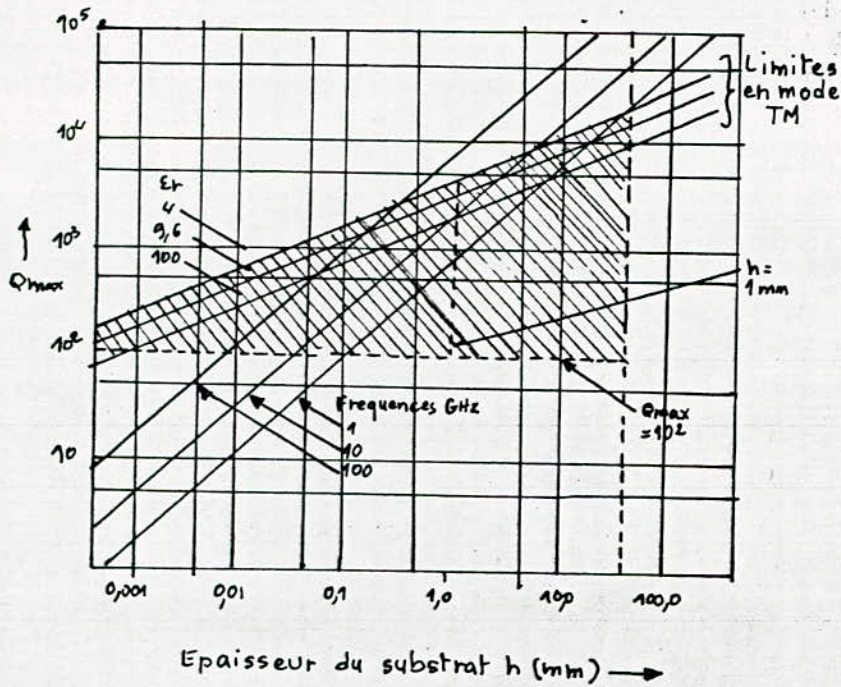


Fig. 3.12 Paramètres déterminant le choix du substrat: Coefficient Q, fréquences de travail, épaisseur et permittivité  $\epsilon_r$  du substrat

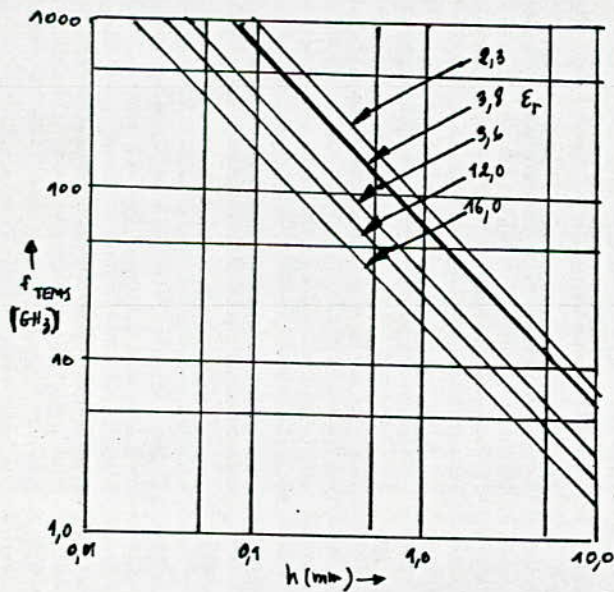


Fig. 3.11 Fréquence seuil d'excitation, en mode TM,  $f_{TEM3}$  fonction de l'épaisseur  $h$  et de la permittivité relative  $\epsilon_r$  du substrat.



La fréquence de coupure pour ce mode est donnée par la formule :

$$\delta_{cT} = \frac{150}{h \sqrt{\epsilon_r} (W/h + 0,4)} \quad (3.40)$$

La microbande par rapport au guide d'onde et la paire coaxiale, présente un facteur de qualité assez faible. Sachant qu'un facteur de qualité de 100 est souhaité, la région hachurée de la figure [5.12] représente la région utile de fonctionnement connaissant le substrat et la fréquence de travail.

### 3.10.7- Pertes en puissance et couplage parasite

a/- Facteur Q et coefficient d'affaiblissement

$$Q = \frac{W \sqrt{LC}}{R/Z_0 + GZ_0} \quad (3.41)$$

ou ces pulsation  $\omega$  la fréquence de travail sachant que :

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad \text{et} \quad \alpha = R/Z_0 = \frac{1}{GZ_0} = R\sqrt{LC}$$

On a :

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha}$$

d'où :

$$Q = \frac{\pi}{\alpha \lambda_g}$$

et

$$\alpha = \frac{\pi}{Q \lambda_g} \quad (N/m) \quad (3.42)$$

Pour une longueur  $l$  donnée :

$$\alpha(l) = \frac{8,686 \pi l}{Q \lambda_g} \quad \text{dB} \quad (3.43)$$

b/- Pertes dans le conducteur

L'expression la plus utile est celle de Bekkadal [9]

$$\alpha = 0,072 \frac{\sqrt{\delta}}{W Z_0} \lambda_g \quad \text{dB/ longueur d'onde de la microbande.} \quad (3.44)$$

c/- Pertes dielectriques

Les pertes dans le dielectrique sont données en fonction de  $\text{tg } \delta$ , tangente de l'angle de perte pour le substrat.

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_r (\epsilon_{\text{eff}} - 1) \text{tg } \delta}{\epsilon_{\text{eff}} (\epsilon_r - 1)} \text{ dB/longueur d'onde de la microbande.} \quad (3.42)$$

On notera que pour les substrats d'alumine, les pertes du conducteur dépassent les pertes dielectriques dans la plupart des microbandes.

d/- Pertes par rayonnement et propagation d'onde de surfaces

Les pertes par rayonnement et propagation ondes de surfaces sont représentées par l'admittance  $Y$  tel que :

$$Y = G_r + G_s + jB \quad (3.43)$$

$G_r$  représente les pertes par rayonnement

$G_s$  représente les pertes d'ondes de surface

$B$  relative à l'influence des champs dues à la présence de discontinuité.

Pour réduire ces deux effets on procède aux techniques suivantes :

- Ecran ou blindage métallique
- Introduction d'un petit élément dissipatif (absorbant) auprès de toute discontinuité rayonnante.
- Donner si possible une forme à la discontinuité pour réduire le rayonnement.
- Utilisation de circuits fermés, compacts et plans.



e/- Couplage parasite

On peut souligner que le fait de blinder le circuit, tout en évitant le rayonnement, augmente les champs d'onde de surface. L'introduction d'un élément dissipatif absorbe ces ondes. Mais cette technique n'est pas toujours possible à cause des contraintes d'espace, ainsi le facteur de qualité diminue ce qui représente un désavantage pour le circuit.

Pour éviter la présence de ces ondes parasites on procède à une grande isolation et les contraintes suivantes sont respectées :

- Utiliser des substrats de permittivité assez élevée,  $\epsilon_{eff}$  est alors assez grand (exp. l'alumine)
- Utiliser des substrats très minces ( $\lambda_0/h$  aussi grand que possible).
- Utiliser des stubs, à haute impédance ( $Z_0$ ) quand c'est possible.

3.10.8- Algorithme et programme de calculs des paramètres de microbande en fonction de la fréquence

a)- Présentation de l'idée

Dans ce programme il s'agit de calculer les paramètres de la microbande c'est à dire  $W/h$  et le facteur  $\epsilon_{eff}$  sous l'influence de l'épaisseur de la bande conductrice "t" et la fréquence "f".

Dans ce programme de synthèse adaptée spécialement aux substrats de types alumine, c'est à dire  $8 \leq \epsilon_r \leq 12$ ,

Il a été tenu compte de la limitation de fréquence de travail, comme indiqué au chapitre (3.10.6), et un calcul de pertes, facteur de qualité et longueur d'onde a été inséré.

On précise à ce niveau que le calcul des pertes à abordé seulement les pertes par conducteur et par diélectrique, quoique les pertes par rayonnement ne sont pas à négliger pour une ligne microbande en circuit ouvert, mais ceci est assez difficile.

De toute manière, ce calcul donnera à l'utilisateur une idée sur la dimension des pertes et facteur de qualité et pourra ainsi apprécier le choix du substrat qu'il s'est fait et son utilisation à la fréquence qu'il s'est imposée.

L'utilisateur pourra évaluer la variation de  $\epsilon_{eff}(f)$  en fonction de  $f$ , et apprécier le circuit conçu pour une utilisation donnée.

b) - Spécification des variables et formules

La nomination des variables est identique qu'en cas statique.

Les formules utilisées sont :  
sous les conditions de  $W/h$

$$\text{pour } W/h < 1,3 \quad \epsilon_{eff1} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \frac{\ln \pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2}$$

$$\text{où } H' = \ln \left\{ 4 \frac{h}{W} + \sqrt{16 \left( \frac{h}{W} \right)^2 + 2} \right\}$$

Pour  $W/h > 1,3$

$$\epsilon_{eff2} = \frac{(\epsilon_r + 1) + \epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-0,555}$$

Pour  $W/h \leq 1$

$$Z_{01} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff1}}} \ln \left\{ 8 \left( \frac{h}{we} \right)_i ; + 0,25 \left( \frac{we}{h} \right)_i \right\}$$

Pour  $W/h \geq 1$

$$Z_{02} = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff2}}} \left\{ \left( \frac{we}{h} \right)_i + 1,393 + 0,667 \ln \left[ \left( \frac{we}{h} \right)_i + 1,444 \right] \right\}^{-1}$$



où  $i = 1 ; 2$

Pour  $w/h \leq 1/2\pi$   $\left(\frac{w_e}{h}\right)_1 = \frac{w}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln\left(\frac{4\pi w}{t}\right)\right)$

Pour  $w/h \geq 1/2\pi$   $\left(\frac{w_e}{h}\right)_2 = \frac{w}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right)\right)$

$w_e/h = w_e h$  ;  $w/h = w R$   
 $E_{eff} = EFF$

$f = F_r$

-  $w_e h = K_1(w_e h)_1 + (1-K_1) * (w_e h)_2$

-  $F_1 = M * Z_{01} + (1-M) * Z_{02}$

-  $F_2 = I * E_{eff1} + (1-I) * E_{eff2}$

-  $E_{eff}(t, f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - E_{eff}(t)}{1 + (h/Z_{0i})^{1,35} * (1,43f^2 - 0,009f^3)}$

-  $Z_0(f) = \frac{h * 376,7}{w_{eff}(f) \sqrt{E_{eff}(f,t)}}$

-  $w_{eff}(f) = w + \frac{w_{eff} - w}{1 + (f/f_p)^2}$

-  $w_{eff} = \frac{376,7 * h}{Z_{0i} \sqrt{E_{eff}(t)}}$

-  $E_{eff}(t) = E_{effi} - \Delta E_{eff}(t)$

avec  $\Delta E_{eff}(t) = \frac{(\epsilon_r - 1) t/h}{4,6 \sqrt{wh}}$

Le programme permet la resolution d'un système non - linéaire par la methode de Newton - Raphson qui sera expliquée en annexe.

### c/ Analyse des formules

1°/ - A la fréquence nulle , c'est à dire en mode quasi - TEM statique :

$$\epsilon_{eff}(t, f) = \epsilon_{eff}(t)$$

$$Z_0(f) = \frac{376,7 \cdot h}{w_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff}(t)}} = \frac{h \cdot 376,7}{R \cdot 376,7} \cdot \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}(t)}}{\sqrt{\epsilon_{eff}(t)}} = Z_0$$

Ce qui est correcte.

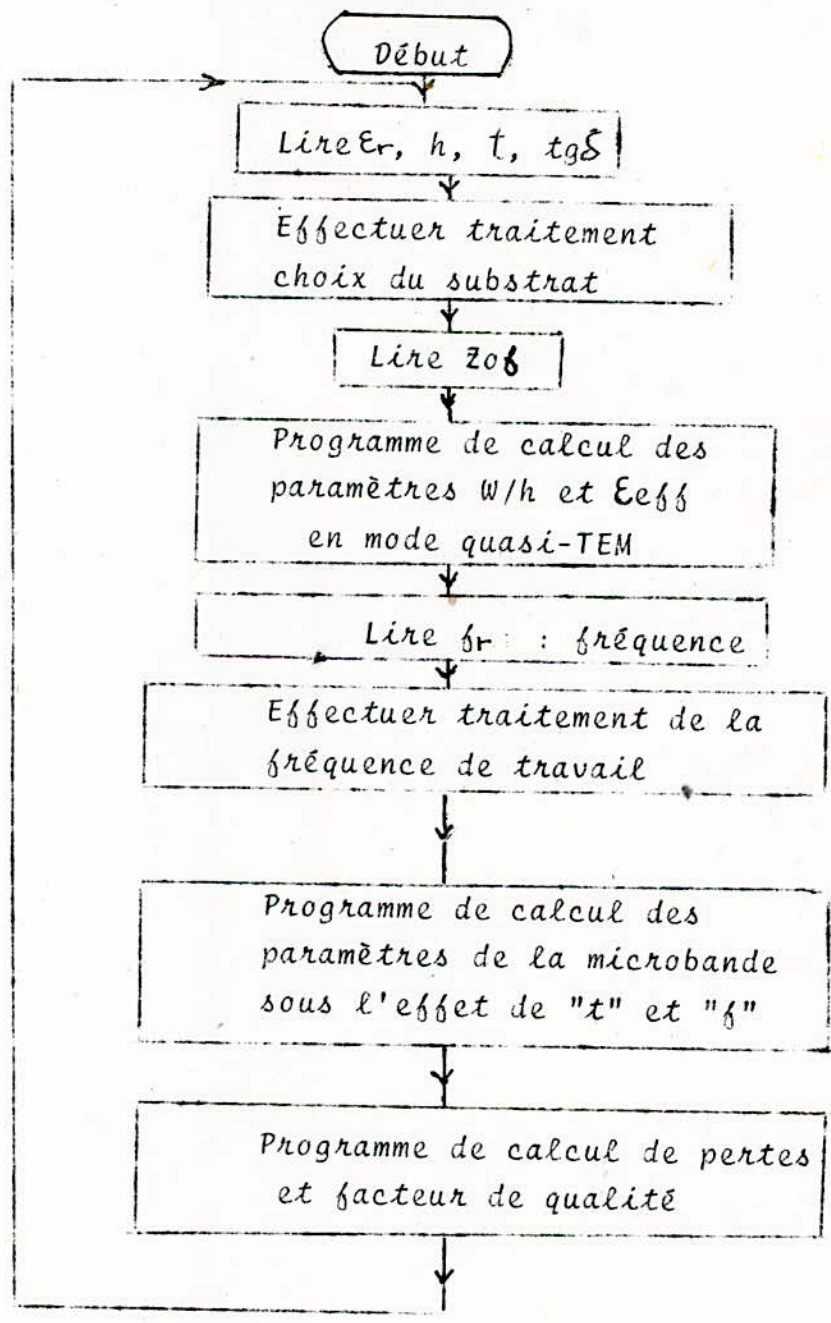
2°) - Si l'influence de t est négligeable, à la limite :

$$t = 0, \text{ et } f = 0$$
$$\epsilon_{eff}(t) \rightarrow \epsilon_{eff}$$

si t = 0 et f ≠ 0

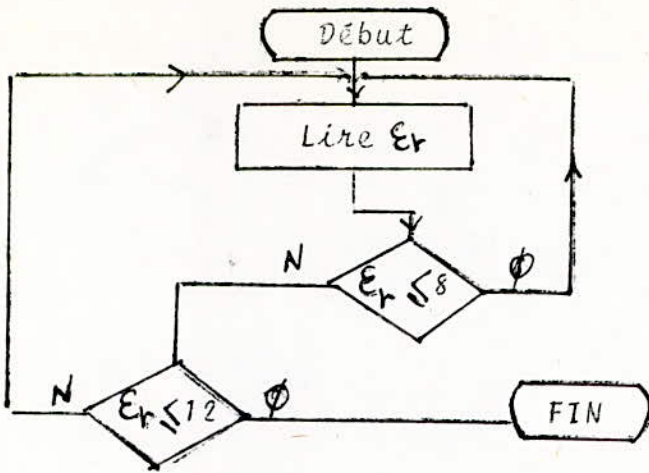
$$\epsilon_{eff}(t, f) = \epsilon_{eff}(f)$$

d) - Organigramme

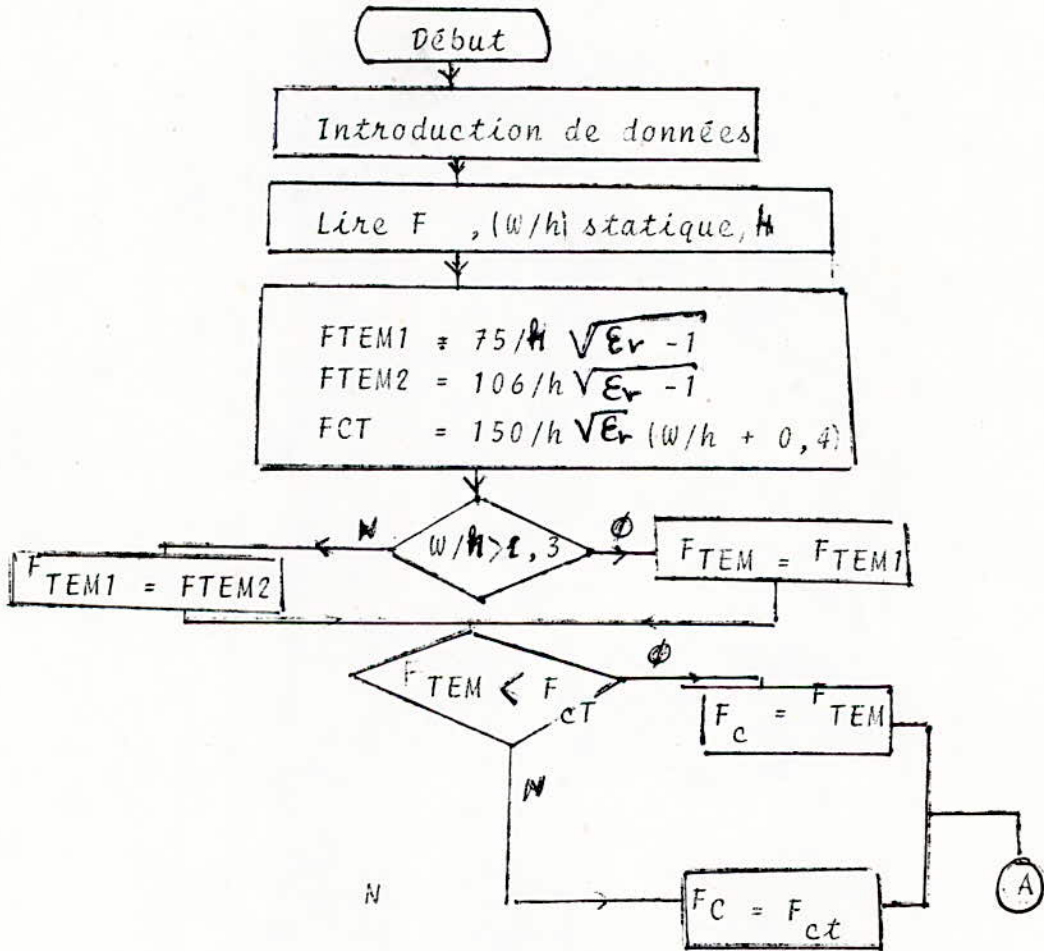


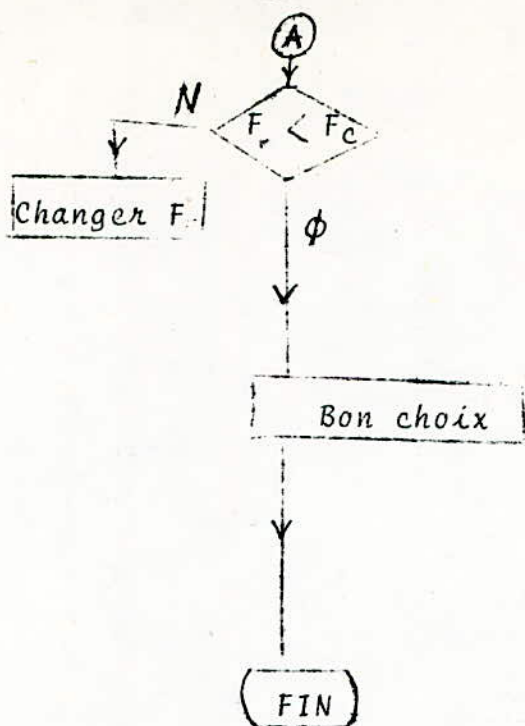


i)- Traitement : choix du substrat



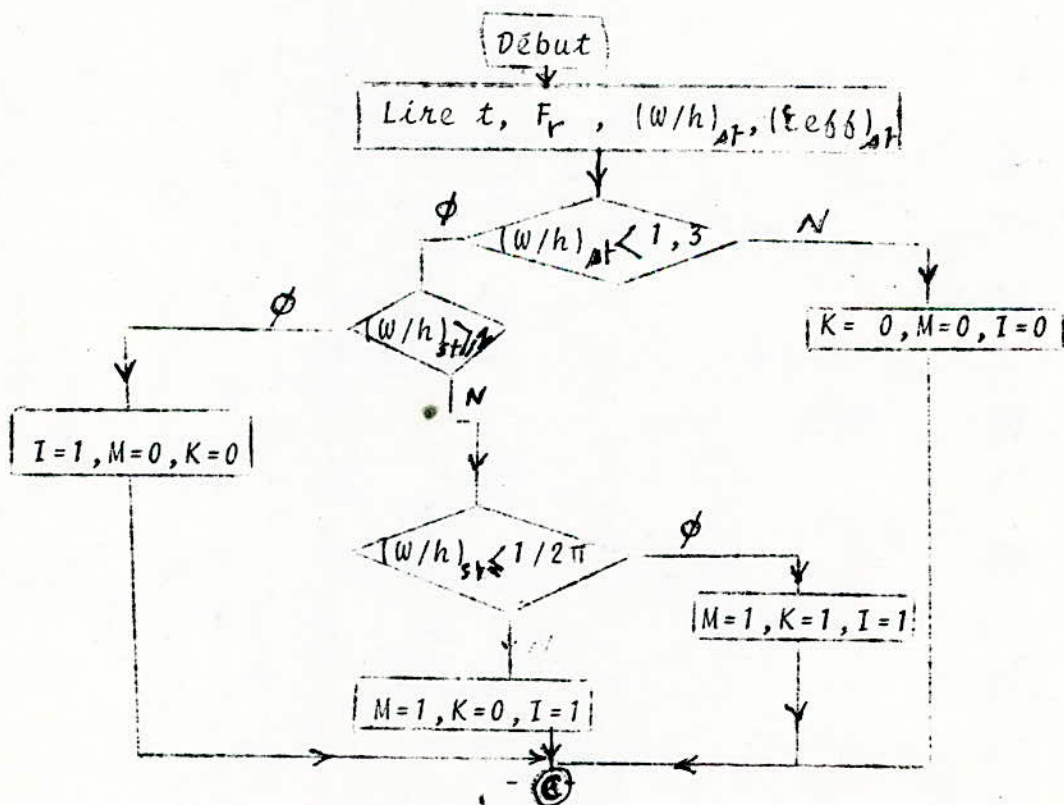
ii- Traitement : choix de la fréquence de travail



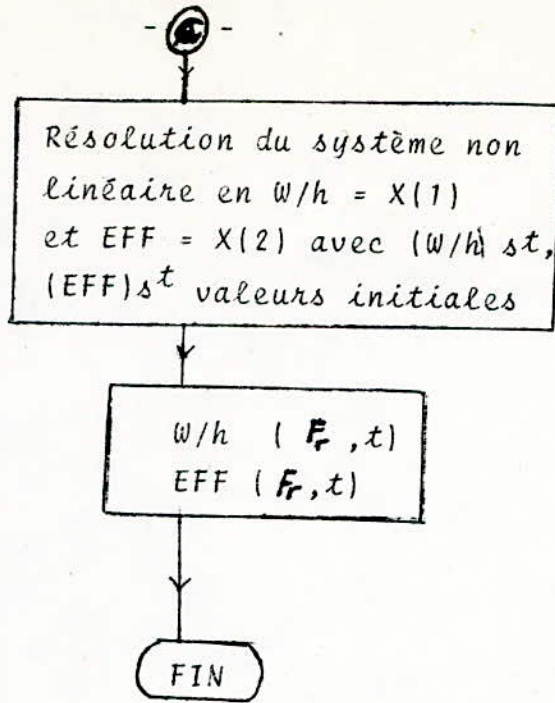


iii/- Organigramme de calcul des paramètre sen quasi TEM :  
voir chapitre (362)

ii/- Organigramme de calcul des paramètres sous l'effet de la  
fréquence l'épaisseur "t"







Systeme non linéaire :

$$F(1) = Z_0 \delta - H \times 376,7 / (W_{eff}(\delta) \cdot \sqrt{X(2)})$$

$$F(2) = X(2) - \epsilon_r + (\epsilon_r - \epsilon_{eff}(t)) / (1 + G (H/F_1)^{1,433})$$

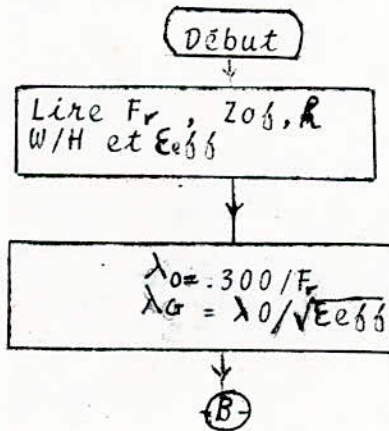
$$G = 0,43 F_r - 0,009 F_r$$

$$X(2) = \epsilon_{eff}(f, t)$$

$$F_1 = M \times Z_{01} + (1 - M) Z_{02}$$

On remarque que  $X(1) = W/h$   
et que  $\epsilon_{eff}(t), W_{eff}(\delta)$  sont fonction de  $X(1)$ .

Vij Organigramme de calcul de pertes et facteur de qualité



- 54 - (B)

$$P_d = \frac{27,3 \times \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) t_g \delta}{\epsilon_{eff} (\epsilon_r - 1)}$$
$$P_c = 0,072 \sqrt{F_r} \cdot \lambda_g / (w \cdot Z_0 \delta)$$

$$P = P_d + P_c$$
$$Q = 8,886 \cdot \pi / (R \cdot \lambda_g)$$

FIN

e- Résultat obtenus par programme

On. notera à cet effet que le programme établi permet de calculer les paramètres  $W(f, t)$  et  $\epsilon_{eff}(f, t)$  pour des impédances caractéristiques allant jusqu'à  $96 \Omega$ .

Cette contrainte vient du fait que l'équation  $\left(1 + 10 \frac{h}{w}\right)^{-0,555}$  n'est pas calculable car le système de résolution non linéaire donne une valeur de  $W/h$  comprises entre 0 et -1, et cela pour les impédances supérieures à  $96 \Omega$ .



# **CHAPITRE**

## **4**

Discontinuité dans  
la microbande

4.1- Les principales discontinuités dans la microbande

Les discontinuités sont présentes dans n'importe quelle structure de propagation ou circuits répartis souvent dues à leurs exigences. Une ligne microbande, en particulier, rectiligne et ininterrompue devrait être véritablement continue c'est à dire ne devrait contenir aucune discontinuité. Mais en fait, de telles lignes rectilignes, prises séparément, ont une utilisation techniquement limitée et dans tous les cas des jonctions sont nécessaires.

Dans la région des courbures, des circuits ouverts arrêtés brutalement, des changements de largeur et des transitions, des discontinuités apparaissent dans la ligne de transmission.

Les différentes formes de discontinuités sont traitées dans ce chapitre et ont été présentées dans [3].

4.1.1- Le circuit ouvert raccourci

Il y a trois phénomènes associés au "circuit ouvert".

a>- Présence de champs marginaux s'étendant au delà de l'extrémité physique de la bande métallique.

b>- Des ondes de surface seront envoyées à partir de l'extrémité de la bande.

c>- De l'énergie sera rayonnée à partir de l'extrémité ouverte.

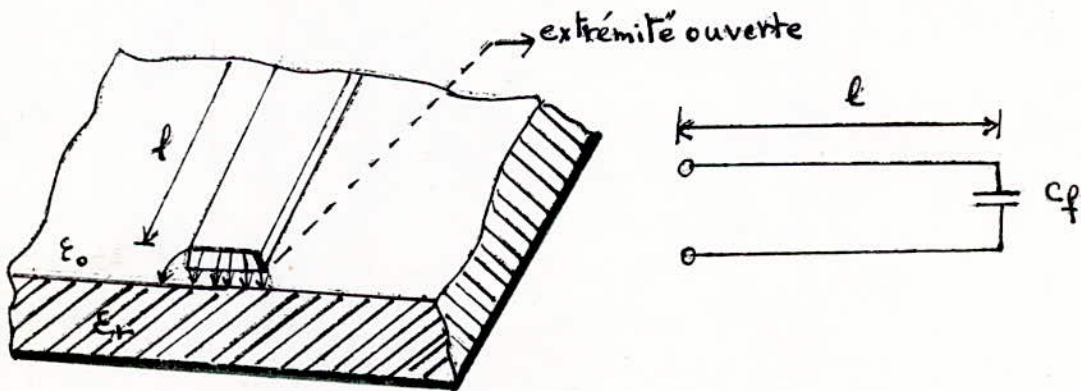


fig 4.1-Circuit ouvert physique et son circuit équivalent -



Le premier phénomène peut être expliqué en supposant une capacité  $C_f$  équivalente connectée à l'extrémité ouverte.

Cette capacité  $C_f$  se traduit par une longueur les imaginaires laissant supposer que la ligne à microbande est un peu plus longue que dans la réalité. Ceci est illustré par les figures suivantes (4.2. a, b, c).

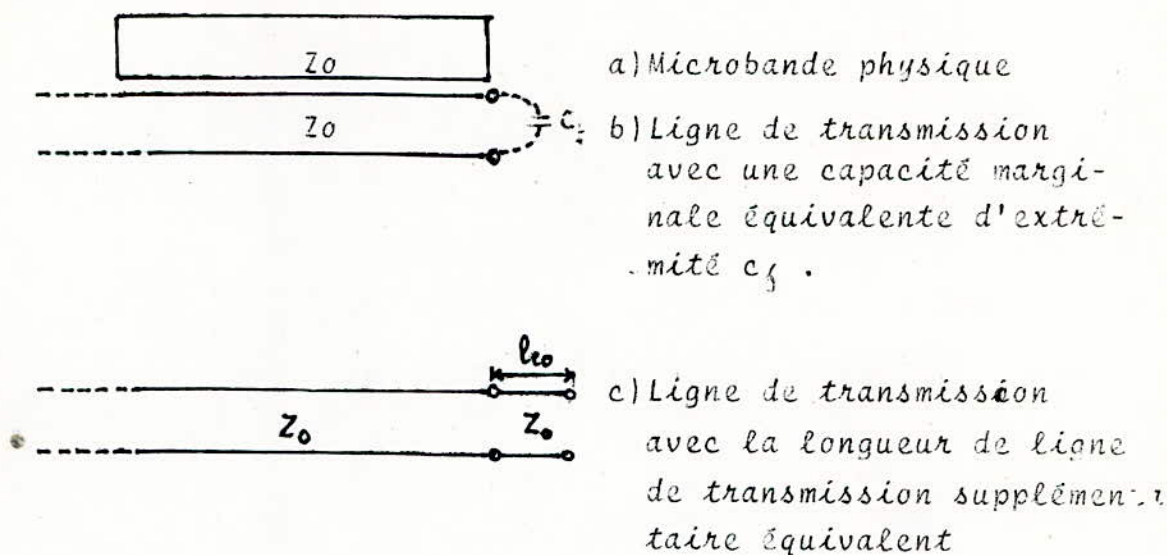


Fig (4.2) : Developpement du concept de longueur équivalente due à l'effet de bord

Une formule empirique a été établie par Hammerstad et Bekkadal [11], se révélant valable sur un large ensemble de matériaux et de rapports largeur sur hauteur de la microbande et ayant pour expression :

$$l_{eo} = 0,412 h \left( \frac{\epsilon_{eff} + 0,3}{\epsilon_{eff} + 0,258} \right) \left( \frac{w/h + 0,262}{w/h + 0,813} \right)$$

Une limite supérieure a été établie pour  $l_{eo}$  qui donnera au concepter une indication sur la valeur maximum pour la longueur équivalente du circuit ouvert :

$$\left( \frac{l_{eo}}{h} \right)_{\max} = \frac{2}{\pi} \ln(2) \approx 0,441$$

Cette expression n'est valable que pour les microbandes.

4.1.2- Le trou en série

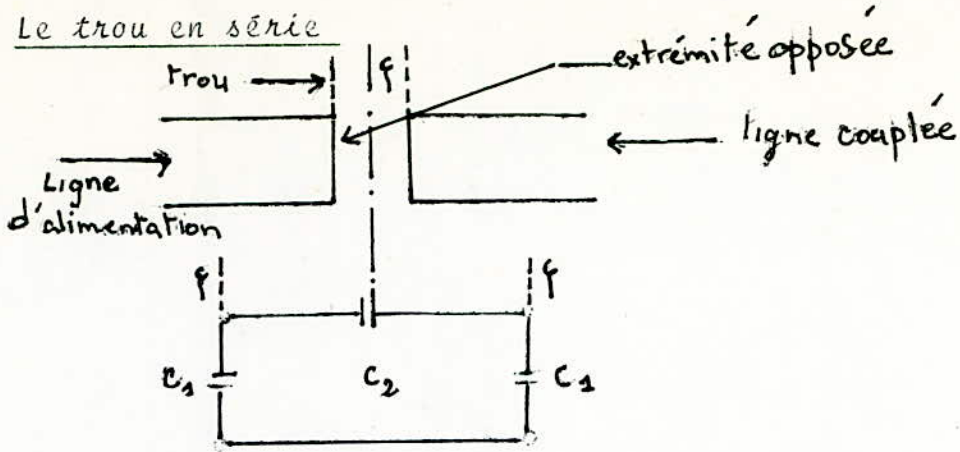


Fig (4.3)- Trou physique et circuit capacitif équivalent -

La capacité  $C_2$  caractérise le transfert d'énergie travers le trou. Les capacités  $C_1$  représentent les champs parasites en bordure de la terre issues de chaque extrémité de ligne. Il a été ainsi établie une expression donnant l'extension de la ligne due à l'effet de bord :

$$l_{eq} = \frac{cZ_0(C_1 + C_2)}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont déterminées pour le calcul de  $l_{eq}$ .

4.1.3- Court-circuit dans les microbandes

A des fréquences de 2 à 3 GHz, un fil court placé entre la microbande et le plan de masse et passé travers un trou non métallisé dans un substrat fournit un bon court-circuit. Aux fréquences plus élevées on définit une équation empirique donnant le diamètre du trou métallique optimal sous la condition :

$$\ln \left( \frac{W_{eff}}{\pi d_e} \right) \approx \left( \frac{\pi d_e}{W_{eff}} \right)^2 \quad \text{où}$$

$d_e = 0,03 + 0,44d$ ;  $d$  : diamètre du trou.

4.1.4 - Le coude à angle droit

Le schéma suivant représente ce type de discontinuité et son circuit équivalent.



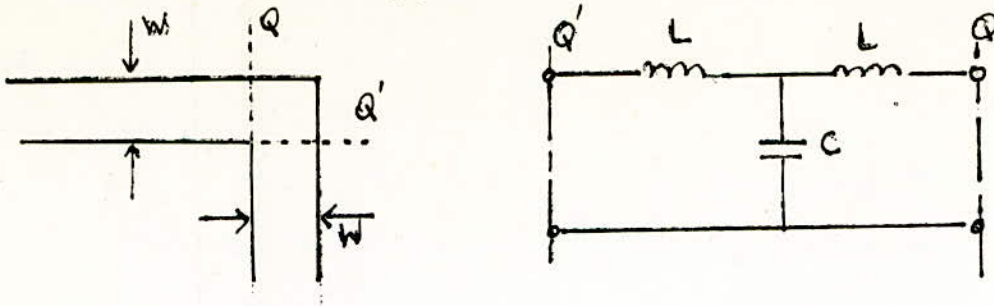


Fig (4.4)- Coude de microbande à angle droit et circuit équivalent -

La capacité  $C$  tient compte de l'accumulation de charge au coude et les inductances série de chaque côté tient compte de l'augmentation des parcours des courants du coude.

Des formules empiriques pour l'évaluation de la capacité ont été établies

Pour  $w/h < 1$

$$\frac{C_{\text{coin}}}{w} = \frac{(14\epsilon_r + 12,5)w/h - (1,83\epsilon_r - 2,25)}{\sqrt{w/h}}$$

Pour  $w/h > 1$

$$\frac{C_{\text{coin}}}{w} = (9,5\epsilon_r + 1,25) \frac{w}{h} + 5,2\epsilon_r + 7,0$$

Pour l'inductance :

$$\frac{L}{h} = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{w}{h}} - 4,21 \right\}$$

Les capacités sont données en PF/m, l'inductance en nH/m pour les microbandes sur substrat d'Alumine, ces formules donnent une précision de 5 %.

#### 4.1.5 Coudes de microbande adaptée

Le coude chanfreiné, est un de ces types de coudes dont l'étude a été orienté vers l'augmentation du TOS et ceci en réduisant l'effet de la capacité shunt.

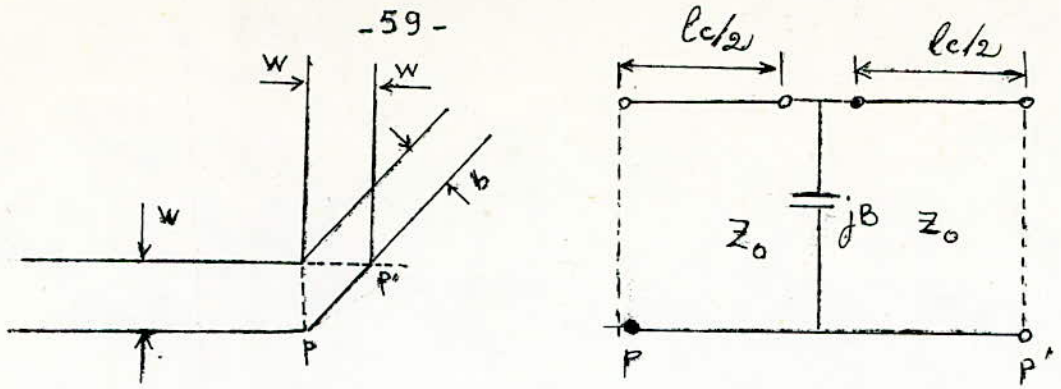
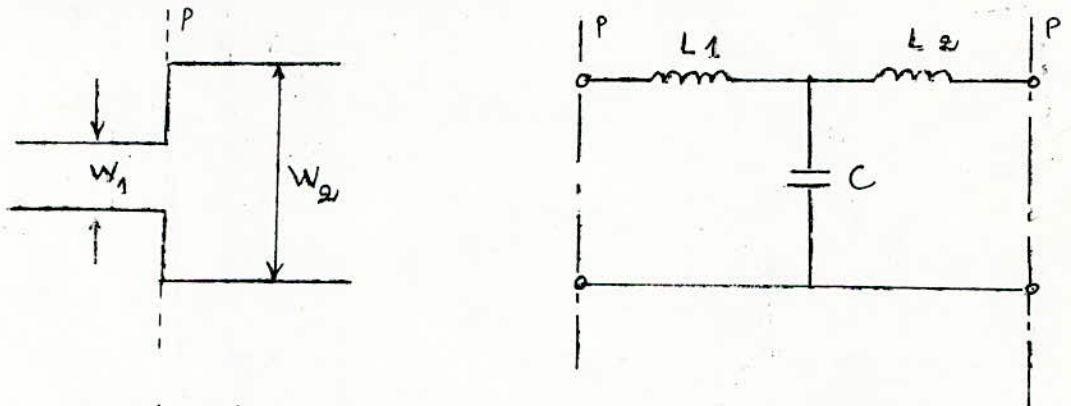


fig (4.5) - Coude chanfreiné à angle droit et son circuit équivalent

Le degré de chanfrein est donné par :

$$b \approx 0,57 w$$

4.1.6- Variation symétrique de la largeur



fig(4.6) - Structure et circuit équivalent de la variation symétrique de la largeur d'une microbande.

Des formules de conception ont été établies pour  $L$  et  $C$  et sont valables pour les microbandes sur substrat d'Alumine:

Pour :  $\epsilon_r \leq 10$ ;  $1,5 \leq w_1/w_2 \leq 3,5$

$$\frac{C}{\sqrt{w_1 w_2}} = (10,1 \log \epsilon_r + 2,33) \frac{w_2}{w_1} - 12,6 \log \epsilon_r - 3,17 \text{ (pF/in)}$$

Pour  $\epsilon_r = 9,6$  ;  $3,5 \leq w_2/w_1 \leq 10$



$$\frac{C}{\sqrt{w_1 w_2}} = 130 \log (w_2/w_1) - 44 \quad (\text{PF/m})$$

Pour  $w_1/w_2 \leq 5,0$  et  $w_2/h = 1,0$

$$\frac{L}{h} = 40,5 \left( \frac{w_1}{w_2} - 1,0 \right) - 75 \frac{w_1}{w_2} + 0,2 \left( \frac{w_1}{w_2} - 1,0 \right)^2 \quad (\text{nH/m})$$

Ces formules donnent une bonne précision inférieure à 5 %

#### 4.1.7 - Variation asymétrique de la largeur

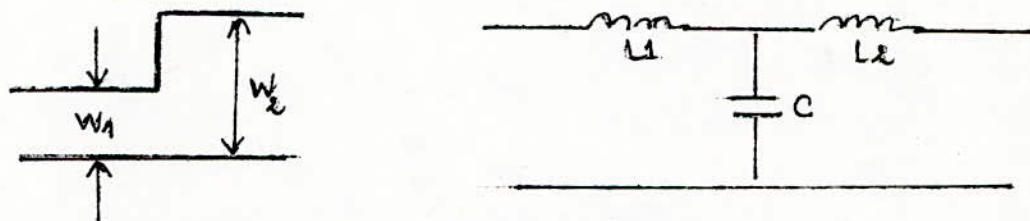


fig (4.7) - Structure et circuit équivalent d'une variation asymétrique -

En première approximation, les valeurs réelles des paramètres seront environ la moitié de celle obtenue pour la variation symétrique.

#### 4.1.8 - Encoche transversale étroite

Ce sujet a été abordé en détail dans l'étude de R. HOFFER dans [12]

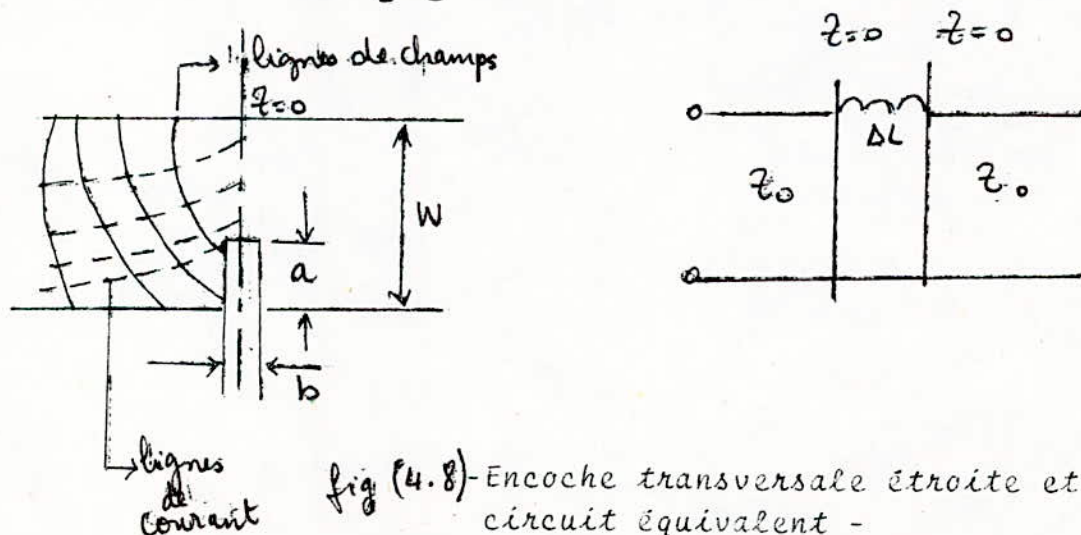


fig (4.8) - Encoche transversale étroite et son circuit équivalent -

L'insertion d'une fente transversale étroite dans une ligne de transmission microbande introduit une concentration locale du champ magnétique qui peut être décrit en termes d'inductance équivalente série. Celle-ci est donnée par l'expression.

$$\frac{\Delta L}{h} = \frac{\pi \mu_0}{2} \left( \frac{a'}{A} \right)^2$$

où  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$

et  $\frac{a'}{A} = 1 - \frac{Z_0 \text{ (air)}}{Z'_0 \text{ (air)}}$

Pour la conception on doit : calculer l'impédance caractéristique d'une microbande remplie d'air et de largeur  $W$  ( $Z_0$  air), et celle d'une microbande remplie d'air et de largeur  $(W - a)$  ( $Z'_0$  air).

où  $a$  est la profondeur de l'encoche.

#### 4.1.9 - Fonction de microbande en T

Cette jonction est fréquente dans un grand nombre de circuits à microbande. La figure (4,9) représente ce type de discontinuité.

La largeur effective de l'une ou l'autre ligne est :

$$w_{eff_{1,2}} = \frac{hn}{Z_0(1,2) \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Le rapport de transformation est donné par :

$$n^2 = \frac{\left\{ \frac{\sin(\pi w_{eff_1} Z_0(1) / \lambda_{g_1} Z_0(2))}{\pi w_{eff_1} Z_0(1) / \lambda_{g_1} Z_0(2)} \right\}^2 \left\{ 1 - \frac{(\pi w_{eff_1} d_2)^2}{(\lambda_{g_1} w_{eff_1})^2} \right\}}$$

où  $\frac{d_1}{w_{eff_2}} = 0,05 \frac{Z_0(1)}{Z_0(2)} n^2$

et  $\frac{d_2}{w_{eff_1}} = 0,5 - \left\{ 0,076 + 0,2 \left( \frac{2w_{eff_1}}{\lambda_{g_1}} \right)^2 + 0,663 \exp\left(-1,71 \frac{Z_0(1)}{Z_0(2)}\right) - 0,171 \ln \left( \frac{Z_0(1)}{Z_0(2)} \right) \right\} \frac{Z_0(1)}{Z_0(2)}$

La capacité shunt est déterminée par :

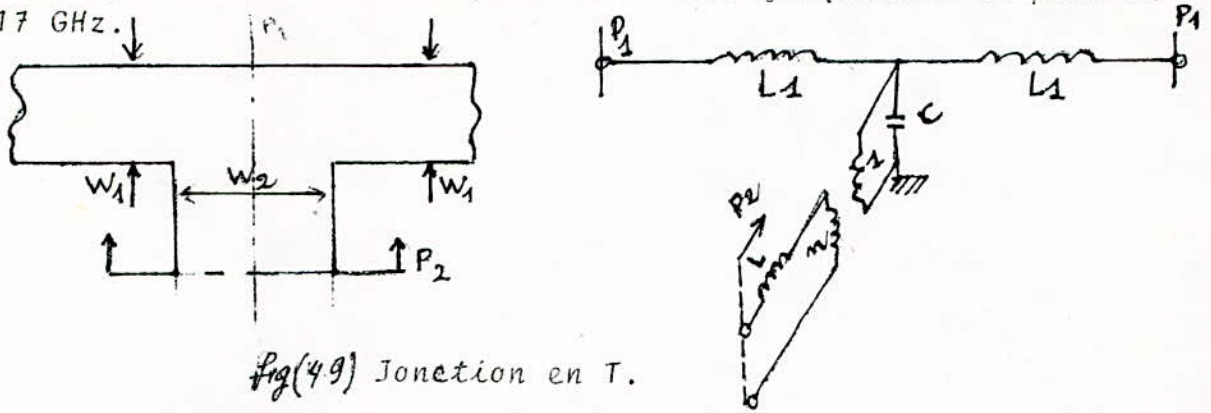
Pour  $Z_0(1)/Z_0(2) \leq 0,5$

$$\frac{\omega C \lambda_{g1}}{Y_0(1) \omega \epsilon \lambda_{g1}} = \left( \frac{2\omega \epsilon \lambda_{g1} - 1}{\lambda_{g1}} \right) \frac{Z_0(1)}{Z_0(2)}$$

Pour :  $Z_0(1)/Z_0(2) \geq 0,5$

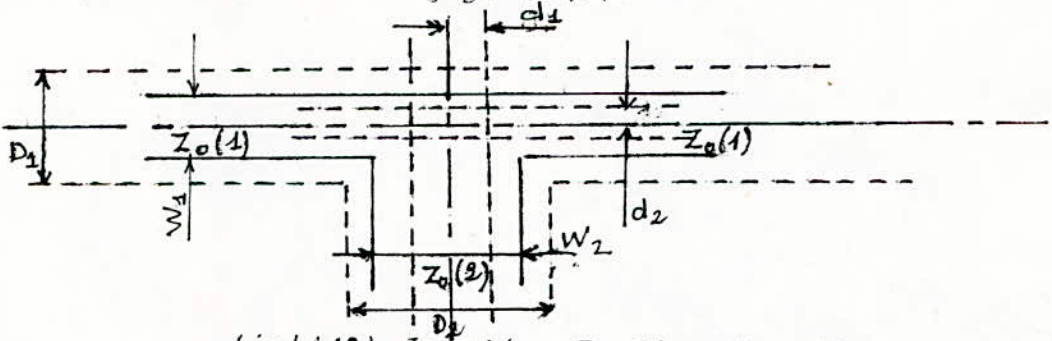
$$\frac{\omega C \lambda_{g1}}{Y_0(1) \omega \epsilon \lambda_{g1}} = \left( \frac{2\omega \epsilon \lambda_{g1} - 1}{\lambda_{g1}} \right) \left( 2 - 3 \frac{Z_0(1)}{Z_0(2)} \right)$$

Ces expressions sont non précises des fréquences de plus de 17 GHz.



Fig(49) Jonction en T.

Les inductances et la capacité et le rapport de transformation ont été déterminés par des formules semi-empiriques pour les changements dans les emplacements des plans de référence électrique. Les plans de référence et les largeurs hypothétiques sont représentés dans la fig. (4.10).



Fig(4.10) Jonction T: Plan de références et largeurs hypothétiques.

#### 4.2- Dépendance des effets de discontinuités avec la fréquence

A des fréquences très au dessus de 10 à 12 GHz, il apparaît que les méthodes quasi-statiques utilisées pour le calcul des discontinuités s'avèrent non valables. Cependant, les microbandes sont utilisées occasionnellement pour l'implantation des circuits à des fréquences au delà de 12 GHz car il existe alors des structures plus adaptées. Les expressions données dans ce chapitre peuvent être utilisées pour la conception à des fréquences inférieures à 10 GHz



# **CHAPITRE**

# **5**

Analyse de la microbande

5- ANALYSE DE LA MICROBANDE

5.1 Définition

L'analyse de la microbande permet de déterminer l'impédance caractéristique  $Z_0$  et la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  connaissant le rapport largeur sur hauteur ( $W/h$ ) de la microbande et les propriétés du substrat ( $\epsilon, h, \dots$ ).

5.2 Approximation quasi-TEM

Dans cette approximation l'impédance caractéristique  $Z_0$ , la longueur d'onde de propagation  $\lambda_G$  sont données par :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad , \quad \lambda_G = \frac{2\pi}{\beta_G} \quad \text{et} \quad \beta_G = \omega \sqrt{LC}$$

Comme cela a été décrit au chapitre 3 :

$$L C_0 = \mu_0 \epsilon_0$$

$$L C = \mu_0 \epsilon_{eff} \epsilon_0$$

Ce qui mène à :  $Z_0 = \frac{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (5.1)$

$$\frac{\lambda_G}{\lambda_0} = \sqrt{\frac{C_0}{C}} \quad (5.2)$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde de propagation dans le vide. Les relations (5.1) et (5.2) montrent qu'il suffit de connaître  $C$  pour déduire  $Z_0$  et  $\lambda_G$ .

Il existe plusieurs méthodes pour calculer  $C$  :

- a/- Méthode de la transformation conforme
- b/- Méthodes variationnelles.
- c/- Méthode des moments.
- e/- Méthode empirique.

Ces quatre méthodes sont valables en approximation quasi-TEM, pour des fréquences jusqu'à 2 GHz.

Les deux premières méthodes a, et b) vont être étudiées, elles sont traitées dans [13].

5.3- Méthode de la transformation conforme

Tout ce qui est lié à la transformation conforme et ses propriétés est traité en annexe.

Pour les lignes microbandes, la transformation appropriée est la transformation de Schwartz Christoffel caractérisée par :

$$F'(z) = A (z-x_1)^{-K_1} (z-x_2)^{-K_2} \dots$$

Cette transformation transforme l'axe des  $x$  en une ligne polygonale. Les valeurs de  $K_i$  usuelles sont  $0, \pm \frac{1}{2}, \pm 1, \pm 2$

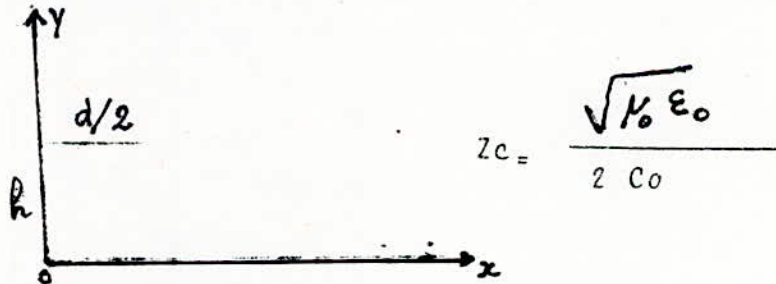
La méthode est donc de trouver une première fonction qui transforme la structure initiale en l'axe des  $x$  puis une deuxième qui transforme l'axe de  $x$  en une structure de plan parallèle de capacité connue.

La méthode de Schwartz Christoffel est traitée en annexe.

Tenant compte de la symétrie de la microbande et de l'expression  $Z_0 = \frac{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}{C C_0}$ , il suffit de calculer la capacité  $C_0$  pour avoir la valeur de  $Z_0$

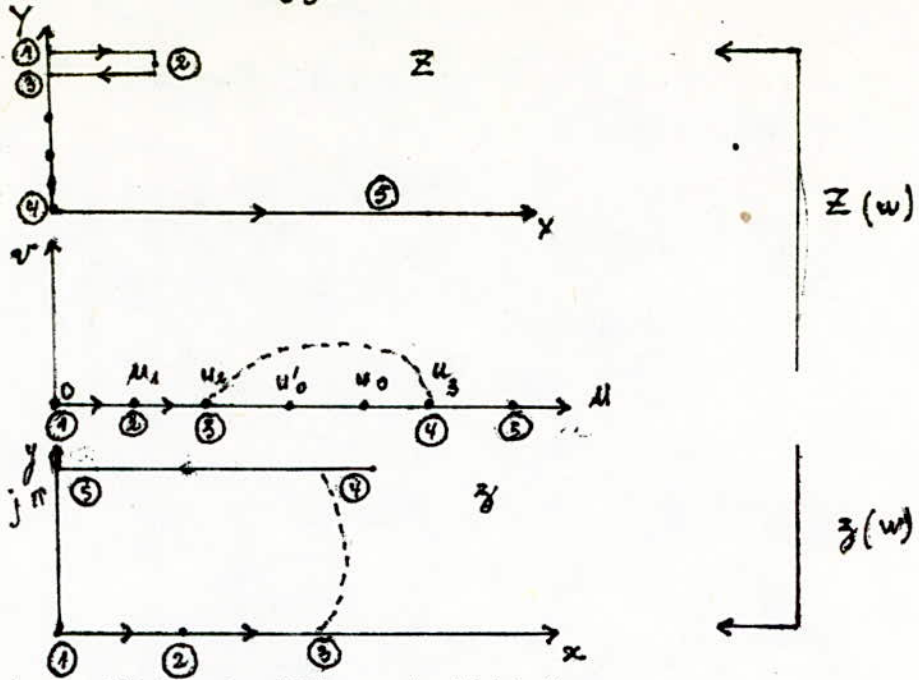
Méthode pour le calcul de  $C_0$

Supposant que  $C = C_0$  c'est à dire que le diélectrique dans la microbande est l'air.



En passant par les deux transformations suivantes on aboutit au calcul de  $C_0$





Les fonctions  $Z(w)$  et  $z(w)$  sont définies par :

$$\frac{dZ}{dw} = \frac{(w+u_1)(w-u_1)}{(w+u_0)(w-u_0)} \longrightarrow Z = \frac{a}{\pi} \left( j\pi + w - 2 \operatorname{argth} \frac{w}{u_0} \right) \quad (5.3)$$

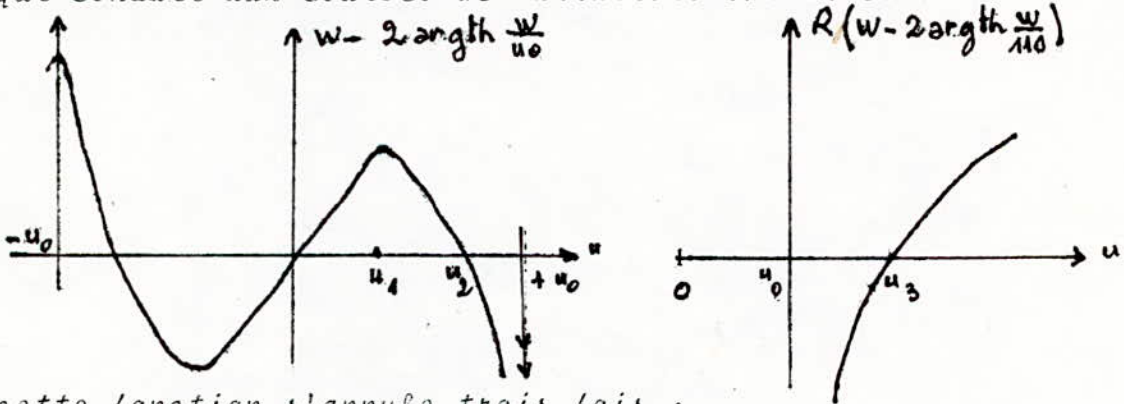
$$\frac{dz}{dw} = \frac{2u'_0}{u_0'^2 - w^2} \longrightarrow z = 2 \operatorname{argth} \frac{w}{u'_0} \quad (5.4)$$

$u_1, u_0, u'_0$  sont des constantes à déterminer.

Il faut noter la relation suivante :

$$2 \operatorname{argth} \frac{w}{u_0} = \begin{cases} \operatorname{Log} \frac{u_0+w}{u_0-w} & \text{pour } |w| < |u_0| \quad w \text{ réel} = u \\ j\pi + \operatorname{Log} \frac{w+u_0}{w-u_0} & \text{pour } |w| > |u_0| \end{cases}$$

qui conduit aux courbes de variations suivantes :



cette fonction s'annule trois fois :

si  $u < u_0$        $u_0 > 2$

Ces variations expliquent le sens des flèches dans  $Z$  lorsque  $w$  parcourt l'axe des  $u$  de  $u=0$  à  $u \rightarrow +\infty$

Nous aurons :

$$Z(0) = jh$$

$$Z(u_1) = jh + \frac{d}{2} \rightarrow \frac{d}{2} = \frac{h}{\pi} (u_1 - 2 \operatorname{argth} \frac{u_1}{u_0}) \quad (5.5)$$

avec :

$$\left( \frac{dZ}{dW} \right)_{W=u_1} = 0 \rightarrow u_1 = \sqrt{u_0(u_0 - 1)} \quad (5.6)$$

$$Z(u_2) = jh \rightarrow u_2 - 2 \operatorname{argth} \frac{u_2}{u_0} = 0 \quad (5.7)$$

$$Z(u_3) = 0 \text{ pour } u_3 > u_0 \rightarrow u_3 - 2 \operatorname{argth} \frac{u_3}{u_0} = 0 \quad (5.8)$$

Le segment ponctué  $X=0$  dans  $Z$  correspond à la courbe ponctuée dans  $W$  dont on saurait avoir l'équation par (5.3)

d'autre part la transformation (5.2) conduit à :

$$z(0) = 0$$

$z(x_1) = x_1$  l'intervalle  $(0, x_1)$  correspond à l'extérieur du ruban

$$z(x_2) = x_2$$

$z(x_3) = j\pi + x_2$  on choisira  $u'_0$  de telle sorte que

$\mathcal{R}_3(u_3)$  soit  $x_2$  avec  $u_3 > u'_0$

$$2 \operatorname{argth} \frac{u_3}{u'_0} = j\pi + 2 \operatorname{argth} \frac{u'_0}{u_3} \rightarrow u'_0 = \sqrt{u_2 u_3}$$

La courbe ponctuée se transforme en la courbe ponctuée du plan  $z$ . Cette dernière courbe donnera une erreur, due à la méthode elle-même. Weeler propose une correction en calculant la valeur  $x_c$  correspondant au maximum en assimilant la courbe à une droite passant par  $x = \frac{x_0 + x_2}{2}$

La capacité es donnée (en 1<sup>o</sup> approximation) par la formule :

$$C_0 = \frac{\epsilon x_2}{\pi}$$

Le calcul de  $C$  sera similaire au calcul de  $C_0$ .

#### 5.4. Méthode variationnelle

Cette méthode, en approximation quasi-TEM, permet de calculer  $Z_0, \lambda_g, E_{cb}, E_{cb}$  par l'intermédiaire de la capacité  $C$ , en donnant une limite inférieure et une limite supérieure. Cette méthode a été exposé dans [13]

5.4.1 - Limite inférieure de C

L'énergie électrique emmagasinée dans une section droite est donné par :

$$\overline{W_e} = \frac{1}{2} \epsilon V_0^2 = \frac{1}{2} \epsilon \int_S (\text{grad} V)^2 ds \quad (5)$$

$V_0$  est la tension entre les 2 conducteurs et  $V$  la tension en un point de la surface.  $V_0$  est connu,  $V$  est inconnu. Supposons une erreur  $\delta V$  sur  $V$ , il vient :

soit.

$$\frac{2}{\epsilon} (W_e + \delta W_e) = \int_S [\text{grad}(V + \delta V)]^2 ds$$

$$\frac{2}{\epsilon} \delta W_e = \int_S [2 \text{grad} V \cdot \text{grad} \delta V + (\text{grad} \delta V)^2] ds$$

$$\text{div}(\delta V \text{grad}_\rho V) = \text{grad} \delta V \cdot \text{grad}_\rho V + \delta V \Delta_\rho V$$

$$= \text{grad}_\rho \delta V \cdot \text{grad}_\rho V$$

car  $\Delta_\rho V = 0$ , étant donné qu'on se place dans le cas où

les charges sont fixes c'est à dire phénomène électrostatique.

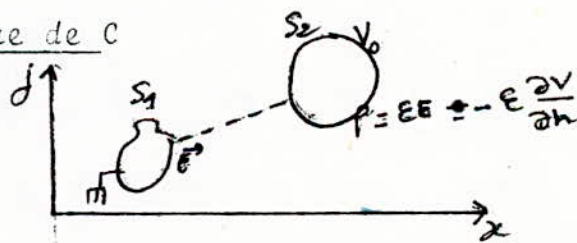
l'intégrale  $\int_S [\text{grad} V \cdot \text{grad} \delta V] = - \oint \delta V \text{grad} V \cdot \vec{n} \cdot d\ell = 0$

car  $\delta V = 0$  (on ne fait pas d'erreur sur  $V_0$ )

En conclusion, une erreur  $\delta V$  sur  $V$  entraîne une erreur du second ordre sur  $W_e$ , donc sur  $C$ .

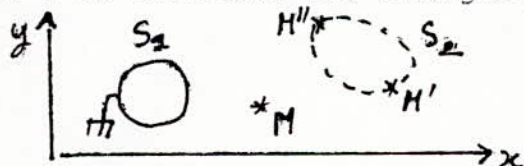
D'autre part,  $W_e$  est positif, donc  $W_e$  (et par suite  $C$ ) est supérieur à la valeur réelle. Cette méthode donne donc une limite inférieure de  $C$ .

5.4.2 - Limite supérieure de C



Chaque conducteur est couvert d'une distribution de charge inconnue (en particulier  $S_2$ ), et on ne change par la distribution de  $V$  et de  $E$ .

On enlève le conducteur 2 en laissant les charges  $\rho$  qui jouent le rôle de source.





Soit  $G(M/M')$  la fonction de Green relative au potentiel  $V$ , solution de :

$$\begin{cases} \Delta_p G = -\frac{1}{\epsilon} \delta(M-M') \\ G = 0 \end{cases}$$

on a par définition de la fonction de Green :

$$V(M) = \int_{S_2} G(M/M') \rho(M') dl' \quad (5.10)$$

Amenons  $M$  en un point  $M''$  de  $S_2$  où  $V = V_0$

$$V_0 = \int_{S_2} G(M''/M') \rho(M') dl' \quad (5.11)$$

L'équation (5.11) est une équation intégrale donnant  $\rho(M')$ ,  $V_0$  et  $G$  étant connus.

Multiplions les 2 membre de (5.11) par  $\rho(M'')$  et intégrons :

$$V_0 \int_{S_2} \rho(M'') dl'' = V_0 Q_0 = \frac{Q_0^2}{\epsilon} = \int_{S_2} \int_{S_2} G(M/M'') \rho(M') \rho(M'') dl' dl'' \quad (5.12)$$

Cette expression en  $\frac{1}{C}$  est stationnaire en  $\rho$  en effet :

$$\frac{1}{C} \left[ \int_{S_2} \rho dl \right]^2 = \int_{S_2} \int_{S_2} G \rho' \rho'' dl' dl''$$

d'où :

$$\delta \left( \frac{1}{C} \right) \left[ \int_{S_2} \rho dl \right]^2 + \frac{2}{C} \int_{S_2} \rho dl \int_{S_2} \delta \rho dl = \int_{S_2} \int_{S_2} G (\rho' \delta \rho'' + \rho'' \delta \rho')$$

or :

$$G(M'/M'') = G(M''/M')$$

donc :

$$\int_{S_2} \int_{S_2} G (\rho' \delta \rho'' + \rho'' \delta \rho') dl' dl'' = 2 \int_{S_2} \int_{S_2} G \rho \delta \rho dl' dl$$

et

$$\delta \left( \frac{1}{C} \right) \left[ \int_{S_2} \rho dl \right]^2 = 2 \int_{S_2} \delta \rho dl \left[ \int_{S_2} G \rho dl' - \frac{1}{C} \int_{S_2} \rho dl \right]$$

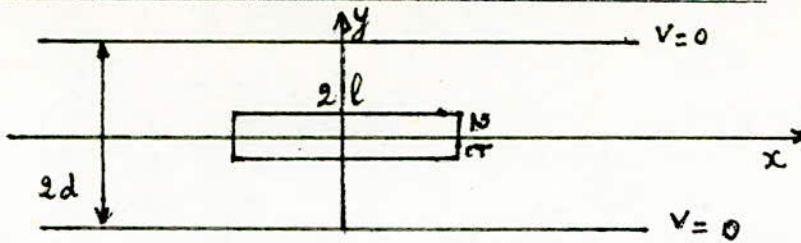
on montre que  $\delta \left( \frac{1}{C} \right) = 0$  donc l'expression (5.12) possède un minimum en  $\frac{1}{C}$

$$D'où : \frac{1}{C} = \frac{\int_{S_2} \int_{S_2} G(M'/M'') \rho(M') \rho(M'') dl' dl''}{\left[ \int_{S_2} \rho(M) dl \right]^2}$$

$\frac{1}{C}$  est minimum, donc  $C$  est maximum, on a bien la valeur maximum de la capacité.

On calculera ces 2 limites pour une triplaque et on donnera le procédé à suivre pour la microbande qui est supposée en première approximation la moitié d'une triplaque.

5.4.3- Application de la méthode à la triplaque

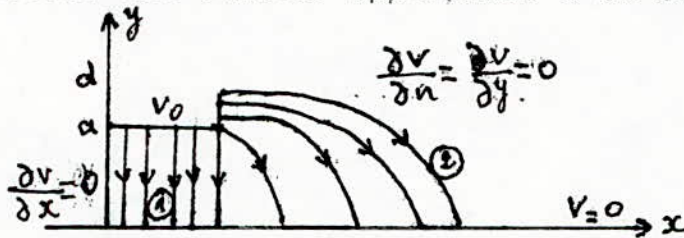


La triplaque possède une symétrie suivant l'axe des X et l'axe des Y, l'étude sera faite pour le quart du plan.

On fera le calcul pour la capacité  $C_0$  dans le cas d'un dielectrique d'air. La capacité C sera faite de façon similaire.

5.4.31- Calcul de la limite inférieure

Le calcul de la limite inférieure de C se fait par la résolution de l'équation de Laplace  $\Delta V = 0$  avec les conditions aux limites appropriées à la triplaque.



La figure montre les lignes de champs et leurs orientations.

Résolution mathématique de  $\Delta V = 0$  en coordonnées cartésiennes

$$\Delta V = 0 \quad \text{c.a.d.} \quad \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0$$

On cherche la solution par la méthode des séparations de variables.

La solution est de la forme

$$V(x, y) = X(x), Y(y)$$

Ce qui conduit à l'équation

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} = 0$$

Où les variables sont séparées. Or x et y sont des variables indépendantes et une fonction de x ne peut-être égale à une fonction de y que si chacune de ces fonctions est égale à une constante.

Désignons par  $R^2$  et  $-R^2$  ces 2 constantes dont la somme est nulle.



On a les équations :  $\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = -k^2$      $\frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} = k^2$

qui admettant les solutions générales :

$$X = A \sin(kx) + B \cos(kx) ; Y = C \operatorname{sh}(ky) + D \operatorname{ch}(ky)$$

où A, B, C, D sont des constantes réelles ou complexes.

La permutation de x et y est possible.

Suivant les conditions aux limites qui sont imposées, les nombres k forment une suite discontinue ou une suite continue.

La solution générale sous forme de développement en série est :

$$V(x, y) = \sum_k [A_k \sin(kx) + B_k \cos(kx)] [C_k \operatorname{sh}(ky) + D_k \operatorname{ch}(ky)]$$

On pourrait écrire les sinus et les cosinus par des exponentielles imaginaires  $e^{\pm jkx}$  et  $e^{\pm jky}$ , et les sinus et cosinus hyperboliques par des exponentielles réelles  $e^{\pm kx}$  et  $e^{\pm ky}$ . Lorsque  $k = 0$ , On a la solution particulière :

$$V(x, y) = (A+Bx)(C+Dy)$$

La solution générale sera de la forme :

$$V(x, y) = (A+Bx)(C+Dy) + \sum_{k=1}^{\infty} [A_k \sin(kx) + B_k \cos(kx)] [C_k \operatorname{sh}(ky) + D_k \operatorname{ch}(ky)]$$

Résolution  $\Delta V = 0$  avec les conditions aux limites suivantes

$$V = 0 \text{ pour } y=0; \quad V = V_0 \text{ pour } y=a, \quad x \leq l$$

$$\frac{\partial V}{\partial x} = 0 \text{ pour } x=0; y \leq a ; \quad \frac{\partial V}{\partial y} = 0 \text{ pour } y=a, \quad x \leq l$$

(On permute x, y dans la solution générale de (1))

$$\Delta V = 0$$

a) - dans la région (1)  $\Delta V_1 = 0$

$$V_1(x, y) = (Ax+B)(Cy+D) + \sum_{k=1}^{\infty} [A_k \sin(ky) + B_k \cos(ky)] [C_k \operatorname{sh}(kx) + D_k \operatorname{ch}(kx)]$$

$$V_1 = 0 \text{ pour } y=0 \rightarrow D=0 \quad B_k = 0$$

$$\frac{\partial V_1}{\partial x} = 0 \text{ pour } x=0, y \leq a \rightarrow k = \frac{n\pi}{a}, \quad A=0 \text{ et } C_k = 0$$

$$V_1(x, y) = V_0 \text{ pour } x \leq l \text{ et } y=a \rightarrow AC = \frac{V_0}{a}$$

d'où

$$V_1(x, y) = \frac{V_0}{a} y + \sum_{k=1}^{\infty} a_n \sin\left(\frac{n\pi y}{a}\right) \operatorname{ch}\left(\frac{n\pi x}{a}\right)$$

b) - dans la région (2)  $\Delta V_2 = 0$  (Même solution générale que V1)

$$V_2 = 0 \text{ pour } y=0 \rightarrow B_k = 0$$

$$\frac{\partial V_2}{\partial y} = 0 \text{ pour } y=a \text{ et } x \geq l \rightarrow k = \frac{n\pi}{2a} \text{ pour } n \text{ impair}$$



$\frac{\partial V_2}{\partial x} = 0$  pour  $x=l$  et  $a < y < d \rightarrow C_k = -D_k$   
 d'où  $V_2(x, y) = \sum_{1,3,5,\dots} b_n \sin\left(\frac{n\pi}{2d} y\right) e^{-\frac{n\pi}{d} x}$

Détermination des constantes  $a_n$  et  $b_n$

L'énergie électrostatique emmagasinée dans la région ① est :

$$W_{e1} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \iint \left[ \left( \frac{\partial V_1}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial V_1}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy$$

$$W_{e1} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \int_0^a \int_0^l \left[ \left( \sum_1 \frac{n\pi}{a} a_n \operatorname{sh}\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{a}\right) \right)^2 + \left( \frac{V_0}{a} + \sum_1 \frac{n\pi}{a} a_n \operatorname{ch}\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{a}\right) \right)^2 \right] dx dy$$

On sait que :

$$\int_0^a \sin\left(\frac{n\pi y}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi y}{a}\right) dy = \begin{cases} 0 & n \neq m \\ 2 & n = m \end{cases}$$

et similairement pour  $\cos\left(\frac{n\pi y}{a}\right)$

donc :  $W_{e1} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \left( \frac{V_0^2 l}{a} + \frac{\pi}{4} \sum_1 a_n^2 n \operatorname{sh}\left(\frac{2n\pi l}{a}\right) \right)$

Procédant de la même façon pour  $W_{e2}$ .

$$W_{e2} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \iint \left[ \left( \frac{\partial V_2}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial V_2}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy$$

$$W_{e2} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \left( \frac{\pi l}{4} + \sum_{1,3,\dots} b_n^2 n e^{-n\pi \frac{d}{2}} \right)$$

D'autre part on peut définir la distribution de potentiel en  $x = l$  comme étant une fonction  $V(y)$  tel que :

$$V(y) = \begin{cases} V_0 \left( \frac{y}{a} \right) + g(y) & 0 \leq y \leq a \\ V_0 & a \leq y \leq d \end{cases}$$

Les coefficients  $a_n$  et  $b_n$  peuvent ainsi être exprimés sous la forme d'une série de Fourier :

$$a_n \operatorname{ch}\left(\frac{n\pi l}{a}\right) = \frac{2}{a\epsilon_0} \int_0^a g(y) \sin\left(\frac{n\pi y}{a}\right) dy$$

$$b_n e^{-n\pi \frac{d}{2}} = \frac{2}{d} \int_0^a V(y) \sin\left(\frac{n\pi y}{d}\right) dy$$

Rappel

Soit la série de Fourier de la fonction  $f(x)$  :

$$\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kx + b_k \sin kx)$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos kt \, dt$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \sin kt \, dt$$

où  $f(t)$  est définie sur toute la période entre  $[-\pi; \pi]$ .

L'énergie emmagasinée totale est :

$$W_e = W_{e1} + W_{e2}$$

$$W_e = \frac{1}{2} \epsilon_0 \frac{V_0^2 l}{a} + \frac{\pi \epsilon_0}{a^2 d} \sum_{n=1}^{\infty} n^2 h \left( \frac{n\pi l}{a} \right) \left[ \int_0^a g(y) \sin\left(\frac{n\pi y}{a}\right) dy \right]^2$$

$$+ \frac{\pi \epsilon_0}{2d^2} h \left[ \int_0^a V(y) \sin\left(\frac{n\pi y}{2d}\right) dy \right]^2$$

L'énergie totale emmagasinée dans la triplaque est  $4 W_e$  et la capacité  $C$  sera égale à  $8W_e/V_0$ , en première approximation on considère que  $U_n = 0$ ,  $g(y) = 0$

on aura :

$$b_n = \frac{2}{d} e^{-n\pi l/2d} \left( \int_0^a \frac{V_0 y}{a} \sin\left(\frac{n\pi y}{2d}\right) dy + \int_0^d V_0 \sin\left(\frac{n\pi y}{2d}\right) dy \right)$$

$$b_n = \frac{8V_0 d}{n^2 \pi^2 a} e^{-n\pi l/2d} \sin\left(\frac{n\pi a}{2d}\right)$$

$$W_e = \frac{1}{2} \epsilon_0 \frac{V_0^2 l}{a} + \frac{8\epsilon_0 V_0^2 d^2}{\pi^3 a^2} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^3} \sin^2\left(\frac{n\pi a}{2d}\right)$$

La capacité  $C$  totale sera :

$$C = \epsilon_0 \left( \frac{4l}{a} + \frac{64}{\pi^3} \frac{d^2}{a^2} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \sin^2\left(\frac{n\pi a}{2d}\right) \cdot \frac{1}{n^3} \right)$$

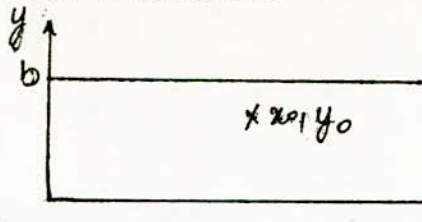
#### Application à la microbande

Tout le calcul présenté pour le triplaque est valable pour la microbande sauf que la capacité totale sera prise en moitié ( $C$  microbande =  $C/2$ ), et cela grâce au principe des capacités parallèles. Le plan supérieur de la triplaque est rejeté à l'infini.

#### 5.4.3.2 - Calcul de la limite supérieure

Le calcul de la limite supérieure repose essentiellement sur le calcul de la fonction de Green.

Exple : soit à résoudre :



$$\textcircled{1} \begin{cases} \Delta G = -\delta(x-x_0)\delta(y-y_0) \\ G=0 \quad x=0, y \in [0, b] \\ \quad \quad y=0, y=b \end{cases}$$

$\Delta G = 0$  (méthode des séparation de variables)

$G = X(x) \cdot Y(y)$

On aura :

$$\frac{X''}{X} + \frac{Y''}{Y} = 0 \rightarrow \frac{Y'}{Y} = -k^2$$

$$Y = \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$$

On cherche  $G$  sous la forme :

$$G = \sum_n \psi_n(x) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$$

Remplaçons l'expression  $G$  dans l'équation  $\textcircled{1}$

$$\sum_n \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{n^2\pi^2}{b^2} \right) \psi_n(x) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) = -\delta$$

Multiplions par  $\sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right)$  et intégrons dans  $[0, b]$ , on aura donc :

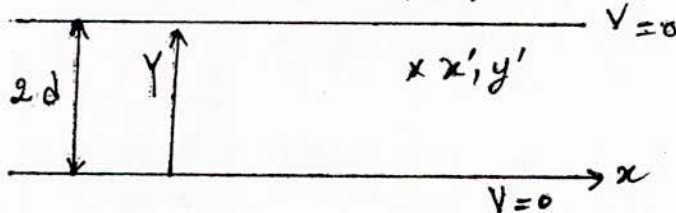
$$\left[ \frac{\partial^2}{\partial x^2} - \frac{m^2\pi^2}{b^2} \right] \psi_m = -\frac{2}{b} \sin\left(\frac{m\pi y_0}{b}\right) \delta(x-x_0)$$

La résolution de cette équation différentielle du second ordre en appliquant les conditions aux limites donne comme solution générale :

$$G = \frac{2}{\pi} \sum_m \frac{1}{m} \sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{m\pi y_0}{b}\right) \begin{cases} \operatorname{sh}\left(\frac{m\pi x}{b}\right) e^{-\left(\frac{m\pi x_0}{b}\right)} & x \leq x_0 \\ e^{-\left(\frac{m\pi x}{b}\right)} \operatorname{sh}\left(\frac{m\pi x_0}{b}\right) & x \geq x_0 \end{cases} \quad (2)$$

Cette expression sera exploitée pour la recherche de la fonction de Green pour le cas d'une triplaque.

Dans le cas de la triplaque on a :





-74-

$$\begin{cases} \Delta_s G = -\frac{1}{\epsilon_0} \delta(x-x') \delta(y-y') \\ G = 0 \text{ pour } y=2d, 0 \text{ et } G \rightarrow 0 \text{ quand } |x| \rightarrow \infty \end{cases}$$

En appliquant l'équation (2), on trouve :

$$G = \frac{1}{\epsilon_0 \pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\pi y}{2d}\right) \sin\left(\frac{n\pi y'}{2d}\right) e^{-\frac{n\pi}{2d}|x-x'|}$$

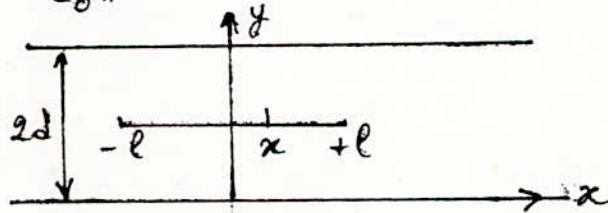
Calculons la limite supérieure de C dans le cas particulier où l'épaisseur du conducteur central est nulle et  $\rho(M) = \text{constante}$ .

Prenons  $\rho(M) = 1$

Donc : 
$$\int_{-l}^{+l} \rho(M) dx = 2l \rightarrow \left( \int_{-l}^{+l} \rho(M) dx \right)^2 = 4l^2$$

Puisqu'on intègre suivant la surface du conducteur qui est à un potentiel non nulle : on a  $y = y' = d$

Donc : 
$$G = \frac{1}{\epsilon_0 \pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} e^{-\frac{n\pi}{2d}|x-x'|}$$



Intégrons en  $x'$  puis en  $x$  chaque terme séparément

intégrons en  $x'$ .

$$\int_{-l}^x e^{-\frac{n\pi}{2d}(x-x')} dx' + \int_x^l e^{-\frac{n\pi}{2d}(x'-x)} dx' = \frac{4d}{n\pi} \left( 1 - e^{-\frac{n\pi l}{2d}} \operatorname{ch}\left(\frac{n\pi x}{2d}\right) \right)$$

Intégrons ensuite  $x$  de  $-l$  à  $+l$

$$\int_{-l}^{+l} \frac{4d}{n\pi} \left( 1 - e^{-\frac{n\pi l}{2d}} \operatorname{ch}\left(\frac{n\pi x}{2d}\right) \right) dx = \frac{8dl}{n\pi}$$

D'où 
$$\frac{1}{C} = \frac{1}{4l^2} \cdot \frac{1}{\epsilon_0 \pi} \cdot \frac{8dl}{\pi} \sum_{1,3,5,\dots} \frac{1}{n^2} \quad \text{or} \quad \sum_{1,3,5,\dots} \frac{1}{n^2} = \frac{\pi^2}{8}$$

Donc : 
$$C = \epsilon_0 \frac{4l}{d}$$

On obtient ainsi la limite supérieure de la capacité  $C_0$  calculée par la méthode variationnelle.

#### Application à la microbande

Le calcul théorique pour la triplique est valable pour la microbande mais la valeur de  $G$  pour la microbande est différente et est calculée par la méthode des images.

- CONCLUSION GENERALE -

Le programme réalisé offre à l'utilisateur la possibilité, d'avoir les paramètres de conception de sa microbande en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de la bande conductrice, et ce avec beaucoup plus de facilité et précisions.

Cependant, il se trouve que lors de la résolution du système non linéaire, l'expression  $(1 + 10 \frac{h}{w})^{-0,555}$  ne peut être calculée pour une impédance caractéristique surpassant les  $96 \Omega$  ceci nous pousse à conclure que le travail réalisé se verra être appliqué à la conception de microbande dont l'impédance caractéristique ne dépasse pas les  $96 \Omega$ .

Une autre approche du problème pouvait être abordée, si le temps et les moyens notamment la documentation étaient disponibles.

Cette méthode consiste en la conception de microbandes en fonction de la fréquence et comme donnée principale l'expression  $Z_0 T$  précédemment définie, ce qui, à mon avis, aurait permis de faire une évaluation de la précision des résultats qu'offrent les deux approches.

**ANNEXE**



I.

METHODE DE NEWTON - RAPHSON

Méthode de Newton-Raphson [14]

Pour résoudre l'équation  $f(x) = 0$ , où  $f(x)$  est une fonction continue et pourvue d'une dérivée continue dans un intervalle  $I$ , on peut penser à remplacer la courbe  $y = f(x)$  par sa tangente en un point. Partons d'un  $x_0$  où  $f'(x_0) \neq 0$ . La tangente en  $x_0$  coupe l'axe des  $x$  au point.

$$x_1 = x_0 - \frac{f(x_0)}{f'(x_0)} \quad (1)$$

Formons une suite  $x_0, x_1, \dots, x_n$  en posant :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (2)$$

Théorème : Si, dans l'intervalle  $I$ , la fonction  $f(x)$  admet une dérivée seconde bornée et si  $f'(x)$  ne s'annule pas, on peut choisir  $x_0$  de telle sorte que la suite (2) soit convergente et tende vers la solution de l'équation :

$$f(x) = 0 \quad (3)$$

qui appartient à  $I$ .

Cela suppose que l'équation (3) ait une solution unique dans  $I$ .

Si  $f$  est continue et  $f'$  ne s'annule pas,  $|f'|$  a une borne inférieure positive  $A$ . Soit  $B$  une borne supérieure de  $|f''|$  dans  $I$ .

$$\text{soit } \varphi(x) = x - \frac{f(x)}{f'(x)}, \quad \varphi'(x) = \frac{f(x)f''(x)}{f'(x)^2}, \quad |\varphi'(x)| \leq \frac{B}{A^2} |f(x)|$$

Or on se place dans un intervalle à l'intérieur duquel  $f(x)$  s'annule.  $f(x)$  <sup>étant</sup> continue, on peut donc réduire cet intervalle de telle façon que :

$$\forall x \text{ on a } : \frac{B}{A} |f(x)| < M < 1$$

La méthode d'approximation successive est valable.

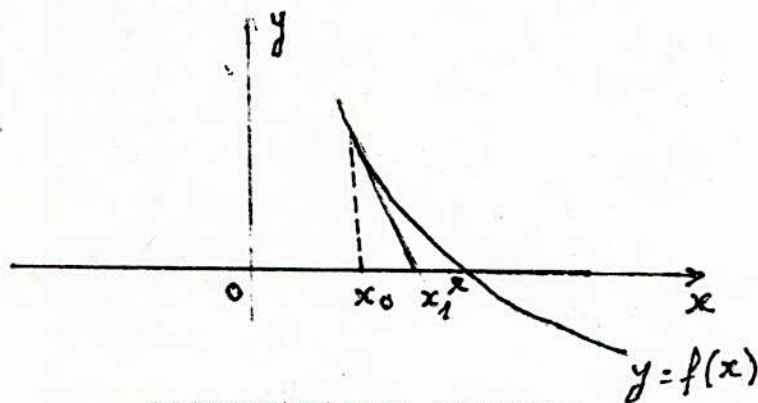
Cas particulier

Si dans l'intervalle  $I$ ,  $f''(x)$  a un signe constant et si au point de départ  $x_0$ ,  $f$  et  $f''$  ont le même signe, la suite

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

est monotone et converge vers la racine  $\alpha$  cherchée de l'équation  $f(x) = 0$

La méthode de Newton est applicable dans le cas où  $x_0$  est suffisamment voisin de  $\alpha$ .



REPRESENTATION CONFORME

I-Définition1°/- Fonction à variable complexe

- Soit dans le plan  $x, y$  un domaine  $D$ . soit  $z$  l'affixe d'un point  $M$  de coordonnées  $x, y$  appartenant à  $D$ .
- Az, faisons correspondre un nombre complexe  $Z$  suivant une loi déterminée, tel que :

$$Z = f(z)$$

ainsi on définit une fonction à variables complexes dans le domaine  $D$ .

$$Z = X + jY$$

avec

$$X = P(x, y) = \text{Re}(Z)$$

$$Y = Q(x, y) = \text{Im}(Z)$$

2°/- Fonction holomorphe

soit  $f(z)$  une fonction de la variable complexe  $z$ .

- Si  $f(z)$  admet une dérivée au point  $z$ , on dit que  $f(z)$  est monogène en  $z_0$
- $f(z)$  est continue en  $z_0$ , si, lorsque  $z$  tend vers  $z_0$ , (suivant un chemin arbitraire dans le plan complexe),

### III

$|f(z) - f(z_0)|$  tend vers zéro.

Une fonction monogène est continue.

-  $f(z)$  est holomorphe dans  $D$  si  $f(z)$  est monogène en tout point de  $D$ , et si  $f(z)$  prend en chaque point de  $D$  une valeur bien déterminée et une seule.

La frontière de  $D$  n'appartient pas à  $D$ .

#### Propriétés

- Si  $f$  et  $g$  sont holomorphe dans le domaine  $D$ ,  $f+g$  et  $fxg$  sont holomorphes.

- Si  $g$  ne s'annule en aucun point de  $D$ ,  $\frac{f}{g}$  est holomorphe dans  $D$ .

#### II- Représentation conforme

Soit les transformations ponctuelles

$$X = P(x, y) \text{ et } Y = Q(x, y)$$

tel que  $Z = f(z)$  et  $f(z)$  holomorphe dans  $D$ .

Théorème : Si  $f(z)$  est holomorphe dans un domaine  $D$ , la transformation  $Z = f(z)$

Conserve les angles; On dit que c'est une représentation conforme du plan sur lui même.

#### III- Propriétés générales des transformations conformes

1°)- Transformation des longueurs et conservation des angles.

2°)- Conservation des grandeurs électriques (densité de charges, potentiel, capacité, énergie, etc...).

Les détails et démonstration se trouvent dans [15].

#### IV- Transformation de Schwartz- Christoffel

1°/- Correspondance entre le demi-plan et l'intérieur d'un polygone

Si  $z = x + iy$  et un point dans le plan du polygone et

$\zeta = \xi + i\eta$  un point dans le demi-plan, cette transformation conforme s'écrit :

$$z = A \int_{\zeta_1}^{\zeta} \frac{dt}{(t-\xi_1)^{\frac{\alpha_1}{\pi}} (t-\xi_2)^{\frac{\alpha_2}{\pi}} \dots (t-\xi_n)^{\frac{\alpha_n}{\pi}}} dt + B \quad (4)$$

. / .



### W

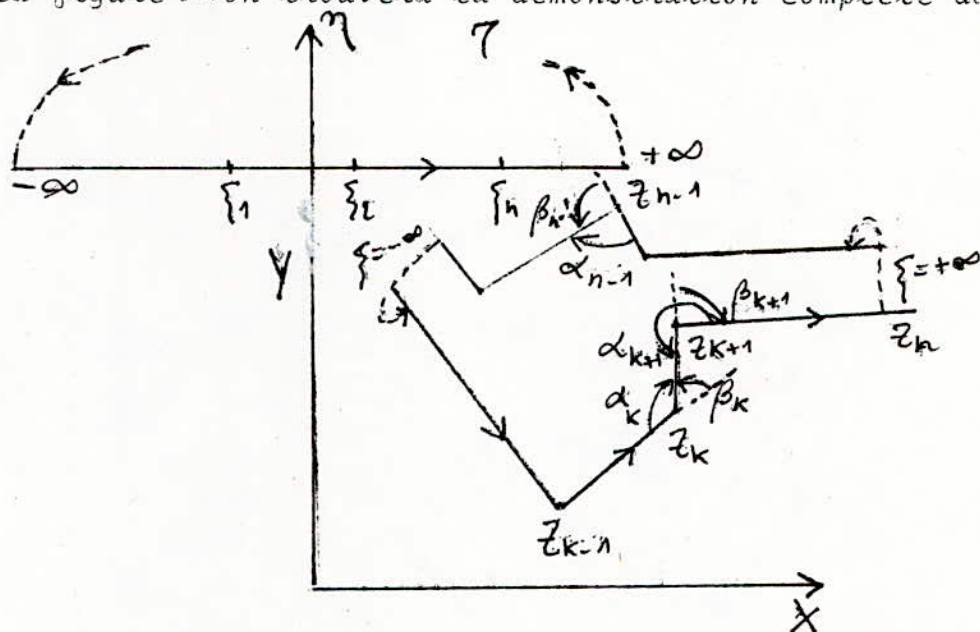
A et B : nombres complexes

$\beta_1, \dots, \beta_n$  : nombres réels compris entre  $-\pi$  et  $+\pi$

$\xi_1, \dots, \xi_n$  : nombres réels compris entre  $-\infty$  et  $+\infty$   
tels que  $\xi_1 < \xi_2 < \dots < \xi_n$

B est l'origine du demi-plan

La formule (1) transforme la partie supérieure du plan limité par l'axe réel et le demi-cercle positif de rayon infini, en la partie intérieure d'un polygone ayant n sommets dans le plan z comme la figure. On trouvera la démonstration complète dans [15]



Au lieu de ces angles orientés  $\beta_i$ , il est commode de considérer les angles  $\alpha_i$ , non orientés intérieurs au polygone et compris entre 0 et  $2\pi$

$$\beta_i = \pi - \alpha_i$$

La transformation s'écrira

$$z = A_0 \int \prod_{i=1}^n (t - \xi_i)^{\frac{\alpha_i}{\pi} - 1} dt + B$$

Pour un polygone ayant n sommets on a :

$$\sum_{i=1}^n \beta_i = 2\pi \quad \text{ou} \quad \sum_{i=1}^n \left( \frac{\alpha_i}{\pi} - 1 \right) = -2$$

Le choix des points  $\xi_i$  de l'axe réel est arbitraire, mais on fait usage des  $\xi_i$  de valeurs simples : 0, +1, -1.

BIBLIOGRAPHIE

V

- [1] Gardiol : traité d'électricité volume hyperfréquences édition Gréorgi
- [2] Vander-Vorst : Les hyperfréquences (théorie, pratique et mesure).
- [3] TC-EDWARDS : Conception des circuits micro-ondes (édition MASSON).
- [4] Owens R P : "Accurate analytical détermination of quasi-Static microstripline paramèters". *The radio and electronic Engineer* (juillet 1976)
- [5] Gestinger W.J : "Microstrip dispersion model" COMSAT laboratories technical "Memorandum" (Mars 1972).
- [6] Edwards et Owens : "2 - 18 GHz dispersion measurement on 10-100 microstrip lines" IEEE transaction MTT (juillet 1972)
- [7] Bahl : "a designer's guide to stripline circuits" *Microwaves* (janvier 1978)
- [8] Owens : "Predicted frèquency dependance of microstrip characteristics impèdance using the planar waveguide model." *Electronique -letters* (1976)
- [9] Bekkadal : "Losses in microstrip" IEEE transaction MTT 1968.
- [11] Bekkadal et Hamerstad : "a microstrip handbook" ELAB. Report. 44A 169 N°7034 (1975)
- [12] WOLFGANG J.R HOFFER : "Equivalent series inductivity of a narrow transverse slit in microstrip" IEEE trans. MTT (octobre 1977).

## VI

- [13] S. LEVEUVRE : "Technique des microondes"  
école nationale polytechnique de  
toulouse (1980).
- [14] J. BASS : "Cours de mathématiques"
- [15] E. DURAND : "Electrostatique , problèmes  
généraux <conducteurs>".  
Edition mathématiques.
- [3\*] A. Presser : "R.F. Properties of microstrip lines"  
IEEE transaction MTT (Mars 1968)