

وزارة الجامعات
Ministère aux Universités

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET MISE EN PLACE
D'UN LOGICIEL DE CONCEPTION
DE FILTRES ET COUPLEURS MICRO-ONDES

Proposé par :

MM. TRABELSI
AKSAS

Etudié par :

MM. KHERBOUCHE
SMAIL

Dirigé par :

MM. TRABELSI
AKSAS

PROMOTION

Juillet 1992

DEDICACES

JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL :

- A MES PARENTS
- A MES FRERES ET SOEURS
- A TOUS MES AMIS

TAHAR

- A MES PARENTS
- A MES SOEURS
- A MES DEUX FRERES ESSAID ET SAADI
- A TOUTE MA FAMILLE
- A TOUS MES AMIS

JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL
ZAHIR

REMERCIEMENTS

NOUS TENONS A REMERCIER VIVEMENT

TOUTES LES PERSONNES QUI NOUS ONT AIDEES

A MENER A BIEN NOTRE THESE DE FIN D'ETUDE,

EN PARTICULIER NOS DEUX PROMOTEURS

Mr: TRABELSI ET Mr: AKSAS, AINSI QUE

Mr: AIT AKLI ET Mme: SMAIL.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION

CHAPITRE-I ETUDE DES FILTRES PASSIFS.....1

I-1 INTRODUCTION.....1

I-2 FONCTION DE TRANSFERT.....1

I-3 GABARIT D'UN FILTRE.....3

I-4 NORMALISATION.....5

 I-4.1 Normalisation de l'unité de fréquence.....5

 I-4.2 Normalisation de l'unité d'impédance.....5

I-5 SYNTHESE DES FILTRES PASSIFS.....5

 I-5.1 Fonction de filtrage recherchée.....5

 I-5.2 Valeurs des éléments constitutifs du filtre passe-bas.....7

 I-5.3 Transposition au filtre passe-bande.....8

 I-5.4 Prototype passe-bas10

CHAPITRE-II FILTRES MICRO-ONDES12

II-1 RELATIONS GENERALES D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION12

II-2 LIGNE MICROBANDE SIMPLE.....13

 II-2.1 Impédances caractéristiques.....14

 II-2.2 Permittivité effective d'une microbande.....15

 II-2.3 Phénomène de dispersion dans la microbande.....15

 II-2.4 Discontinuités dans la microbande.....15

 II-2.4.1 Le circuit ouvert.....16

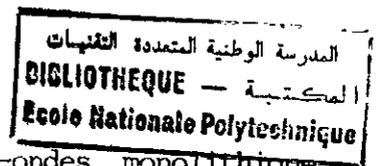
 II-2.4.2 Variation de largeur.....17

II-3 REALISATION D'INDUCTANCES, CONDENSATEUR ET DE CIRCUITS
 RESONNANT A L'AIDE DE TRONCONS DE LIGNE.....18

 II-3.1 Réalisation d'inductances et condensateurs.....19

II-3.2	Réalisation de circuits résonnants et antirésonant.....	20
II-4	LIGNES A MICROBANDES COUPLEES EN PARALLELE.....	21
II-4.1	Impédances caractéristiques en mode pair et impair.....	21
II-4.2	Impédances caractéristiques en fonction du coefficient decouplage.....	25
II-4.3	Longueur de la région de couplage.....	26
II-5	CONCEPTION DE QUELQUES CIRCUITS A MICROBANDES TYPES.....	26
II-5.1	Filtre passe-bas formé de microbandes en cascades.....	26
II-5.2	Filtre passe-bande à couplage parallèle.....	29
CHAPITRE-III LES COUPLEURS DIRECTIFS.....		32
III-1	INTRODUCTION.....	32
III-2	COUPLEUR DIRECTIF IDEAL.....	32
III-2.1	Matrice de répartition [S].....	32
III-2.2	Propriétés.....	33
III-3	COUPLEUR DIRECTIF REEL.....	34
III-4	ETUDE DE COUPLEURS A EMBRANCHEMENT.....	35
III-4.1	Détermination des S_{ij} du quadripôle en fonction des S_{ij} des quadripôles mode pair et impair.....	36
III-4.2	Coupleur hybride.....	37
III-4.3	Coupleur en forme d'anneau.....	38
III-4.4	Coupleur circulaire ou RAT-RACE.....	38
III-4.5	Coupleur par ligne quart d'onde.....	39
IV PRESENTATION DU LOGICIEL.....		41
IV-1	INTRODUCTION.....	41
IV-2	PRESENTATION DE L'EDITEUR.....	41
IV-3	DESCRIPTION DES PROGRAMMES REALISES.....	42
IV-3.1	Description des différentes routines.....	43
IV-3.2	Programmes de conception de filtres.....	47
IV-3.2.1	Programme " PASSB.....	47
IV-3.2.2	Programme " FILTPB ".....	50
IV-3.3	Programme de conception de coupleurs directifs	51
IV-3.3.1	Programme " COUPLE ".....	54
IV-3.3.2	Programme " CPLH ".....	55
IV-3.3.3	Programme " CPLX ".....	56
CONCLUSION.....		58
BIBLIOGRAPHIE.....		69

INTRODUCTION



Bien que la recherche sur les circuits pour micro-ondes monolithique soit dans un état avancé, il semble inévitable pour un grand nombre de raisons technologiques que la demande pour les circuits à microbande continue à s'accroître .

Les techniques réalisant ces circuits mènent à des expressions pouvant s'insérer dans un programme de conception assistée par ordinateur (C.A.O).

Le but de notre travail est de réaliser des programmes faisant la conception de filtres micro-ondes passe-bas, passe-bande et des coupleurs directifs, en utilisant des expressions d'analyses et de synthèse des lignes microbandes.

Pour atteindre notre objectif nous avons organisé notre travail comme suit :

dans une première étude nous avons défini les caractéristiques générales des filtres et présenté leur méthode de synthèse et après avoir passé en revue les expressions de synthèse des lignes microbandes (couplées ou non), nous sommes passés à la conception des filtres, ensuite nous avons abordé la partie concernant l'étude et la conception des coupleurs . La dernière partie de notre travail a été consacrée à la présentation du logiciel de conception des circuits suscités. Les organigrammes des programmes principaux ont été également mis en évidence ainsi que les résultats obtenus pour certains types de filtres et coupleurs directifs .

CHAPITRE I

ETUDE DES FILTRES PASSIFS

ETUDE DES FILTRES PASSIFS

I.1-INTRODUCTION

le filtrage d'un signal est l'opération qui consiste à séparer les composantes de ce signal selon leurs fréquences. Le **FILTRE** est le circuit qui réalise cette opération.

Un filtre est un système que l'on peut caractériser par sa fonction de transfert $H(j\omega)$ ou sa réponse impulsionnelle $h(t)$ (figure 1)

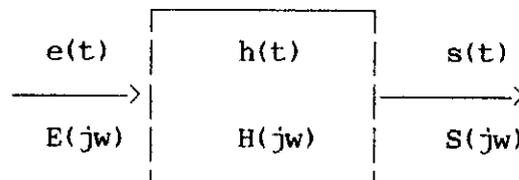


fig.I.1:symbolisation d'un filtre.

$e(t)$:signal d'entrée.

$s(t)$:signal de sortie.

I.2 FONCTION DE TRANSFERT

La fonction de transfert d'un filtre est donnée par la relation suivante:

$$H(j\omega) = \frac{S(j\omega)}{E(j\omega)} \quad (I.1)$$

$S(j\omega)$ et $E(j\omega)$ sont respectivement les transformées de fourier de $s(t)$ et $e(t)$

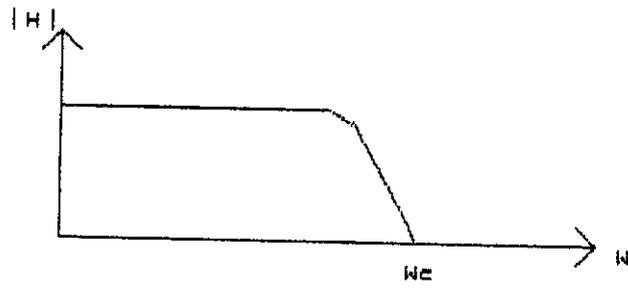
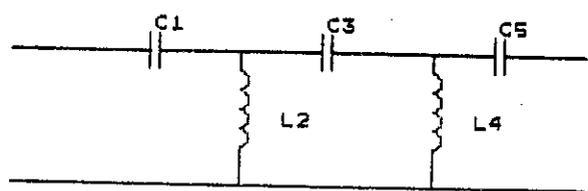
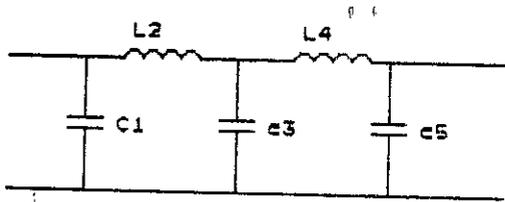
La transformée de fourier inverse de $H(j\omega)$ nous donne la réponse impulsionnelle $h(t)$

Pour un système linéaire (I.1) doit s'écrire:

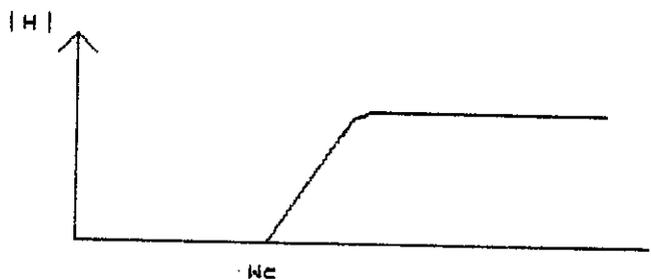
$$H(j\omega) = A \cdot \exp(-j\omega\tau)$$

A : amplitude indépendante de la fréquence

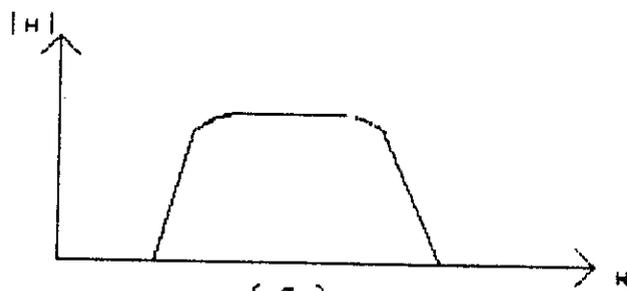
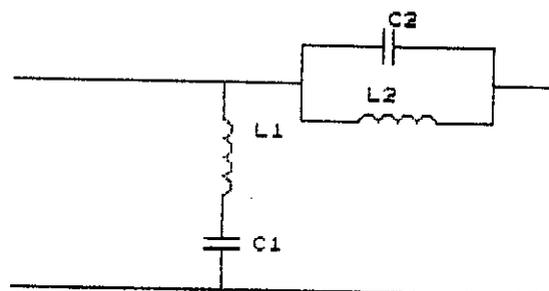
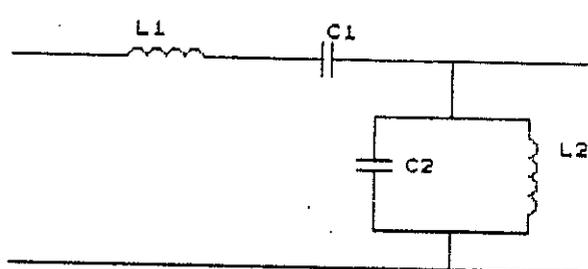
$\varphi = -\omega\tau$: phase variant linéairement avec la fréquence



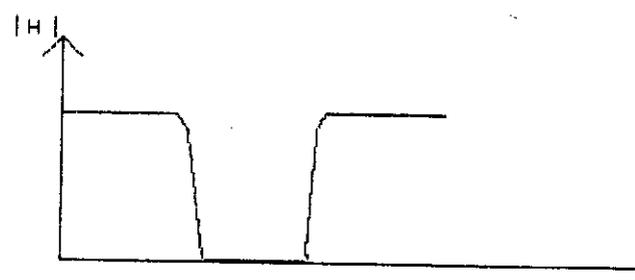
(a)



(b)



(c)



(d)

FIG I-2 CIRCUITS ET REPONSE DES DIFFERENTS TYPES DE FILTRES. a-PASSE-BAS, b-PASSE-HAUT, c-PASSE-BANDE, d- COUPE-BANDE

$d\theta$

$\tau = \frac{d\theta}{d\omega}$: représente le temps de transit du filtre

Suivant les fréquences qui sont favorisées et atténuées, on distingue:

- les filtres passe-bas (fig.I-2-a)
- les filtres passe-haut (fig.I-2-b)
- les filtres passe-bande (fig.I-2-c)
- les filtres coupes-bande (fig.I-2-d)

Sur les figures allant de (I-2-a) à (I-2-d) on représentera les schémas, l'évolution de $|H(j\omega)|$ en fonction de la fréquence des différents types de filtres.

I.3 GABARIT D'UN FILTRE

Les deux grandeurs essentielles pour le calcul d'un filtre sont l'atténuation et le déphasage. Une infinité de fonctions de transfert $H(j\omega)$ peuvent satisfaire aux conditions imposées, il suffit que les courbes $H(j\omega) = f(\omega)$ passent entre des tracés limites que l'on appelle le gabarit du filtre.

L'atténuation est donnée par :

$$A = -20 \cdot \log |H(j\omega)| \quad (\text{dB}) \quad (\text{I.2})$$

Les gabarits des différents type de filtres ont l'allure représentée sur les figures I-3.

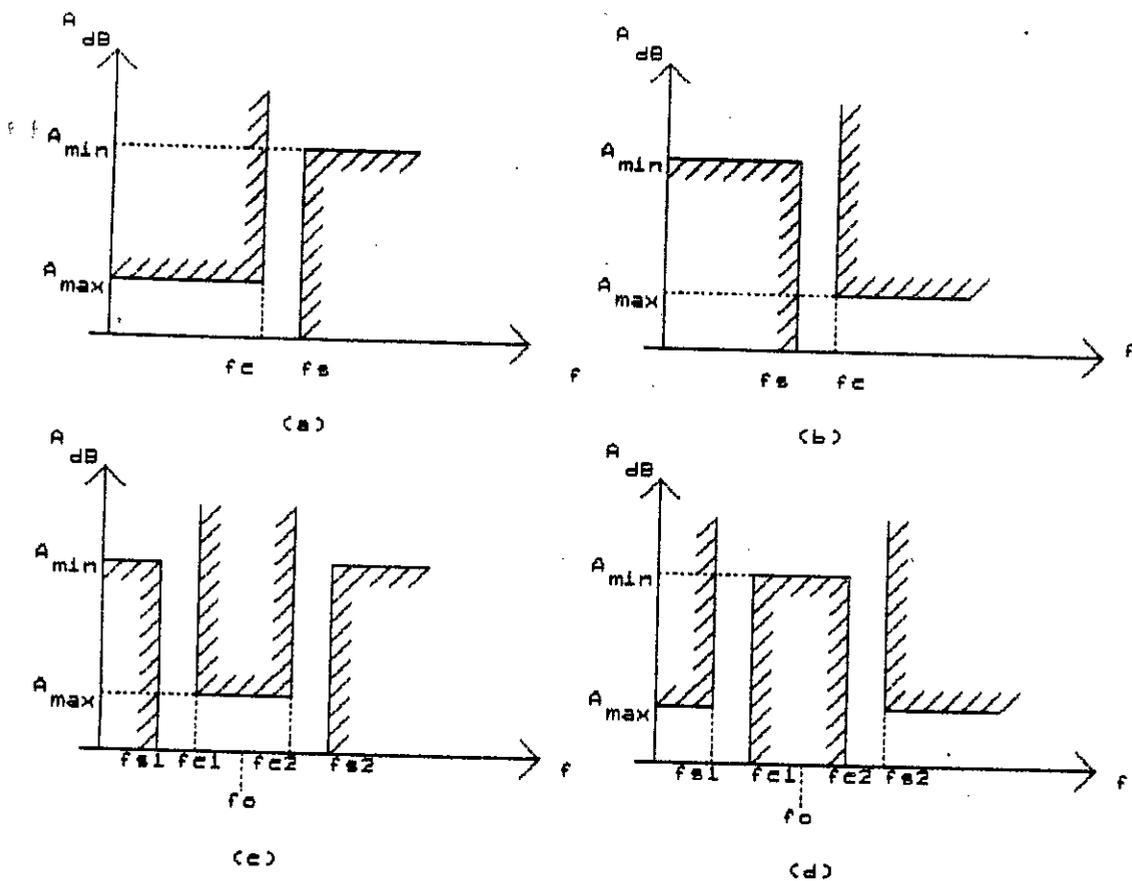


FIG I-3 : GABARITS DES FILTRES

a-filtre passe-bas b-filtre passe-haut
 c-filtre passe-bande d-filtre coupe-bande

Pour les filtres passe-bande et coupe-bande, il existe quatre fréquences frontières f_{s1}, f_{s2}, f_{c1} et f_{c2} et deux atténuations A_{max}, A_{min} .

avec:

$$f_{c1} \cdot f_{c2} = f_{s1} \cdot f_{s2} = f_0^2$$

f_0 = fréquence centrale du filtre.

La définition du gabarit ne peut absolument pas suffire à déterminer les éléments du filtre cherché, il y a bien sûr une infinité de solutions. Elle peut juste guider le choix de l'utilisateur dans un catalogue de filtres standards. Mais l'infinité de fréquences caractéristiques rend ces catalogues inconcevables. Pour résoudre ce problème, on suivra plusieurs étapes :

- Normalisation des fréquences et impédances.
- Définition de toutes les formes de courbes classiques à partir des seuls passe-bas, c'est la méthode des prototype passe-bas.
- Définition de prototypes passe-bas ayant des propriétés bien déterminées et de différents ordres.

I.4 NORMALISATION

I.4.1 Normalisation de l'unité de fréquence

Elle permet d'éviter l'utilisation de coefficients numériques trop grand.

Pour les filtres passe-bas et passe-haut: $W' = W/W_c$
et pour les filtres passe-bande et coupe-bande: $W' = W/(W_{c1} \cdot W_{c2})^{\pm} = W/(W_{m1} \cdot W_{m2})^{\pm}$
W': fréquence normalisée.

I.4.2 Normalisation de l'unité d'impédance

On effectue une normalisation d'impédance en prenant comme unité une valeur particulière Z_0 , généralement, elle se fait par rapport à l'impédance de charge Z_L du filtre.

I.5 SYNTHÈSE DES FILTRES

On a choisi la synthèse d'un filtre passe-bas parce que on peut en déduire à partir de ce dernier le calcul des autres types de filtres.

I.5.1 Fonctions de filtrage recherchées:

La courbe donnant l'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle de ce filtre. La loi mathématique qui la représente est appelée fonction de filtrage. Les deux principales lois utilisées sont :

*La Loi de BUTTERWORTH " maximally flat "

On cherche à se rapprocher du passe-bas idéal en ayant une atténuation la plus constante possible dans la bande passante. La condition recherchée se traduit par un maximum de dérivées nulles à l'origine.

La fonction est alors donnée par :

$$A(\text{dB}) = 10 \cdot \log[1 + (W/W_c)^{2n}] \quad (\text{I-3})$$

Toutes les courbes répondant à cette loi passent par le point de coordonnées ($W/W_c=1$ et $A=3$ dB).

Au-delà de ce point, leurs pentes est d'autant plus importante que n est plus élevé figure I-4-a.

** La loi de TCHEBYCHEFF

** La loi de TCHEBYCHEFF

Pour un même degré il est possible d'obtenir une meilleure approximation du filtre passe-bas idéal à condition de renoncer à une parfaite régularité de la courbe d'atténuation dans la bande passante.

La loi de TCHEBYCHEFF correspondant à une courbe de réponse qui présente des ondulations d'amplitude maximal A_m jusqu'à $W/W_c=1$, (figure I-4.b) elle est définie par la fonction:

$$A(\omega) = A(\text{dB}) = 10 \log [1 + (10^{A_m/10} - 1) \cdot \cos^2(n \cdot \arccos(W/W_c))] \quad \text{pour } W \leq W_c \quad (\text{I-4})$$

$$A(\text{dB}) = 10 \log [1 + (10^{A_m/10} - 1) \cdot \text{ch}^2(n \cdot \text{arccch}(W/W_c))] \quad \text{pour } W > W_c \quad (\text{I-5})$$

Chacune des deux lois présente avantages et inconvénients. A N égal, la première permet d'obtenir les niveaux les plus faibles pour $W < W_c$, tandis que la seconde offre des pentes de réjection les plus importantes pour $W > W_c$.

Le choix de N (Subroutine CALCN) est conditionné par la pente de réjection que l'on veut obtenir en dehors de la bande passante du filtre.

La loi de TCHEBYCHEFF est souvent employée car elle permet de limiter le nombre de cellules nécessaires et d'avoir les meilleures pentes de réjection.

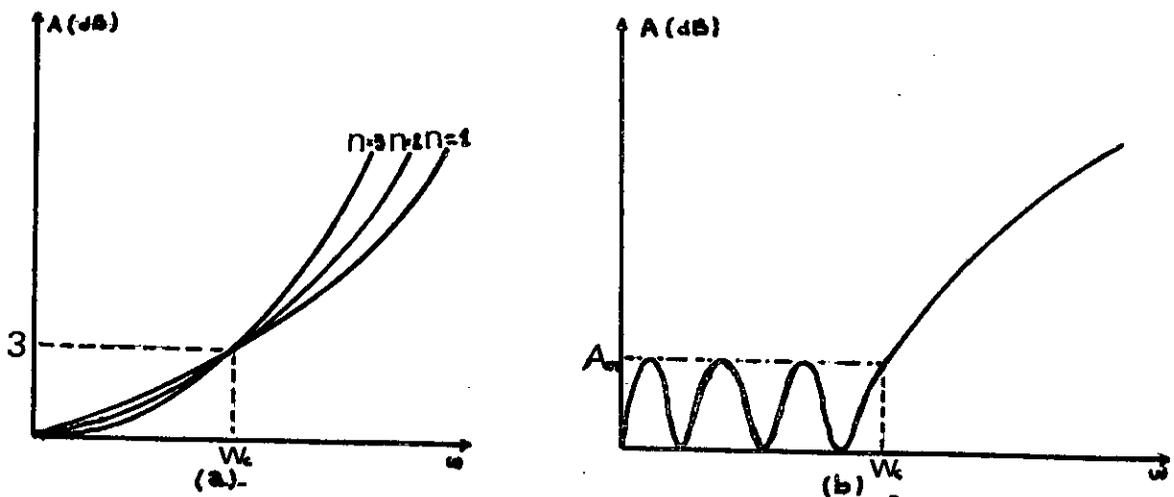


FIG I-4 Courbes de réponse en amplitude des filtres :
a)-BUTTERWORTH b)-TCHEBYCHEFF

I-5-2) Valeur des éléments constitutifs du filtre passe-bas.

La structure d'un filtre passe-bas est donnée par la figure (I-5).

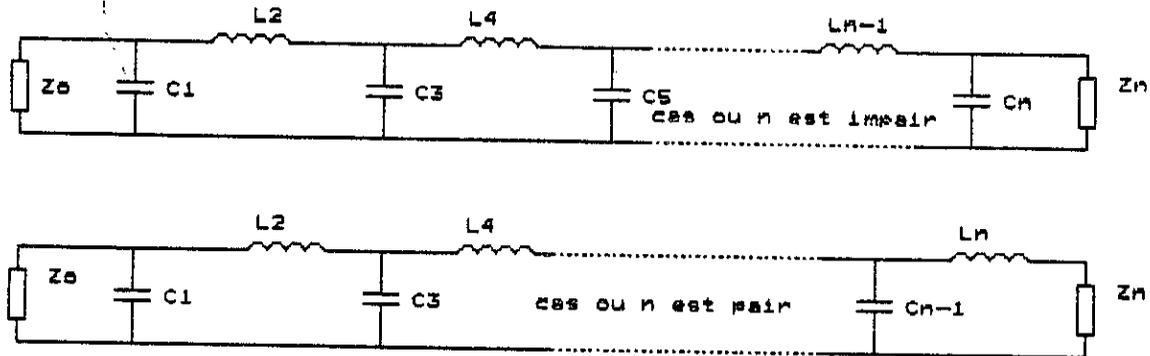


FIG-I-5 : STRUCTURE DU FILTRE PASSE-BAS

Z_0 et Z_n sont les impédances d'entrée et de sortie du filtre, qui sont liées par un paramètre r tel que [3] :

$$Z_n = r \cdot Z_0$$

Z_0 est en général une donnée du problème puisque c'est l'impédance caractéristique de la ligne sur laquelle le filtre est insérée.

les selfs L_k et les capacités C_k du filtre s'expriment en fonction de Z_0 , ω_c et d'un paramètre g_k par :

$$L_k = (Z_0 \cdot g_k) / \omega_c \quad (I-6)$$

$$C_k = g_k / (Z_0 \cdot \omega_c) \quad (I-7)$$

Les valeurs de paramètres r et g_k dans le cas :

*) BUTTERWORTH

$$r = 1 \text{ quelque soit } n$$

$$g_k = 2 \cdot \sin[(2 \cdot k - 1)\pi / 2 \cdot n] \quad k=1, 2, \dots, n \quad (I-8)$$

**) TCHEBYCHEFF

$$r = 1 \text{ pour } n \text{ impair}$$

$$r = \operatorname{tg}^2(\beta/4) \text{ pour } n \text{ pair avec} \quad (I-9)$$

$$\beta = \text{Ln}[\text{coth}(Am/17.37)] \quad (\text{I-10})$$

$$g_k = 2 \cdot a_k / \Gamma \quad \text{pour } k=1 \quad (\text{I-11})$$

$$g_k = (4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k) / (b_{k-1} \cdot g_{k-1}) \quad \text{pour } k=2, 3, \dots, n \quad (\text{I-12})$$

$$a_k = \sin [(2k-1)\pi/2n] \quad \text{pour } k=1, \dots, n \quad (\text{I-13})$$

$$b_k = \Gamma^2 + \sin^2(k\pi/n) \quad (\text{I-14})$$

$$\Gamma = \text{sh}(\beta/2n) \quad \text{pour } k=1, \dots, n \quad (\text{I-15})$$

Les paramètres g_k sont calculés, suivant le type de filtre, soit par la routine CALG soit par COEFT.

I-5-3) Transposition au filtre passe-bande:

On a vu comment pouvaient se calculer des filtres passe-bas présentant une courbe de réponse de type BUTTERWORTH ou TCHEBYCHEFF. il est possible d'utiliser ces résultats pour calculer les filtres passe-bande.

On respectera les notations suivantes :

W : pulsations pour le filtre passe-bas

W'' : pulsations pour le filtre passe-bande

L_k et C_k : inductances et capacités du passe-bas

L_k'' et C_k'' : inductances et capacités du passe-bande.

La structure d'un filtre passe-bande est donnée en figure (I-6)

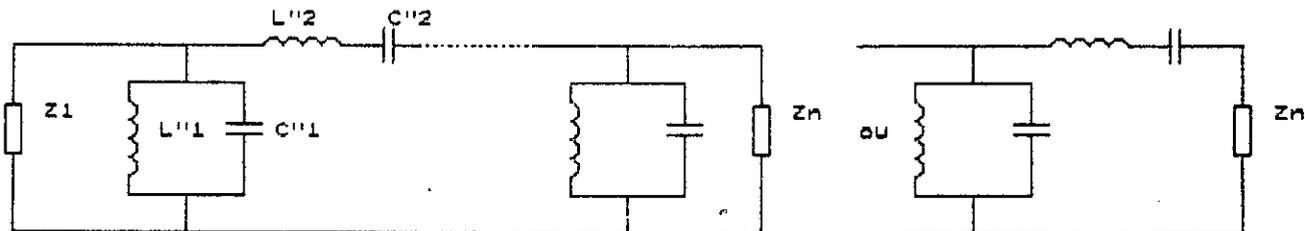


FIG-I-6 : STRUCTURE D'UN FILTRE PASSE-BANDE

Le passage de structure passe-bas à la structure passe-bande centrée sur f_0'' se fait en accordant les bras série et parallèle sur f_0'' ceci s'obtient à l'aide de circuits résonnants série et parallèle (fig I.6).

Si la courbe de réponse du filtre passe-bas est de type de TCHEBYCHEFF celle du filtre passe-bande correspondant sera du type représenté à la fig. I.7

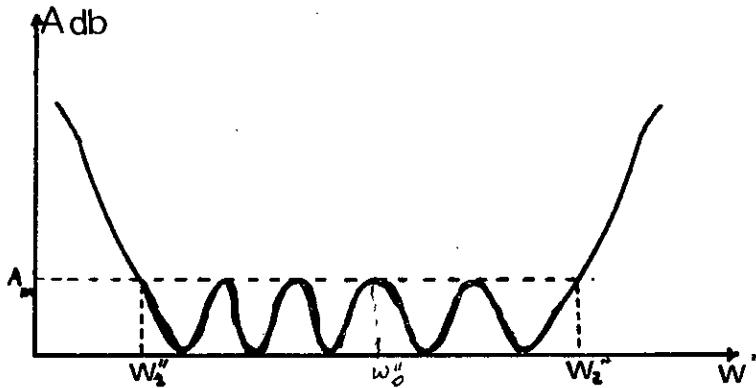


FIG I-7 Courbe de réponse du filtre passe-bande ,type tchebycheff.

W_1'' et W_2'' : sont les pulsations frontières supérieurs et inférieures du filtre passe-bande.

W_0'' : est la pulsation centrale avec :

$$W_0'' = [W_1'' \cdot W_2'']^{1/2} \quad (I.16)$$

D'où la bande-passante relative :

$$B = (W_2'' - W_1'') / W_0'' = (W_2'' / W_1'')^{1/2} - (W_1'' / W_2'')^{1/2} \quad (I.17)$$

On va considérer, que le comportement du filtre passe-bas est analogue à celui du passe-bande afin de traduire mathématiquement ce qui est représentée en figure I.7.

La réponse du passe-bande aux pulsations W_1'' et W_2'' est identique à celle du passe-bas à W_c .

On peut écrire pour les voies séries :

$$L_{jk}'' \cdot W_2'' - 1 / (C_{jk}'' \cdot W_2'') = L_{jk}'' \cdot W_1'' - 1 / (C_{jk}'' \cdot W_1'') = L_{jk} \cdot W_c$$

Ce qui donne :

$$L_{jk}'' \cdot W_0'' = 1 / (C_{jk}'' \cdot W_0'') = L_{jk} \cdot W_c / B = Z_0 \cdot g_{jk} / B \quad (I.18)$$

De même pour les voies parallèles:

$$C_k'' \cdot W_o'' = 1 / (L_k'' \cdot W_o'') = C_k \cdot W_c / B = g_k / (Z_o \cdot B) \quad (I.19)$$

Trouvant maintenant à quelle pulsation W'' , le filtre passe-bande aura la même pulsation que le passe-bas à W .

On écrit alors :

$$L'' \cdot W'' - 1 / (C'' \cdot W'') = L \cdot W \quad \text{ou} \quad 1 / (L'' \cdot W'') - C'' \cdot W'' = C \cdot W$$

Compte tenu des relations qui viennent d'être établies, on obtient :

$$\frac{W}{W_c} = \left[\begin{array}{cc} W'' & W_o'' \\ \frac{1}{W_o''} & W'' \end{array} \right] \cdot \frac{1}{B} \quad (I.20)$$

I-5-4) Prototype passe-bas

On rappelle que pour faire la synthèse de n'importe quel filtre, on définit d'abord un gabarit puis par une transformation convenable, on le ramène au prototype passe-bas.

Les caractéristiques les plus importantes du prototype sont :

- Une atténuation la plus constante possible dans la bande passante.
- Une augmentation de l'atténuation la plus rapide possible au delà de la fréquence de coupure.
- Une déformation minimale des signaux dont le spectre est compris dans la bande passante du filtre.

Les relations grâce auxquelles on calcule les valeurs des éléments constitutifs des voies séries et parallèles des divers types de filtres, sont :

- (I-6) et (I-7) Pour le passe-bas.
- (I-18) et (I-19) Pour le passe-bande.

On constate que toutes ces relations font intervenir outre des quantités connues telles que Z_o , W_c ou W_c'' ou W_o'' et B , les paramètres g_k .

La détermination du paramètre g_k représente donc la clé de la synthèse des divers types de filtres.

En faisant une normalisation d'impédances par rapport à Z_o et de fréquences par rapport à W_c et en désignant par W' les pulsations normalisées, on obtient un filtre prototype schématisé sur la figure I-8.

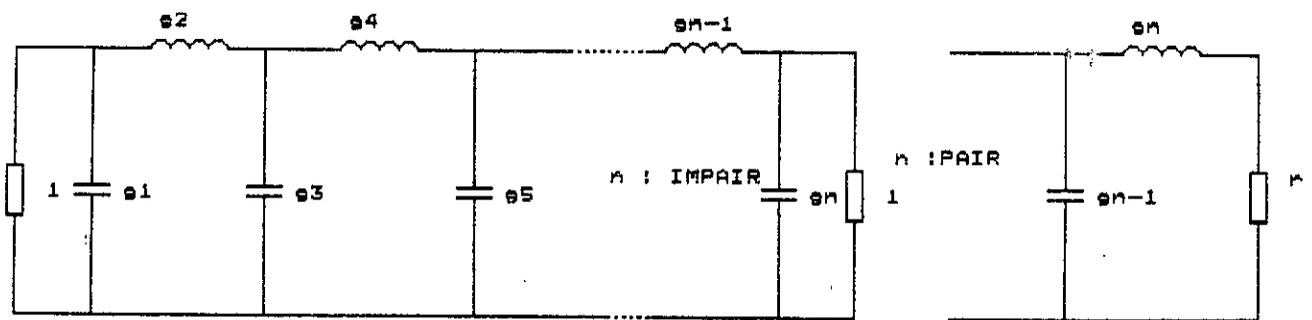


FIG I-8 STRUCTURE DU PROTOTYPE PASSE-BAS

Ainsi les selfs et les capacités du filtre passe-bas représentées en figI-5 se réduisent aux paramètres g_k dont le prototype est représenté en figI-8.

En conclusion, on peut annoncer que pour élaborer le filtre prototype les deux grandeurs importantes à déterminer sont l'ordre N et les paramètres g_k .

CHAPITRE II

FILTRES MICRO-ONDES

II-FILTRES MICRO-ONDES

L'étude des filtres micro-ondes nécessite la connaissance de quelques notions sur les lignes de transmissions.

II-1 RELATIONS GENERALES D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION

On considère les lignes de transmissions uniformes dont la structure est représentée en figure II-1-a.

Les constantes primaires R , G , L et C par unité de longueur sont indiquées sur la figure II-1-b.

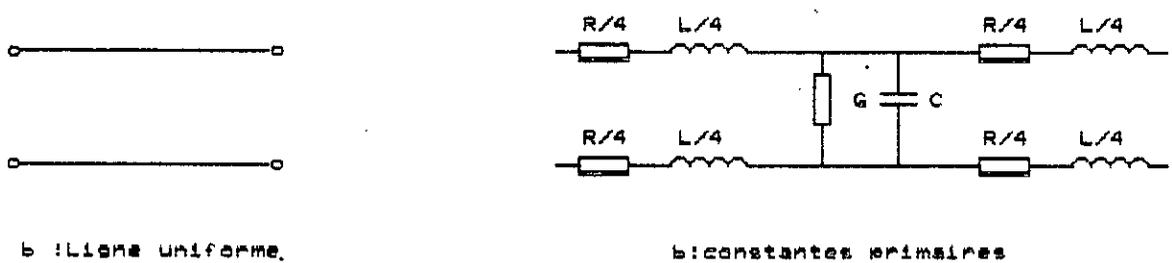


FIG II-1 : LIGNE UNIFORME ET SON CIRCUIT EQUIVALENT

La propagation de l'onde le long de la ligne est caractérisée par le coefficient de propagation Γ .

où

$$\Gamma = [(R + j\omega L)(G + j\omega C)]^{1/2} \quad (II-1)$$

$$\Gamma = \alpha + j\beta$$

α : affaiblissement linéique en nepers par mètre.

β : déphasage linéique en radians par mètre.

Pour des fréquences suffisamment élevées on aura:

$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

La vitesse de phase est donnée par:

$$V_p = \omega / \beta = 1 / \sqrt{LC} = 1 / \sqrt{\mu \epsilon} = c / \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (II-2)$$

La plupart des lignes ne contiennent pas de matériaux ferromagnétique on a donc $\mu_r = 1$ ce qui donne:

$$V_p = c/\sqrt{\epsilon_r} \quad (II-3)$$

La longueur d'onde λ_g dans la ligne est donnée par :

$$\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r} \quad (II-4)$$

avec λ_0 : longueur d'onde dans le vide.

L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne est :

$$Z_0 = \left[\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Pour des fréquences élevées et pour des lignes sans pertes l'expression de Z_0 devient :

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (II-5)$$

Z_0 , λ_g et V_p sont des constantes secondaires de la ligne.

II-2 LIGNE MICROBANDE SIMPLE

La ligne microbande (microstrip) comporte un substrat en diélectrique complètement métallisé sur l'une de ces faces et couvert d'une bande métallique sur l'autre face.

Les paramètres caractérisant la microbande sont : (fig. II-2)

*Pour le substrat, son épaisseur h sa constante diélectrique relative qui est souvent élevée (≈ 10), afin d'y concentrer le champ électromagnétique et de réduire ainsi les pertes de rayonnement.

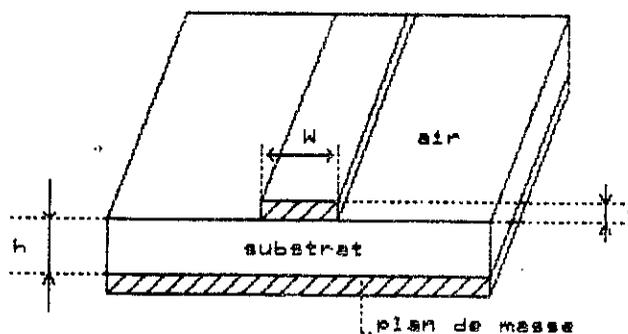


FIG II-2 : REPRESENTATION D'UNE LIGNE MICROBANDE

*Pour la bande, sa largeur W qui est en générale de l'ordre de grandeur de h et son épaisseur t souvent négligeable.

La difficulté de l'étude de la propagation dans une ligne microbande vient de ce que cette propagation s'effectue dans le substrat et dans l'air, comme le montre la forme des lignes de champs sur la figure II-3.

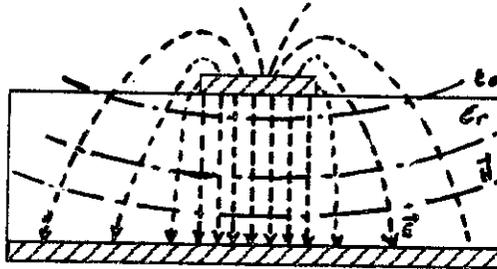


FIG II-3 : SECTION TRANSVERSALE D'UNE LIGNE A MICROBANDE REPRESENTANT LES CHAMPS ELECTRIQUE ET MAGNETIQUE

II.2.1 Impédance caractéristique:[6]

L'impédance caractéristique d'une ligne microstrip est donnée par la relation suivante :

$$Z_0 = \frac{Z_{01}(u)}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (II-6)$$

avec:

$$Z_{01}(u) = 60 \cdot \ln\left[\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2}\right]$$

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp\left[-(30,666/u)^{0,7528}\right]$$

$u = w/h$: largeur de la microstrip normalisée par rapport à l'épaisseur h du substrat.

La précision de la relation (II-6) calculant l'impédance caractéristique est inférieure à 0,01 % pour $u \leq 1$ et à 0,03% pour $u \leq 1000$.

La relation (II-6) est traduite par la subroutine Z0

II.2.2 Permittivité effective d'une microbande: [6]

La permittivité effective d'une ligne microbande est donnée par :

$$\epsilon_{\text{eff}}(u, \epsilon_r) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot (1 + 10/u)^{-a(u)} \cdot b(\epsilon_r) \quad (\text{II-7})$$

avec

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln[u^4 + (u/52)^2] - \frac{1}{49} \cdot \ln[u^4 + 0,452] + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1} \right)^3 \right]$$

$$b(\epsilon_r) = 0,564 \cdot [(\epsilon_r - 0,9)/(\epsilon_r + 3)]^{0,053}$$

$$u = w/h.$$

Le calcul de ϵ_{eff} est fait par la routine EFFO.

La précision de ces relations est meilleure que 0,2% pour $\epsilon_r \leq 128$ et $0,01 < u < 100$.

II.2.3 Dispersion dans la microbande

On parle de dispersion lorsque β n'est pas fonction linéaire de la fréquence. L'augmentation de fréquence introduit une augmentation dans la concentration des champs dans le substrat. On définit alors une permittivité effective de la microbande dépendant de la fréquence $\epsilon_{\text{eff}}(f)$, son calcul est effectué par la routine EFFON. Le phénomène de dispersion a également un effet sur l'impédance caractéristique dont le calcul est réalisé par la routine ZOEN (annexe A1).

II.2.4 Discontinuités dans les microbandes

Pratiquement, tout les circuits répartis, contiennent des discontinuités qui sont dûes aux exigences du circuits. Parmi ces formes de discontinuités on distingue :

- Circuit ouvert ou bout de ligne.
- Trous de couplage série.
- Cour-circuit à travers le plan de masse.
- Angles droits et coudes.
- Variations de la largeur etc...

Les principales discontinuités pour les lignes microbandes simples qui puissent nous intéresser ultérieurement sont : circuits ouverts et variation de la largeur.

II.2.4.1 Le circuit ouvert

A l'extrémité physique de la bande métallique, s'étendent des champs marginaux, que l'on peut assimiler à une capacité équivalente; ce qui se traduit par une longueur δl_0 imaginaire laissant supposer que la ligne microbade est un peu plus longue que dans la réalité. Ce qui peut être illustré par les lignes (II-4 a, b, c).

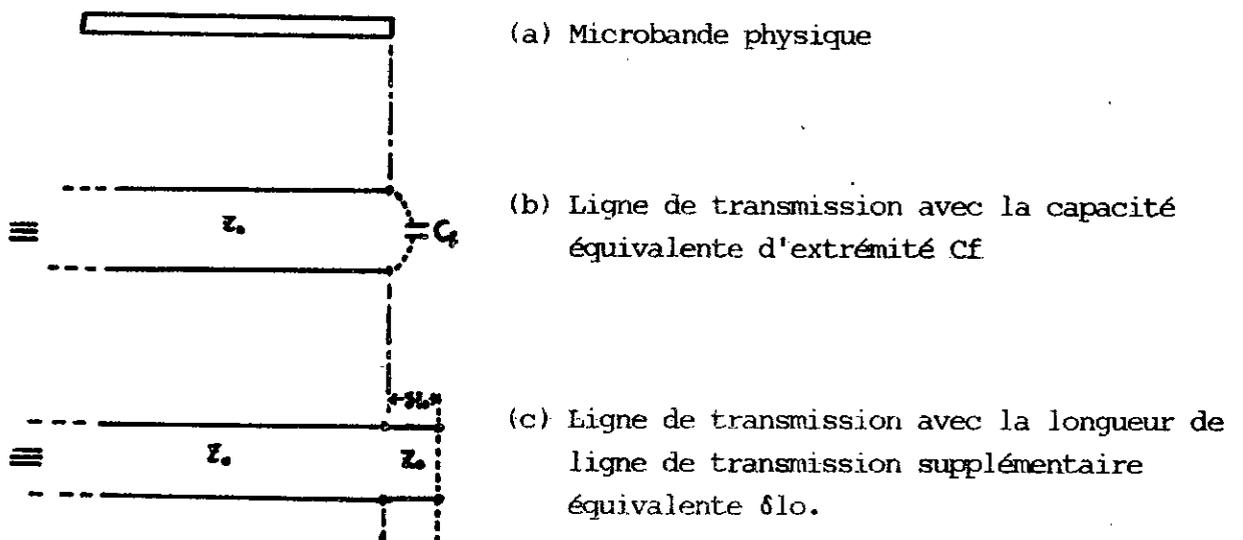


fig II-4. Développement du concept de longueur équivalente due à la discontinuité en bout de ligne.

L'une des solutions envisageable à ce phénomène est de tenir compte de ce prolongement δl_0 dans la longueur total de la microbande en le diminuant de δl_0 lors de la conception. Plusieurs expressions ont été données pour calculer ce prolongement δl_0 , néanmoins, voici celles utilisées par la routine Deltal qui détermine la valeur de la discontinuité en bout de ligne:

$$P1 = h \cdot 0,434907 \cdot (\epsilon_{\text{eff}}^{0,81+0,26}) / (\epsilon_{\text{eff}}^{0,81-0,189}) \cdot (u^{0,8544+0,236}) / (u^{0,8544+0,87})$$

$$P2 = 1 + (0,5274 \cdot \arctg(0,084 \cdot u^{1,9413/\alpha}) / \epsilon_r^{0,9236})$$

$$P3 = (1 - 0,218 \cdot \exp(-7,5 \cdot u)) / \{ [1 + 0,0377 \arctg(0,067 \cdot u^{1,456})] \cdot [6 - 5 \cdot \exp(0,036(1 - \epsilon_r))] \}$$

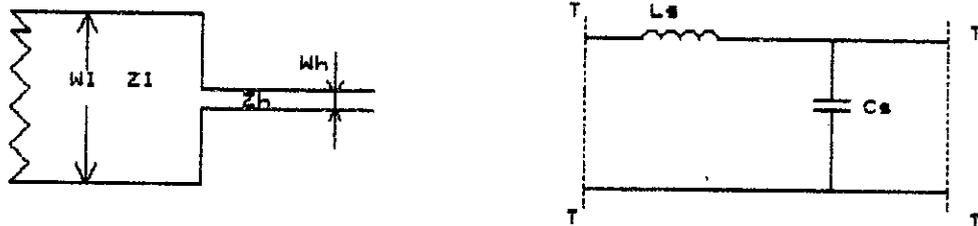
$$u = w/h \quad \text{et} \quad \alpha = 1 + [(u^{0,371}) / (\epsilon_r \cdot 2,358 + 1)]$$

$$\delta l_0 = P1 \cdot P2 \cdot P3$$

(II-8)

II.2.4.2 Variation de largeur

Ceci est illustré dans la figure II-5 (a) avec un circuit équivalent dans la figure II-5 (b).



a : structure et données physiques

b : circuit équivalent

FIG II-5 VARIATION SYMETRIQUE DE LARGEUR D'UNE MICROBANDE

La capacité C_s est donnée par la relation suivante :

$$C_s = [(\sqrt{\epsilon_{eff1}/Z_1 \cdot c_0}) - (\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot W_h)], (W_l - W_h) / 2 \quad (II-9)$$

L'inductance série s'exprime :

$$L_s = (Z_l/w) \cdot 2 \cdot (W_e l / \epsilon l) \left[\ln \left\{ \frac{(1-T^2)}{(1+T)} \left[\frac{(1+T)}{(1-T)} \right]^{(T+(1/T))^2} \right\} + \frac{2 \cdot A+B+2D}{A \cdot B-D} + \frac{(W_e l / 4 \epsilon l)^2 (5 \cdot T^2 - 1 + 4T^2 D / 3 \cdot A)^2}{1-T^2} \right] \quad (II-10)$$

Avec :

$$A = \left\{ \frac{(1+T)}{(1-T)} \right\}^{2-T} \cdot \frac{1 + [1 - (W_e l / \epsilon l)^2]^{0.5} - (1+3T^2)/(1-T^2)}{1 - [1 - (W_e l / \epsilon l)^2]^{0.5}}$$

$$B = \left\{ \frac{(1+T)}{(1-T)} \right\}^{2/T} \cdot \frac{1 + [1 - (W_h / \epsilon h)^2]^{0.5} - (3+T^2)/(1-T^2)}{1 - [1 - (W_h / \epsilon h)^2]^{0.5}}$$

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

$$T = W_{eh}/W_{el}$$

W_{eh} = Largeur effective du tronçon de ligne haute impédance.

W_{el} = Largeur effective du tronçon de ligne basse impédance.

Les relations (II-9) et (II-10) sont utilisées par la routine CALPAR pour évaluer C_s et L_s .

II.3 REALISATION D'INDUCTANCES, CONDENSATEURS ET CIRCUITS RESONNANTS A L'AIDE DE TRONÇON DE LIGNE

On sait qu'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_0 , fermé sur une impédance Z_1 , présente, à une distance x de cette dernière, une impédance $Z(x)$ donnée par :

$$Z(x) = Z_0 \frac{Z_1 + j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot x)}{Z_0 + j \cdot Z_1 \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot x)}$$

Pour $x < \lambda/12$, on a $\operatorname{tg}(\beta \cdot x) = \beta \cdot x$

La relation précédente s'écrit alors :

$$Z(x) = Z_0 \frac{Z_1 + j \cdot Z_0 \cdot \beta \cdot x}{Z_0 + j \cdot Z_1 \cdot \beta \cdot x}$$

Si $Z_1 = 0$ ou si $Z_1 \ll Z_0 \cdot \beta \cdot x$

$$Z(x) = j \cdot Z_0 \cdot \beta \cdot x = j \cdot Z_0 \cdot x \cdot w/v$$

Le tronçon de ligne se comporte alors comme une impédance inductive Lw et on peut écrire :

$$L = Z_0 \cdot x/v$$

La réalisation technologique peut se faire :

-Soit par une ligne en court-circuit.

-Soit par une ligne dont l'impédance caractéristique Z_0 est très grande devant celle qui la charge.

2°) Si $Z_l = \infty$ ou tel que $Z_l \cdot \beta \cdot x \gg Z_0$,

$$Z(x) = -j \cdot Z_0 \cdot v / (\omega \cdot x) = -j / (C \cdot \omega)$$

d'où

$$C = x / (Z_0 \cdot v)$$

La réalisation de ce cas peut se faire :

-Soit par une ligne en circuit ouvert.

-Soit une ligne dont l'impédance caractéristique est très faible devant celle de la ligne qui la charge.

II.3.1 Réalisation d'inductances et condensateurs

Cette réalisation est particulièrement aisée en technologie microbande puisque l'impédance caractéristique d'une telle ligne est inversement proportionnelle à la largeur de bande (fig II-6)

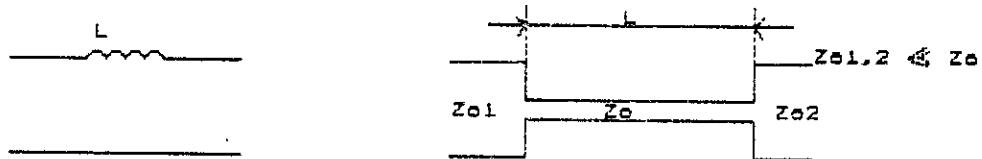


FIG II-6.a : réalisation d'une inductance serie

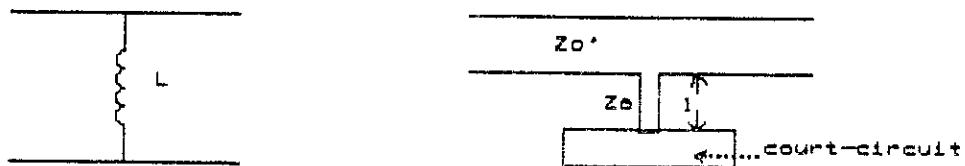


FIG II-6.b : réalisation d'une inductance shunt

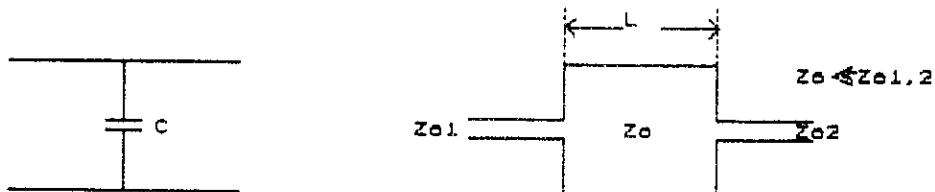


FIG II-6.c : réalisation d'une capacité shunt

Toutes ces réalisations présentent des discontinuités à chaque variation de la largeur W de la ligne microbande paragraphe(II-2-4-2).

II.3.2 Réalisation des circuits résonnants ou antirésonnants

Les seuls circuits résonnants ou antirésonnants qu'on peut réaliser avec des tronçons de lignes sont ceux placés en dérivation sur la ligne principale, (fig II-7 a, b, c)



FIG II-7-a : réalisation d'un circuit résonnant placé en dérivation



FIG II-7-b : réalisation d'un circuit anti-résonnant placé en dérivation

Pour le cas des circuits résonnants placés en série sur la ligne principale, on les obtient en utilisant les propriétés qu'ont les lignes quart d'onde d'inverser les impédances (fig II-8 a, b).

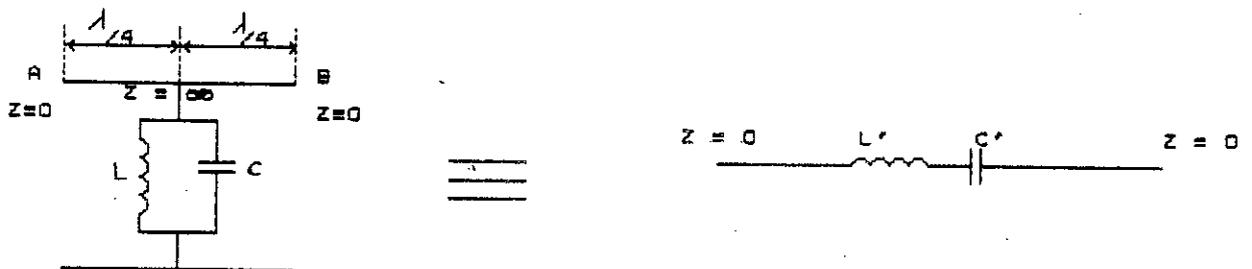


FIG II-8 a, b : REALISATION D'UN CIRCUIT RESONNANT SERIE

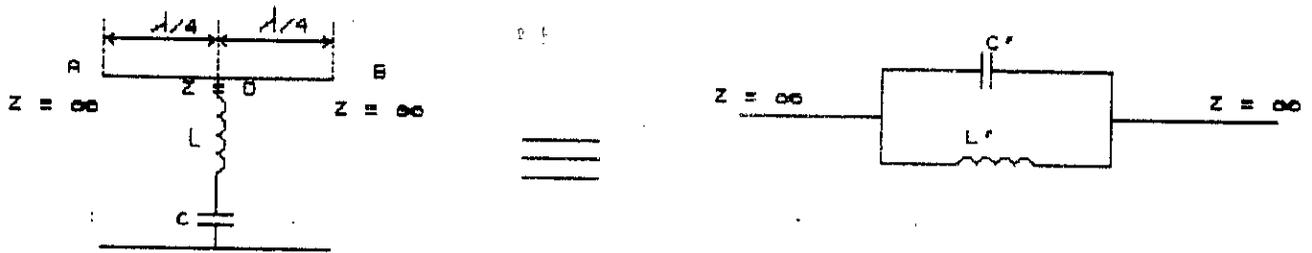


FIG II-9 .b : REALISATION D'UN CIRCUIT ANTIRESONNANT SERIE

II.4 LES LIGNES A MICROBANDES COUPLEES EN PARALLELE

Pour la conception de Filtres passe-bande et de coupleurs à microbandes, quelques notions sur les lignes couplées s'avèrent nécessaires.

La structure de base est illustrée par le dispositif de la figure(II-9).

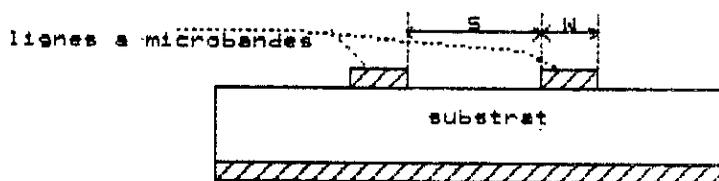


fig II-9 : Paire de ligne à microbandes
couplées en parallèle.

Il existe deux principaux champs d'application pour ces structure :

- Filtre, lignes à retard, réseaux d'adaptation etc...
- Coupleurs directifs.

Les propriétés non T.E.M. des lignes microbandes couplées résultent du fait de l'existence de deux diélectriques ϵ_r et ϵ_0 différents (substrat-air) par conséquent la répartition des champs entre substrat et air est différente, d'où des vitesses de phases différentes et la distinction de deux impédances caractéristiques pour le mode pair et impair.

II.4.1 Impédances caractéristiques en mode pair et impair

Les impédances caractéristiques en mode pair et impair Z_{oe} et Z_{oo} sont des paramètres primordiaux pour toute configuration de lignes couplées.

Pour le mode pair l'impédance caractéristique statique est donnée par [7]

$$Z_{1e}(0) = Z_1(0) \cdot (\epsilon_{\text{eff}}(0) / \epsilon_{\text{effe}}(0))^{0.5} / (1 - Z_1(0) \cdot \epsilon_{\text{eff}}(0)^{0.5} \cdot Q_4 / 377)$$

(II-11)

avec :

$$Q_1 = 0,8695 \cdot u^{0,194}$$

$$Q_2 = 1 + 0,7519 \cdot g + 0,189 \cdot g^{2,31}$$

$$Q_3 = 0,1975 + (16,6 + (8,4/g)^6)^{-0,387} + \ln(g^{10} / (1 + (g/3,4)^{10})) / 242$$

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

$$u = w/h \quad \text{et} \quad g = s/h$$

D'une manière similaire, l'impédance caractéristique dans le cas statique pour le mode impaire s'exprime [7] :

$$Z_{1o}(0) = Z_1(0) \cdot (\epsilon_{\text{eff}} / \epsilon_{\text{effo}})^{0.5} / (1 - Z_1(0) \cdot \epsilon_{\text{eff}}(0)^{0.5} \cdot Q_{10} / 377)$$

(II-12)

avec :

$$Q_5 = 1,794 + 1,14 \cdot \ln(1 + 0,638 / (g + 0,517 \cdot g^{2,43}))$$

$$Q_6 = 0,2305 + \ln(g^{10} / (1 + (g/5,8)^{10})) / 281,3 + \ln(1 + 0,598 \cdot g^{1,134}) / 5,1$$

$$Q_7 = (10 + 190 \cdot g^2) / (1 + 82,3 \cdot g^3)$$

$$Q_8 = \exp(-6,5 - 0,95 \ln(g) - (g/0,15)^5)$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) \cdot (Q_8 + 1/16,5)$$

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

Le calcul de Z_{1e} et Z_{1o} est fait par la routine ZLEO.

La précision des relations II.11,12 calculant les impédances caractéristiques en mode pair et impair est meilleur que 0,6% pour :

$$0,1 \leq U \leq 10$$

$$0,1 \leq g \leq 10$$

$$1 \leq \epsilon_r \leq 18.$$

Les relations exprimant $\epsilon_{\text{eff}_{e,o}}(0)$ sont données en annexe A2

En tenant compte de la dispersion ces impédances deviennent :

Pour le mode pair :

$$Z_{le}(fn) = Z_{le}(0) \cdot \left[\frac{0,9408 \cdot (\epsilon_{eff}(fn))^{\alpha} - 0,9603}{(0,9408 - de) \cdot (\epsilon_{eff}(fn))^{\alpha} - 0,9603} \right]^{\alpha} \quad (II-13)$$

avec :

$$\alpha = R17 \text{ donné en annexe A1.}$$

$$ce = 1 + 275 \cdot (1 - \exp(-0,004625 \cdot pe \cdot \epsilon_r^{1,674} \cdot (fn/18,365)^{2,745})) \cdot Q12 + Q16 - Q17 + Q18 + Q20$$

$$de = 5,086 \cdot qe \cdot (re / (0,3838 + 0,386 \cdot qe)) \cdot (\exp(-22,2 \cdot u^2 \cdot 92) / (1 + 1,2992 \cdot re)) \cdot ((\epsilon_r - 1)^6 / (1 + 10 \cdot (\epsilon_r - 1)^6))$$

$$pe = 4,766 \cdot \exp(-3,228 \cdot u^{0,641})$$

$$qe = 0,016 + (0,0514 \cdot \epsilon_r \cdot Q21)^{4,524}$$

$$re = (fn/28,843)^{1,2}$$

avec:

$$Q11 = 0,893 \cdot (1 - 0,3 / (1 + 0,7 \cdot (\epsilon_r - 1)))$$

$$Q12 = 2,121 \cdot ((fn/20)^{4,91} / (1 + Q11 \cdot (fn/20)^{4,91})) \cdot \exp(-2,87 \cdot g) \cdot g^{0,902}$$

$$Q13 = 1 + 0,038 \cdot (\epsilon_r/8)^{5,1}$$

$$Q14 = 1 + 1,203 \cdot (\epsilon_r/15)^4 / (1 + (\epsilon_r/15)^4)$$

$$Q15 = 1,887 \cdot \exp(1,5 \cdot g^{0,84}) \cdot g^{0,14} \cdot (1 + 0,41 \cdot (fn/15)^3 \cdot u^{2/Q13} / (0,125 + 4^{1,626/Q13}))^{-1}$$

$$Q16 = (1 + 9 / (1 + 0,403 \cdot (\epsilon_r - 1)^2)) \cdot Q15$$

$$Q17 = 0,394 \cdot (1 - \exp(-1,47 \cdot (u/7)^{0,672})) \cdot (1 - \exp(-4,25 \cdot (fn/20)^{1,87}))$$

$$Q18 = 0,61 \cdot (1 - \exp(-2,13 \cdot (u/8)^{1,593})) / (1 + 6,544 \cdot g^4)^{1,7}$$

$$Q19 = 0,21 \cdot g^4 \cdot ((1 + 0,18 \cdot g^{1,9}) \cdot (1 + 0,14^2) \cdot (1 + (fn/24)^3))$$

$$Q20 = (0,09 + 1 / (1 + 0,1 \cdot (\epsilon_r - 1)^{2,7})) \cdot Q19$$

$$Q21 = \text{abs}(1 - 42,54 \cdot g^{0,133} \cdot \exp(-0,812 \cdot g) \cdot u^{2,5} / (1 + 0,033 \cdot u^{2,5}))$$

Pour le mode impair:

$$Zlo(fn) = Zl(fn) + (Zlo(0) \cdot (\epsilon_{\text{effo}}(fn) / \epsilon_{\text{effo}}(0))^{Q22} - Zl(fn) \cdot Q23 \cdot (1 + Q24 + (0,469)^{2,2} \cdot Q25)^{-1})$$

(II-14)

Avec

$$Q22 = 0,925 \cdot (fn/Q26)^{1,536} / (1 + 0,3 \cdot (fn/30)^{1,536})$$

$$Q23 = 1 + 0,005 \cdot fn \cdot Q27 \cdot ((1 + 0,812 \cdot (fn/15)^{1,9}) \cdot (1 + 0,025u^2))^{-1}$$

$$Q24 = 2,506 \cdot Q28 \cdot u^{0,894} \cdot ((1 + 1,3 \cdot u) \cdot fn/99,25)^{4,29} \cdot (3,575 + u \cdot 0,894)^{-1}$$

$$Q25 = (0,3 \cdot fn^2 / (10 + fn^2)) \cdot (1 + 2,333 \cdot (\epsilon_r - 1)^2 / (5 + (\epsilon_r - 1)^2))$$

$$Q26 = 30 - 22,2 \cdot (((\epsilon_r - 1)/13)^{1,2} / (1 + 3 \cdot ((\epsilon_r - 1)/13)^{1,2} - Q29)$$

$$Q27 = 0,4 \cdot g^{0,84} \cdot (1 + 2,5 \cdot (\epsilon_r - 1)^{1,5} / (5 + (\epsilon_r - 1)^{1,5}))$$

$$Q28 = 0,149 \cdot (\epsilon_r - 1)^3 / (94,5 + 0,038 \cdot (\epsilon_r - 1)^3)$$

$$Q29 = 15,16 / (1 + 0,196 \cdot (\epsilon_r - 1)^2)$$

$$fn = (F/GHZ) \cdot (h/mm)$$

Les équations (II-13) et (II-14) sont calculées par la routine ZLEON

La précision des équations (II-13) et (II-14) calculant les impédances $Zle(fn)$ et $Zlo(fn)$ est meilleur que 2,5 % pour le domaine :

$$0,1 \leq U \leq 10$$

$$0,1 \leq g \leq 10$$

$$1 \leq \epsilon_r \leq 18$$

et pour $fn \leq 20$.

Le calcul des $\epsilon_{\text{eff},o}(f)$ est donné en annexe A2.

II.4.2. Impédances caractéristique en fonction du coefficient de couplage

Le coefficient de couplage est donnée par [1]:

$$C = 20 \cdot \text{Ln} \left| \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \right| \quad [\text{dB}]$$

La relation ^{entre} pour les impédances ^{est} sont :

$$Z_o^2 = Z_{oe} \cdot Z_{oo} \quad (\text{II-15})$$

et à partir de ces expressions les impédances sont :

$$Z_{oe} = Z_o \cdot \left[\frac{1 + 10^{C/20}}{1 - 10^{C/20}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II-16})$$

$$Z_{oo} = Z_o \cdot \left[\frac{1 - 10^{C/20}}{1 + 10^{C/20}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II-17})$$

L'approximation de la formule (II-15) se dégrade si le couplage augmente on peut obtenir des résultats meilleurs en utilisant une relation plus précise donnée par [1]:

$$Z_o^2 = Z_{oe} \cdot Z_{oo} \cdot \frac{Z_{oe} \cdot \sin(\theta_e) + Z_{oo} \cdot \sin(\theta_o)}{Z_{oe} \cdot \sin(\theta_e) + Z_{oo} \cdot \sin(\theta_o)} \quad (\text{II.18})$$

Avec: $\theta_{e,o} = (2 \cdot \pi \cdot l \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{effe},o}}) / \lambda_g$

Le calcul de Z_o est réalisé par la routine ZZ.

Pour plus de précision sur le calcul du coefficient de couplage nous devons tenir compte de l'effet de dispersion dans une microbande. L'expression de C est alors donné par [1] :

$$C = \frac{Z_{oe} \cdot Z_o \cdot \cos(\theta_e) + j \cdot Z_{oe}^2 \cdot \sin(\theta_e)}{2Z_{oe} \cdot Z_o \cdot \cos(\theta_e) + j \cdot (Z_{oe}^2 + Z_o^2) \sin \theta_e} - \frac{Z_{oo} \cdot Z_o \cdot \cos(\theta_o) + j \cdot Z_{oo}^2 \cdot \sin(\theta_o)}{2Z_{oo} \cdot Z_o \cdot \cos(\theta_o) + j \cdot (Z_{oo}^2 + Z_o^2) \sin \theta_o} \quad (\text{II.19})$$

Le calcul de C est fait par la routine CP.

II.4.3 Longueur de la région de couplage

Le degré maximum de couplage se produit lorsque la longueur de la région de couplage est $\lambda_g/4$ avec λ_g longueur d'onde à mi-bande. Pour les autres longueurs d'ondes le couplage décroît. Puisque, sur la microbande, nous rencontrons le problème des différentes vitesses de phases, en mode pair et impair, il faudra aussi tenir compte des différentes longueurs d'ondes associées à ces modes données par les expressions suivantes:

$$\lambda_{ge} = 300 / (F \cdot \sqrt{\epsilon_{effe}}) \quad (II.20)$$

$$\lambda_{go} = 300 / (F \cdot \sqrt{\epsilon_{effo}}) \quad (II.21)$$

Avec F la fréquence de travail en Ghz; ϵ_{effe} , ϵ_{effo} les permittivités effectives, respectivement, en mode pair et impair.

On considère pour la conception la valeur moyenne :

$$\lambda_{gm} = \frac{1}{2} \cdot (\lambda_{ge} + \lambda_{go}) \quad (II.22)$$

et la longueur des liges microbandes pour un couplage maximum est:

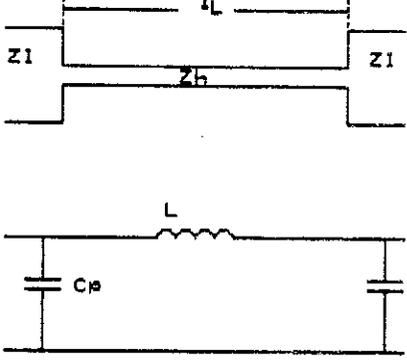
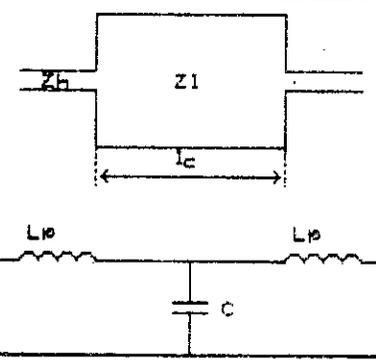
$$L = \lambda_{gm} / 4.$$

II.5 CONCEPTION DE QUELQUES CIRCUITS A MICROBANDE TYPES

II.5.1 Filtres passe-bas formé de microbandes en cascade

On utilise pour ce cas particulier la mise en cascade d'éléments de microbande. Cette technique présente surtout de l'intérêt pour des fréquences allant jusqu'à plusieurs gigahertz.

On trouvera dans le Tableau 1 un résumé [1] des résultats applicable aux éléments inductifs et capacitifs réalisable sous forme de lignes à microbandes.

Element principalement inductif	Element principalement capacitif
	
$X_L = Z_0 \cdot \sin(\omega \cdot l / v_h) = L \omega \quad (\text{II-23})$ <p>capacite d'extrémité</p> $C_p = \frac{L}{2 \cdot v_h \cdot Z_0} \quad (\text{II-24})$ <p>Longueur principale inductive</p> $l_L = (v_h / \omega) \arcsin(\omega L / Z_0) \quad (\text{II-25})$ <p>pour longueur courte</p> $l_L = v_h \cdot L / Z_0 \quad \text{II-26}$	$B_c = (1/Z_0) \cdot \sin(\omega \cdot l_c / v_h) = C \cdot \omega \quad (\text{II-27})$ <p>Inductances d'extrémités</p> $L_p = Z_0 \cdot l_c / (2 \cdot v_h) \quad (\text{II-28})$ <p>Longueur principale capacitive</p> $l_c = (v_h / \omega) \arcsin(\omega \cdot C \cdot Z_0) \quad (\text{II-29})$ <p>Généralement les lignes sont courtées, on a alors</p> $l_c = v_h \cdot Z_0 \cdot C \quad (\text{II-30})$

TABEAU 1

On représentera sur la figure II-10 un filtre passe-bas formé de microbandes en cascade.

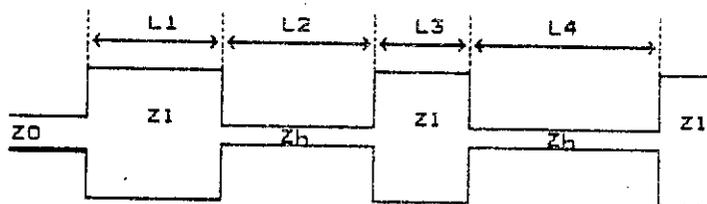


FIG II-10 : REPRESENTATION D'UN FILTRE PASSE-BAS A L'AIDE DE MICROBANDES EN CASCADE

Le Tableau 1 montre que chaque réalisation "li" d'une inductance L_i entraîne l'apparition de deux capacités secondaires C_p Eq (II-24).

Chaque réalisation l_j d'une capacité C_j entraîne l'apparition de deux inductances secondaires L_p voir Eq (II-28).

Il faut tenir compte des capacités (II-09) et self parasites (II-10) dues à la discontinuité calculées par la routine CALPAR.

On doit en fait avoir une valeur réelle inférieure pour la capacité calculée pour la longueur de la ligne par rapport à la valeur totale de la capacité localisée, car les sections inductives de la ligne et les discontinuités ajoutent en effet leur capacités C_p et C_s .

On constate que les expressions de l'inductance et de la capacité dépendent, à la fois de l'impédance caractéristique et de la longueur, on précisera alors que :

- Z_l (capacité) $< Z_0$ (50 ohms) $\ll Z_h$ (inductances). Aussi la largeur résultante, W , ne doit pas permettre l'application de résonances transverses aux plus hautes-fréquences de fonctionnement.

-La valeur de Z_h ne doit pas être trop importante afin d'éviter de trop gros problèmes de fabrication (lignes trop étroites).

Algorithme de calcul de Filtre [1].

On doit effectuer des calculs initiaux puis les corriger progressivement en procédant de façon itérative de manière suivant :

- (a) Déterminer les valeurs initiales des longueurs de microbande (l_L) qui remplacent les inductances.
- (b) Calculer les capacités de terminaison associées à ces longueurs.
- (c) Calculer les capacités et les inductances de discontinuité (tâche réalisée par CALPAR).
- (d) Diminuer les valeurs des capacités localisées données initialement en fonction des calculs de (b) et (c).
- (e) Calculer les valeurs initiales des longueurs de microbandes (l_C) qui remplacent ces nouvelles capacités.
- (f) Diminuer les valeurs des inductances localisées données initialement en fonction des calculs en (f).

Cet Algorithme est traduit par la routine PASSB.

II.5.2 Filtre passe-bande à couplage parallèle

On sait (chap -I) que pour faire la synthèse du filtre passe-bande, on utilise le prototype passe-bas qui détermine l'ordre n et les paramètres g_k correspondant. Les formules de passage sont données au paragraphe I.5.3.1. La structure du filtre passe-bande est illustrée sur la figure I-6.

Dans ce présent paragraphe, on traitera la conception d'un filtre passe-bande utilisant la mise en cascade de résonateurs moitié d'onde, ces derniers sont couplés en parallèle sur un quart de longueur d'onde comme le montre la figure II-12.

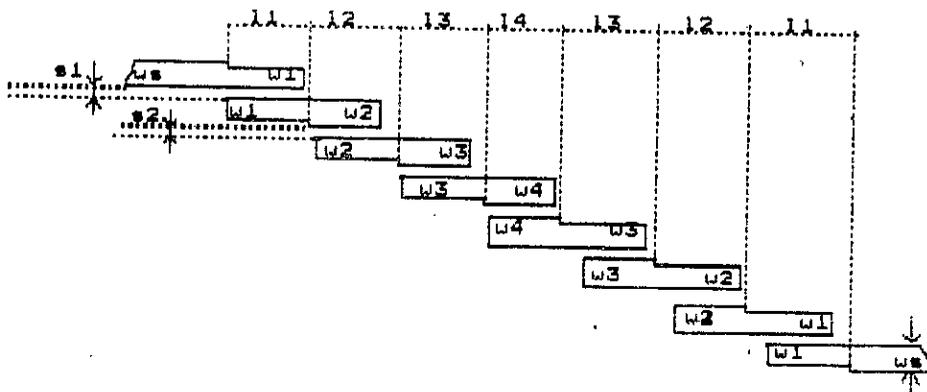


FIG II-11 Allure générale d'un filtre passe-bande à microbande à couplage parallèle, constitué de 7 sections

Grâce à des inverseurs d'impédances (ligne quart d'onde), on peut n'utiliser qu'un seul type de résonateurs, série ou parallèle. On obtient, le réseau de la figure II-12.

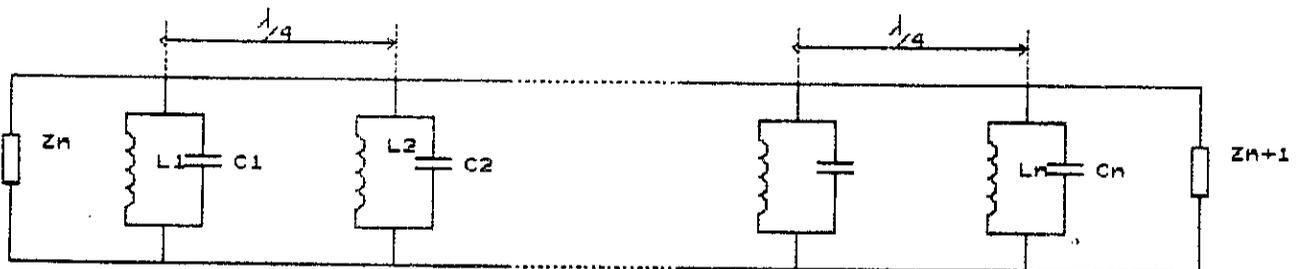


FIG II -12 : FILTRE PASSE BANDE A UN SEUL TYPE DE RESONNATEUR

Le schéma de principe du filtre passe-bande d'une manière générale est donné sur la figure II-13, il comprend des résonateurs parallèles $B_i(\omega)$, et des inverseurs d'admittances $J_{j,j+1}$.

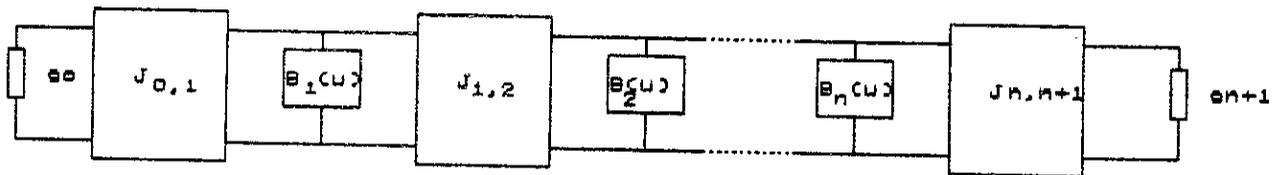


FIG II-13 : SCHEMA DE PRINCIPE D'UN FILTRE PASSE-BANDE AVEC RESONNATEURS ET INVERSEURS D'IMPEDANCES

Les paramètres $J_{j,j+1}$ se calculent par : [3]

$$\frac{J_{0,1}}{Y_0} = \left[\frac{\pi \cdot \delta}{2 \cdot g_0 \cdot g_1} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{pour la première structure.}$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \begin{cases} \pi \cdot \delta & \text{pour les structures intermédiaires} \\ 2 \cdot \omega_c \cdot (g_j \cdot g_{j+1})^* & \text{pour } j=1, n-1 \end{cases}$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \left[\frac{\pi \cdot \delta}{2 \cdot g_n \cdot g_{n+1}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{pour la structure finale.}$$

Où δ représente la largeur de bande normalisée.

La conception d'un tel filtre, commence par l'évaluation des impédances des lignes couplées en mode pair et impair, Z_{oe} et Z_{oo} .

On les obtient à partir de : [3]

$$(Z_{oe})_{j,j+1} = Z_0 \cdot (1 + a \cdot Z_0 + a^2 \cdot Z_0^2)$$

(II-31)

$$(Z_{oo})_{j,j+1} = Z_0 \cdot (1 - a \cdot Z_0 + a^2 \cdot Z_0^2)$$

Avec:

$$a = J_{j,j+1}$$

Z_0 est l'impédance caractéristique du filtre

Les relations ci-dessus sont utilisées dans la routine "ZFIL"

Le procédé générale que l'on peut utiliser pour la conception d'un filtre passe-bande est le suivant :

a- déterminer le réseau type du résonateur afin de satisfaire aux spécifications du prototype initial .

b- calculer les valeurs des impédances caractéristiques Z_{oe} , Z_{oo} par la relation II-31.

c- évaluer les valeurs de Z_{oe} et Z_{oo} en fonction des largeurs et des espacements (W , S) et les comparer à celles trouvées initialement; et à

partir d'un programme d'ordinateur approprié on pourra par itération (en incrémentant w/h et s/h) arriver à ce qu'il y ait correspondance.

d- calculer les longueurs des régions de couplage.

Un programme de conception d'un filtre passe-bande est présenté au chapitre IV ,avec illustration d'un exemple de conception.

CHAPITRE III

LES COUPLEURS DIRECTIFS

III-LES COUPLEURS DIRECTIFS

III-1 INTRODUCTION

Dans les systèmes micro-ondes, il est souvent nécessaire d'évaluer la puissance transportée par une ligne de transmission, celle qui relie l'émetteur à l'antenne par exemple. La mesure de cette puissance peut se faire dans une ligne dérivée sans perturbation et au niveau le plus adéquat au dispositif de mesure choisi. Pour cela on utilise les coupleurs directifs qui dérivent une fraction fixe et faible de la puissance transportée.

III-2 coupleur directif idéal

Les coupleurs directifs sont des circuits à quatre voies (Octopôles). Leur rôle consiste à prélever une partie de l'énergie circulant dans la voie principale (1→2) figIII-1.

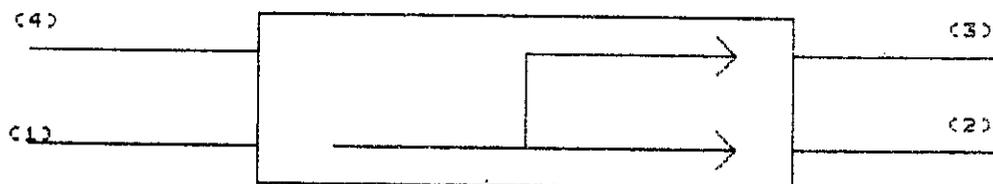


FIG III-1 : SCHEMA D'UN COUPLEUR DIRECTIF

Le coupleur directif idéal est un quadripôle réciproque, adapté et sans perte.

III-2-1 Matrice de répartition [S]

Les paramètres [S] d'un coupleur idéal sont :

$$S_{11} = 0 \quad \text{Adaptation à la jonction} \quad (\text{III-1})$$

$$S_{12} = S_{21} \quad \text{réciprocité} \quad (\text{III-2})$$

$$[S^*].[S] = I \quad \text{Absence de perte} \quad (\text{III-3})$$

Avec $[S] = [S_{ij}] \quad i=1,4 ; j=1,4$

De l'équation matricielle (III-3) Résulte :

$$\begin{aligned} S_{14} = S_{23} &= 0 \\ |S_{12}| &= |S_{34}| \\ |S_{24}| &= |S_{13}| \end{aligned}$$

Ce qui nous conduit à la matrice suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

III-2-2 Propriétés

*Conditions sur les amplitudes et les phases
De l'équation matricielle (III-3) Résulte :

si On pose :

$$\begin{aligned} S_{12} &= \alpha \cdot \exp(j\theta) \\ S_{34} &= \alpha \cdot \exp(j\phi) \\ S_{24} &= \beta \cdot \exp(j\delta) \\ S_{13} &= \beta \cdot \exp(j\varnothing) \end{aligned}$$

à partir de III-3 On tire la condition sur les amplitudes :

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (\text{III-5})$$

la condition sur les phases s'écrit :

$$S_{12} \cdot S_{24}^* + S_{13} \cdot S_{34}^* = 0$$

Ce qui donne :

$$(\theta + \phi) - (\varnothing + \delta) = \pi \pm 2k\pi \quad (\text{III-6})$$

**Choix des plans de références

Un choix adéquat des distances séparant les plans de références aux accès (1), (2) et aux accès (3), (4) peut donner S_{12} et S_{34} réels ($\theta = \phi = 0$).

Alors la matrice [S] prend la forme :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\delta} \\ \beta e^{j\delta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\delta} & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-7})$$

La condition sur les phases devient alors :

$$\theta + \delta = \pi \pm 2k\pi \quad (\text{III-8})$$

Une spécification de l'argument θ conduit à deux types de coupleurs directs :

*Coupleur symétrique :-

Dans ce cas on choisit $\theta = 90^\circ$ ce qui entraîne $\delta = 90^\circ$ et la matrice [S] prend alors la forme :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-9})$$

**Coupleur asymétrique

Dans ce cas on choisit $\theta = 0$, ce qui entraîne $\delta = 180^\circ$ la matrice [S] devient :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ -\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-10})$$

III-3 Coupleur directif réel :

Les coupleurs directifs réels, comportent des pertes et l'adaptation n'est réalisée qu'approximativement. IL en résulte que $S_{11} \neq 0$ à la différence du coupleur idéal, l'accès (4) n'est pas entièrement isolée, il en résulte:

$$S_{14} \neq 0 \text{ et } S_{23} \neq 0$$

$$S_{14} \langle 0 \text{ et } S_{23} \langle 0$$

III-3.2 Définition des paramètres d'un coupleur directif

Niveau d'affaiblissement : il est défini par

$$A(\text{dB}) = -20 \text{ Log} |S_{12}| \quad \text{III-11}$$

Niveau de couplage : définit par

$$C = -20 \text{ Log} |S_{13}| \quad \text{(III-12)}$$

L'Isolation : définit par

$$I(\text{dB}) = -20 \text{ Log} |S_{14}| \quad \text{(III-13)}$$

Directivité : définit par :

$$D(\text{dB}) = -20 \text{ Log} |S_{14}/S_{13}| \quad \text{(III-14)}$$

III-4 ETUDE DE COUPLEURS A EMBRANCHEMENT

Le coupleur à embranchement est formé de deux rubans principaux qui sont reliés entre eux par des branches (fig III-2.a). On s'intéressera par la suite essentiellement aux coupleurs directifs -3dB puisqu'ils font l'objet des deux programmes CPLX et CPLH.

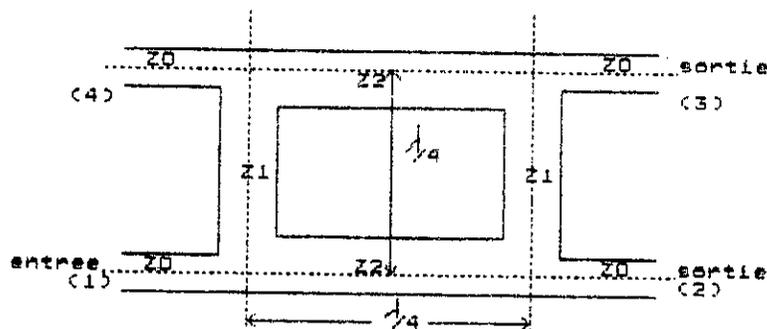


FIG III-2.a : dispositif physique

Les termes "mode pair" et "mode impair" sont à rapprocher des effets dus aux nœuds et aux ventres de potentiel que l'on trouve respectivement dans les branches ou sur la ligne principale.

Les schémas équivalents pour le mode pair et impair sont représentés sur les figures III-2.b.

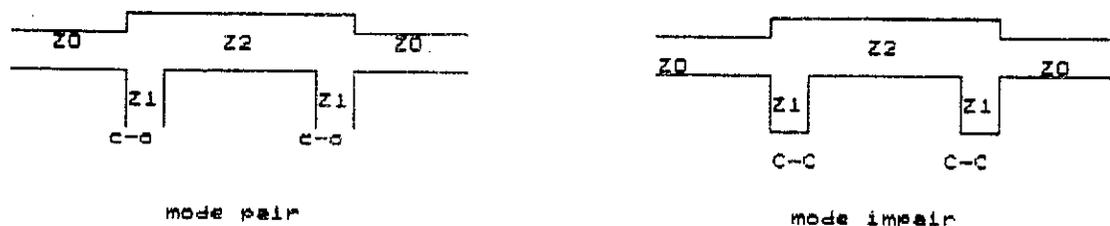


FIG II-b : circuits équivalent en mode pair et impair

III-4.1 Détermination des S_{ij} du quadriporte en fonction des S_{ij} des quadriports les mode pair ou impair

On notera respectivement par S_{aae} et S_{abe} , les coefficients de réflexion et de transmission du "quadripôle mode pair" et S_{aao} et S_{abo} les coefficients de réflexion et de transmission du "quadripôle mode impair", on a :

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 0.5 (S_{aae} + S_{aao}) \\
 S_{12} &= 0.5 (S_{abe} + S_{abo}) \\
 S_{13} &= 0.5 (S_{abe} - S_{abo}) \\
 S_{14} &= 0.5 (S_{aae} - S_{aao})
 \end{aligned}
 \tag{III-15}$$

Le calcul des S_{ij} des quadripôles modes pair et impair est effectué dans [9]. Pour le cas où le quadriporte est un coupleur directif c'est à dire :

$$S_{11} = 0 ; \quad S_{14} = 0 \tag{III-16}$$

et pour $2.l_1 = l_2 = \lambda g/4$

On aboutit aux relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 S_{aae} &= j (Z_1^2 \cdot Z_2^2 + Z_2^2 \cdot Z_0^2 - Z_1^2 \cdot Z_0^2) / De \\
 S_{abe} &= j (2 \cdot Z_0 \cdot Z_1 \cdot Z_2) / De \\
 S_{aao} &= j (Z_1^2 \cdot Z_2^2 + Z_2^2 \cdot Z_0^2 - Z_1^2 \cdot Z_0^2) / Do \\
 S_{abo} &= 2 \cdot (Z_0 \cdot Z_1^2 \cdot Z_2) / Do
 \end{aligned}
 \tag{III-17}$$

Avec :

$$D_e = -2 \cdot Z_2 \cdot Z_2 \cdot Z_0 + j (Z_1^2 \cdot Z_2^2 - Z_2^2 \cdot Z_0^2 + Z_1^2 \cdot Z_0^2)$$

$$D_o = 2 \cdot Z_0 \cdot Z_2^2 \cdot Z_1 + j (Z_1^2 \cdot Z_2^2 - Z_2^2 \cdot Z_0^2 + Z_1^2 \cdot Z_0^2)$$

$$S_{11} = 1/D \cdot [(Z_2/Z_0)^2 - (Z_0/Z_2 - Z_2 \cdot Z_0/Z_1^2)^2]$$

$$S_{12} = -2 \cdot j [Z_2/Z_0 + Z_0/Z_2 - Z_0 \cdot Z_2/Z_1^2] \cdot 1/D$$

(III-18)

$$S_{13} = -4/D \cdot Z_2/Z_1$$

$$S_{14} = 2j/D (Z_2/Z_1)(Z_0/Z_2 - Z_2 \cdot Z_0/Z_1^2 - Z_2/Z_0)$$

Avec

$$D = 4 \cdot (Z_2/Z_1)^2 + (Z_2/Z_0 + Z_0/Z_2 - Z_0 \cdot Z_2/Z_1^2)^2$$

En appliquant les relations III-16 aux relations des S_{1j} ci-dessus
On obtient :

$$Z_0/Z_2 - Z_2 \cdot Z_0/Z_1^2 - Z_2/Z_0 = 0$$

Ce qui donne :

$$1/Z_1^2 = 1/Z_2^2 - 1/Z_0^2$$

Les relations III-18 deviennent :

$$D = 4$$

$$S_{12} = -j Z_2/Z_0$$

(III-19)

$$S_{13} = -Z_2/Z_1 = -[1 - (Z_2/Z_0)^2]^*$$

$$[S] = - \begin{bmatrix} 0 & jZ_2/Z_0 & [1 - (Z_2/Z_0)^2]^* & 0 \\ jZ_2/Z_0 & 0 & 0 & [1 - (Z_2/Z_0)^2]^* \\ [1 - 2/Z_0^2]^* & 0 & 0 & jZ_2/Z_0 \\ 0 & [1 - (Z_2/Z_0)^2]^* & jZ_2/Z_0 & 0 \end{bmatrix}$$

III-4.2 Coupleur hybride

Le coupleur hybride ou 3dB est un coupleur qui divise le signal entrant
(1) en deux signaux égaux sur les accès (2) et (3)

On a les relations suivante :

$$|S_{12}| = |S_{13}| = 1/\sqrt{2}$$

Ce qui entraîne :

$$Z_1 = Z_0 \text{ et } Z_2 = Z_0/\sqrt{2} \quad \text{(III-20)}$$

La matrice S devient :

$$[S] = -1/\sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-21})$$

III-4.3 Coupleur en forme d'anneau

Quant on a besoin que de quatre branches, on peut utiliser une structure en forme d'anneau figure III-3. Ce dispositif trouve une application importante dans les circuits mélangeurs équilibrés ainsi que les détecteurs de phase.

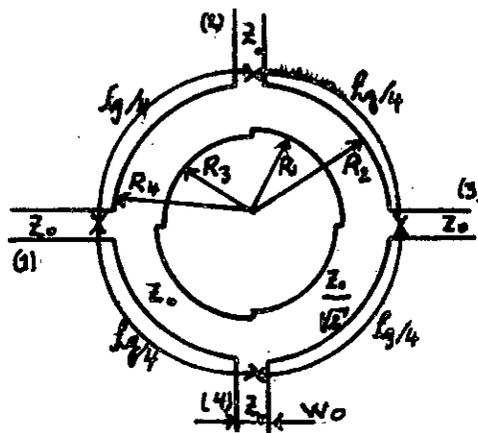


fig III-3 COUPLEUR HYBRIDE EN FORME D'ANNEAU.

Un programme de conception d'un tel coupleur, calculant les quatre rayons et la largeur des accès est élaboré et présenté au chapitre IV sous le nom de CPLH.

III-4.4 Le coupleur circulaire ou RAT-RACE

Contrairement aux coupleurs à branche, qui présente un déphasage de 90°, le coupleur circulaire donne un déphasage de 180° entre les accès 2 et 4 son schéma est représenté en figure III-4.

Ce genre de coupleur trouve une grande application dans les systèmes micro-ondes pour améliorer leur sensibilité et minimiser les pertes en puissance.

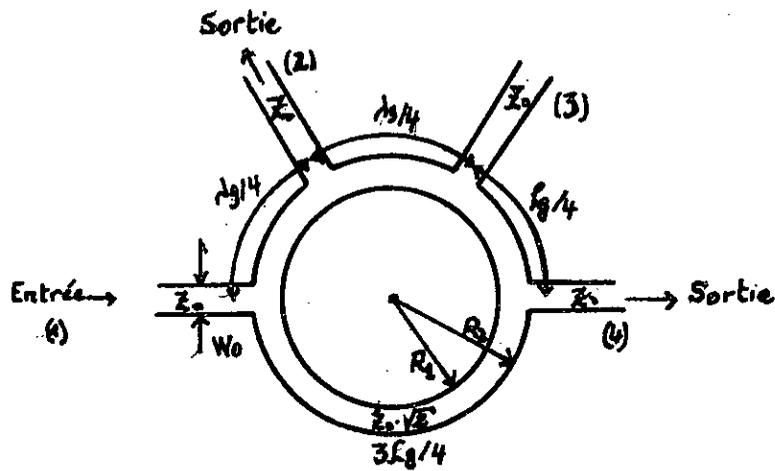


fig III-4 Coupleur circulaire rat-race

La charge effective nette sur les accès 2 et 4 d'alimentations des lignes de l'anneau interne se ramène $2 \cdot Z_0$, en outre on sait que l'impédance caractéristique Z_0 de n'importe quelle ligne de transformation quart d'onde entre deux impédances Z_1 et Z_2 est égale à $(Z_1 \cdot Z_2)^{0.5}$. Dans notre cas ces deux impédances sont Z_0 et $2Z_0$ respectivement. L'impédance de la ligne quart d'onde doit donc être :

$$\begin{aligned} Z_0' &= (Z_0 \cdot 2Z_0)^{0.5} \\ &= \sqrt{2} \cdot Z_0 \end{aligned} \quad (\text{III-22})$$

Ainsi l'impédance caractéristique de la ligne formant l'anneau lui même doit être $\sqrt{2}$ celle des impédances des lignes d'alimentations.

Un programme de conception, CPLX, d'un tel coupleur est présenté au chapitre IV, il calcule les rayons R_1, R_2 et la largeur des accès en fonction de Z_0 et de la fréquence.

III-4.5 Le coupleur par ligne quart d'onde

Le dispositif de la figure III-5 illustre la structure d'un tel coupleur, qui utilise deux lignes microbandes couplées en parallèle (chap II).

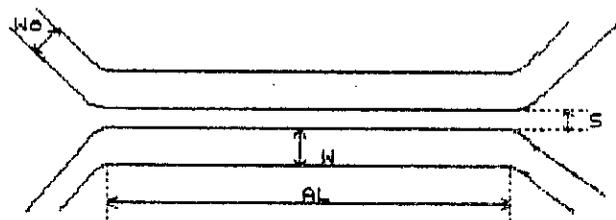


FIGURE COUPLEUR A COUPLAGE QUART D'ONDE

Le programme COUPLE (chap IV) détermine les dimensions géométriques de ce type de coupleur.

Les coupleurs directifs présentent des performances qui peuvent être loin du cas idéal dans certain cas à moins qu'elles ne soient corrigées. Ceci est dû à la différence des vitesses de phase en mode pair et impair.

Les spécifications initiales pour la conception sont :

- 1-le coefficient de couplage à la fréquence centrale.
- 2-la permittivité et l'épaisseur du substrat
- 3-l'impédance caractéristique d'extrémité Z_0
- 4-la largeur de bande et la fréquence de travail
- 5-la tolérance sur le coefficient de couplage.

A partir de ces spécifications le concepteur doit déterminer les largeurs des lignes à microbandes, l'écart entre elles et la longueur de la région de couplage.

Toute méthode de conception à lignes couplées, nécessite le calcul des impédances caractéristiques en mode pair et impair Z_{oe} et Z_{oo} . A partir de ces dernières on détermine $(W/h)_1$ et $(S/h)_1$ par synthèse approchée, qui vont nous servir pour calculer à nouveau Z_{oe} et Z_{oo} qu'on comparera à celles données initialement; et à partir d'un programme approprié on pourra par itération (en incrémentant W/h et S/h), arriver à ce qu'il y ait correspondance.

CHAPITRE IV

PRESENTATION DU LOGICIEL

IV. PRESENTATION DU LOGICIEL

IV.1 INTRODUCTION

Le logiciel qu'on a mis en place est formé d'un ensemble de programmes, faisant la conception des circuits micro-ondes.

Notre travail consistait essentiellement à l'élaboration de programmes de conception des filtres passe-bas, passe bande et de coupleurs directifs, mais pour rendre leurs utilisation plus facile et plus souple on a créé un EDITEUR.

IV.2 PRESENTATION DE L'EDITEUR

L'éditeur est un programme dont le rôle principal est d'afficher sur l'écran une barre de menu permettant d'accéder aux différentes commandes de l'application.

Comment accéder aux commandes des menus ?

Pour choisir un menu, il suffit de taper la première lettre du nom de la commande; par exemple, en pressant sur la lettre <F> on fera apparaître dans une fenêtre le menu de la commande <<Filtre>>.

Comment quitter un menu sans exécution de programmes ?

Il suffit de presser la touche <E> pour revenir à la barre de menus.

Comment exécuter un programme d'un menu quelconque ?

Cette opération est effectuée en pressant sur une touche de fonction mentionnée à l'intérieure de la fenêtre. Exemple pour exécuter le programme "FIL" taper sur la touche F4.

Enfin, pour quitter le logiciel, il suffit de taper simultanément sur les touches ALT et X. L'écran est représenté par la fig.IV.1.

MENUS: Coude Koupleur Filtre Ligne Stub Transfo ESCAPE

PROGRAMME DE CALCUL DES FILTRES

FIL : Calcule les dimensions d'un filtre
 passe-bande à lignes couplées.
 Touche de selection F4

FILTPB: Calcule les dimensions géométrique
 d'un filtre passe-bas en fonction de
 ses parametres désirés.
 Touche de selection F5

passb : Calcule les dimensions géométrique
 d'un filtre passe-bas en fonction de
 l'ordre et paramètres Gk désirés.
 Touche de selection F6

Taper ALT-X pour sortir..

IV.3 PRESENTATION DES PROGRAMMES DE CONCEPTION

On a élaboré six programmes principaux qui sont divisés en 2 parties:

- Filtres micro-onde (menu-Filtre) :
 - FILTPB
 - PASSB
 - FIL

- Coupleurs dirictifs (menu-koupleur) ;
 - Couple
 - CPLH
 - CPLX

Les programmes sus-cités utilisent différentes routines que nous allons d'écrire dans le paragraphe qui suit.

IV.3.1 Description des routines

AMAX : C'est une fonction cherchant la plus grande valeur parmi les valeurs de deux vecteurs de 20 chiffres chacun.

APROXC : Cette routine détermine approximativement les valeurs de W et S en fonction du couplage demandé. Elle travaille suivant la méthode de NEWTON RAPHSON modifiée. Elle détermine aussi la valeur de la longueur du compteur AL.

APROZN : Cette routine détermine approximativement la valeur de W en fonction de l'impédance d'entrée de la ligne. Elle travaille suivant la méthode de NEWTON RAPHSON modifiée.

ARCOSH : Routine calculant l'arccosinus hyperbolique d'un nombre réel.

ARCSIH : Routine calculant l'arcsinus hyperbolique d'un nbre reel.

C0 : Routine de lecture de la valeur du couplage désirée "C"
[en dB]

CALCN : Elle détermine l'ordre N du filtre passe-bande. A partir de la relation (I-5).

CALG : Cette routine calcule les impédances mutuelles G_c du filtre passe-bande. Elle utilise les relations données par (I-12).

CALPAR : Cette routine calcule l'inductance et la capacité parasites du dûes au saut entre deux lignes μ strips d'impédances différentes, elle calcule aussi :

- La largeur des tronçons haute impédance : W_h [m],
 - La largeur des tronçons basse impédance : W_l [m],
 - La vitesse de phase sur ligne haute impédance : V_h [m/s]
 - La vitesse de phase sur ligne basse impédance : V_l [m/s]
 - La capacité parasite ligne d'entrée-ligne basse Z : C_{so} ,
 - La capacité parasite du saut d'impédance : C_s ,
 - L'inductance parasite du saut d'impédance: L_s ,
- Pour faire ces calculs, la routine se sert des relations données en (II-9, 10)

- COEFT : Cette routine calcule les impédances mutuelles $G(k)$ des filtres passe-bas en utilisant les relations (I-12).
- C P : Cette routine de calcul détermine le couplage "CPL" entre 2 strips $\epsilon g/4$ couplés, et la longueur "AL" du coupleur. Elle utilise les routines ZLEON et EFFEON et les relations (II.15.16.17).
- 44
- DELF : Cette routine de calcul détermine la valeur de discontinuité moyenne de bout de ligne, pour chaque résonateur du filtre passe-bande. Pour cela, elle utilise la routine DLEO qui calcule les valeurs des discontinuités en mode pair et impair et leur moyenne "DLFIL" (en mm).
- DELTAL : Routine de calcul qui détermine la valeur de la discontinuité de bout de ligne $d_l = f(w)$ à partir des relations (II-8).
- DLEO : Routine de calcul qui détermine la valeur des discontinuités en mode pair et impair pour deux lignes ustrips couplées, $d_{le} = f(w,s)$, $d_{lo} = f(w,s)$. Elle utilise la routine DELTAL.
- EFFO : Routine de calcul détermine la valeur de $\epsilon_{eff}(o) = f(w)$, elle utilise les relations du paragraphe II-2.2.
- EFFON : Routine de calcul qui détermine la valeur de $\epsilon_{eff}(f) = f(w)$ en tenant compte de la dispersion de la microbande, elle fait appel à EFFO et utilise les relations [7].
- EFFEO : Routine de calcul qui détermine les constantes diélectriques effectives de 2 strips couplés en mode pair et impair $\epsilon_{eff}(o)_{even}$ et $\epsilon_{eff}(o)_{odd}$ indépendamment de la fréquence.
- EFFEON : Routine faisant le même calcul que EFFEO en tenant compte cette fois-ci de la dispersion : $\epsilon_{eff}(f)_{odd}$ $\epsilon_{eff}(f)_{even}$.
- EFFIL : Aucun calcul n'est effectué par cette routine. Elle fait appel à EFFEON pour obtenir les différents $\epsilon_{eff}(f)_{even}$ et $\epsilon_{eff}(f)_{odd}$ de chaque résonateur du filtre passe-bande.

F0 : Routine de lecture de la fréquence de travail "F" en GHZ.

FILTER : Cette routine fait appel aux différentes routines de lecture et de calcul afin d'obtenir les largeurs des strips "Wi" (i=1,N+1), l'espace entre strips Si (i = 1,N+1), les longueurs corrigées Lfilp des résonateurs du filtre passe-bande, ces valeurs sont calculées en mm. Les routines appelées sont : ZFIL, ZEO, EFFIL, LONGF, DELF, (N: ordre du filtre).

INFIL : Routine de lecture des caractéristiques désirées pour le filtre passe-bande μ strip :

~~F1 : Fréquence inférieure de la bande passante [en GHZ].~~

~~F2 : Fréquence supérieure de la bande passante [en GHZ].~~

~~Rp : ripple_{max} dans la bande [en dB].~~

~~AT : Atténuation voulue hors bande [en dB].~~

~~Fp : Fréquence où l'atténuation est voulue [en GHZ].~~

INFILTPB: Routine de lecture des caractéristiques désirées pour le filtre passe-bas μ strip :

Fc : Fréquence de coupure du filtre [en Ghz].

Am : ripple_{max} dans la bande en [dB].

A1 : Atténuation voulue hors bande [en dB].

Ef : Fréquence où l'atténuation est voulue [en dB].

LIMIMP: Routine de calcul des impédances limites des lignes du filtre passe bas. Elle fait appel à la routine CALPAR. Nous obtenons en sortie les valeurs :

Zh : Impédance des tronçons haute impédance du filtre.

Zl : Impédance des tronçons basse impédance du filtre.

LONGF : Routine de calcul des longueurs non corrigées des résonateurs du filtre passe-bande.

$$L_{fil} = (\epsilon/4 \text{ even} + \epsilon/4 \text{ odd}) / 2$$

Elle utilise les relations données par (II, 20, 21, 22).

SUBSTRAT : Routine de lecture des caractéristiques du substrat :

H : l'épaisseur du substrat [en mm],

εps : Valeur de εr du substrat.

TCHEB : Routine de calcul qui détermine l'ordre N du filtre passe bas la relation donnant N pour une approximation de TCHBY SCHEFF s'écrit [9] :

$$N = \frac{\cosh^{-1} \left[\frac{(10^{A/10} - 1)}{(10^{Am/10} - 1)} \right]}{\cosh^{-1}(f/f_c)}$$

A : atténuation voulue hors bande.

Am : ripple_{max} dans la bande.

Z : Routine de lecture de l'impédance d'entrée Za.

ZO : Routine de calcul qui détermine la valeur de l'impédance caractéristique Zo en fonction de la largeur W du strip. Elle utilise la routine EFFE et la relation II.6.

ZOFN : Routine de calcul qui détermine la valeur de Zfn en fonction de W et de la fréquence de travail. Elle utilise les routines EFFE, ZO, EFFON.

ZEO : Cette routine fait appel à ZEOO pour calculer les valeurs des largeurs Wi des strips et leur espacement Si pour chaque résonateur du filtre passe-bande.

ZEOO : Cette routine approxime W et S en fonction des Z_{even}(f) et Z_{odd}(f) calculés par la routine ZLEON. Elle travaille suivant la méthode de NEWTON - RAPHSON modifiée.

ZFIL : Cette routine détermine les impédances even-odd des tronçons intermédiaires du filtre passe-bande, en utilisant les relations (II-31) et la routine CALG.

ZLEO : Routine de calcul qui détermine les impédances even-odd de 2 strips couplés indépendamment de la fréquence. Elle utilise les routines EFFE, EFFEO, ZO et les relations donnés par (II-11, 12).

ZLEON : Routine faisant le même calcul que ZLEO, en tenant compte cette fois-ci de la fréquence. Elle utilise les formules données en (II-13, 14)

ZZ : Routine de calcul qui détermine l'impédance d'entrée d'un coupleur formé de 2 microstrips $\lambda/4$ couplés. Cette routine fait appel à ZLEON et EFFEON et utilise les relations (II-18).

IV.3.2 Programmes de conception des filtres

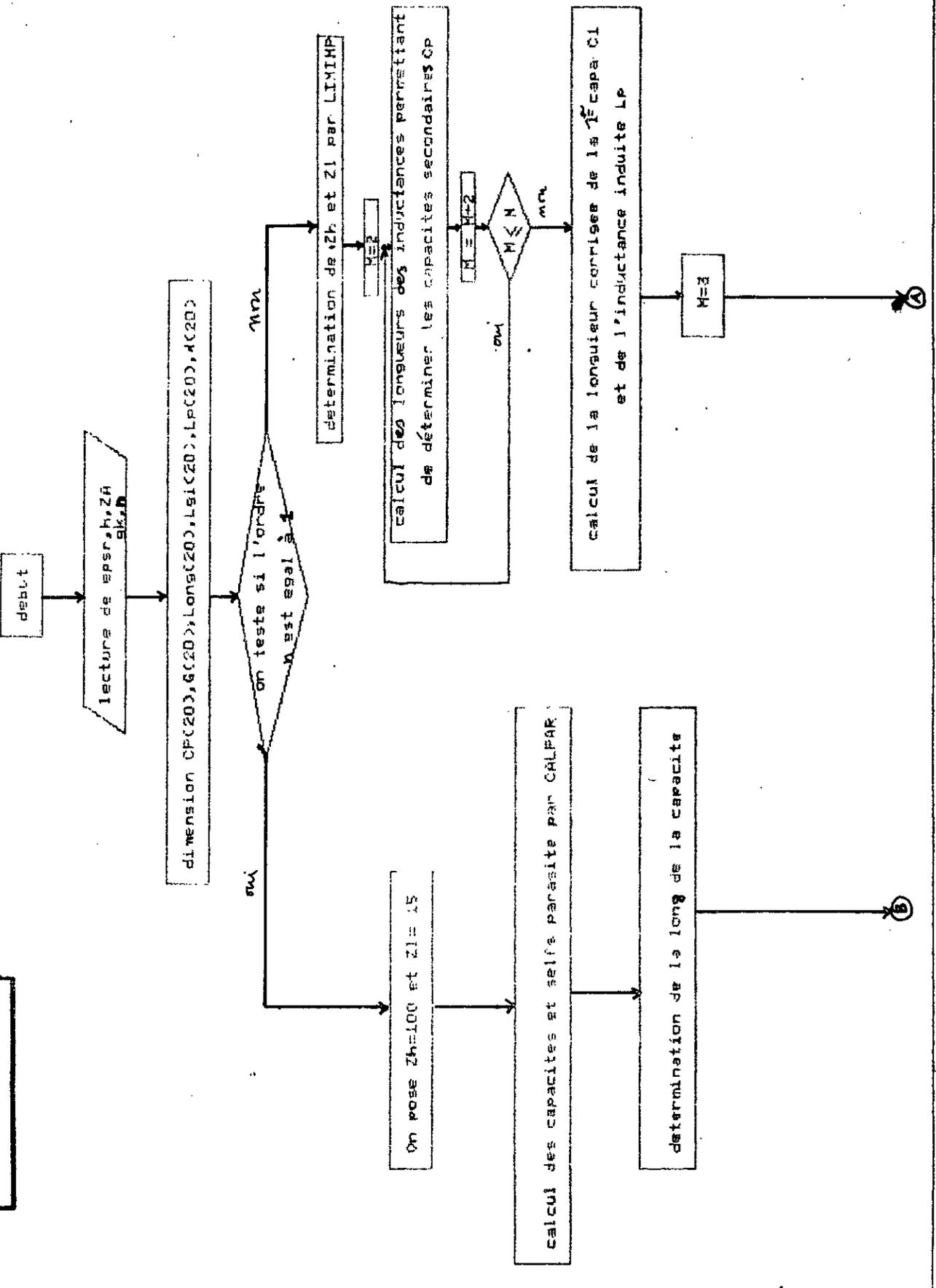
IV.3.2.1 Programme PASSB

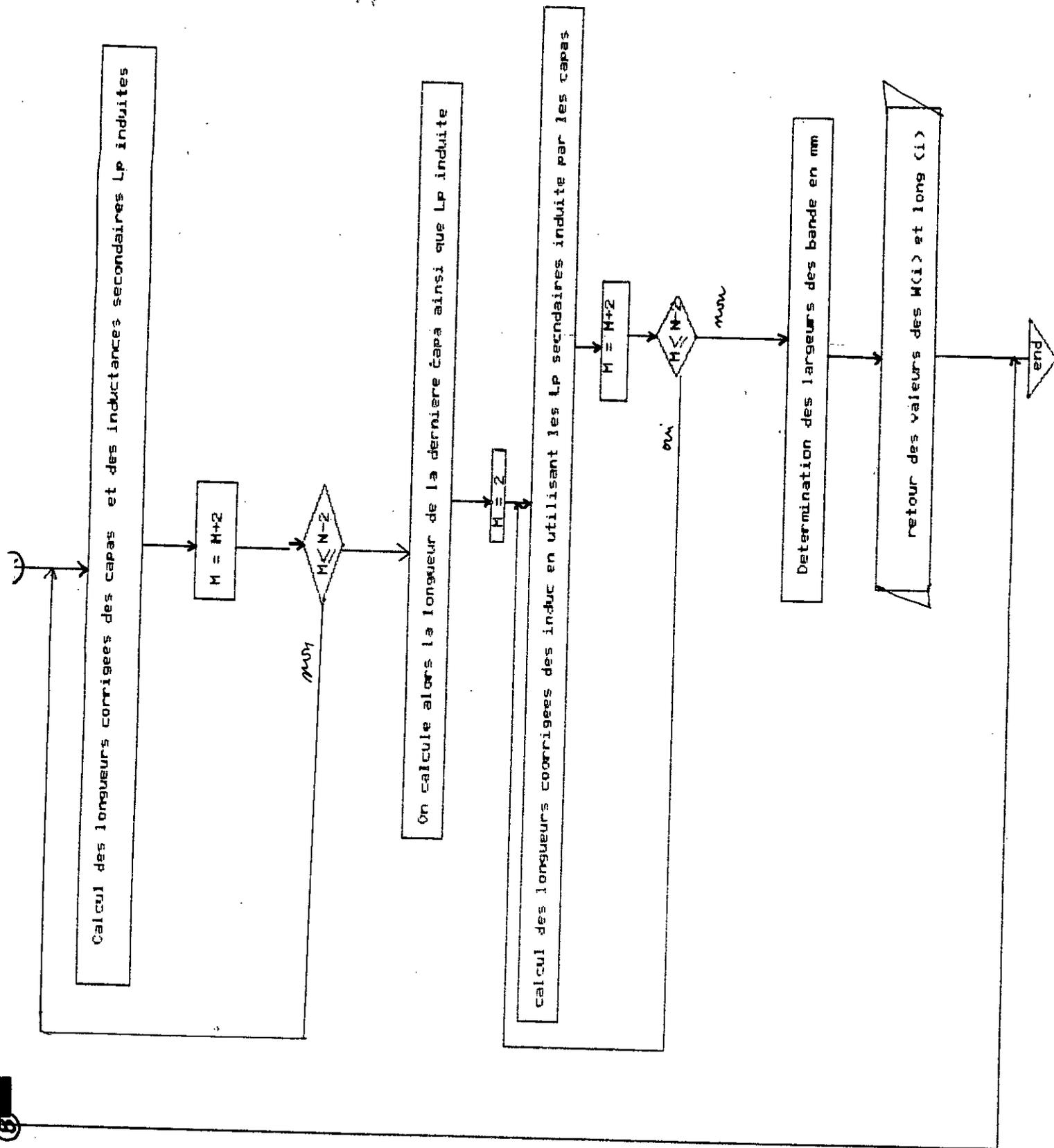
Ce programme fait appel aux différentes routines de lectures et de calculs afin d'obtenir les largeurs W_i et longueurs $Long$ des résonateurs du filtre passe-bas.

Ces calculs sont faits à partir de la lecture des caractéristiques du substrat (h , ϵ_r), l'impédance d'entrée Z_a du filtre, de l'ordre N , et des paramètres G_k des impédances mutuelles désirées pour le filtre passe-bas à éléments localisés.

Les différentes étapes suivies par ce programme sont illustrées par l'organigramme passb.

ORGANIGRAMME PASSE

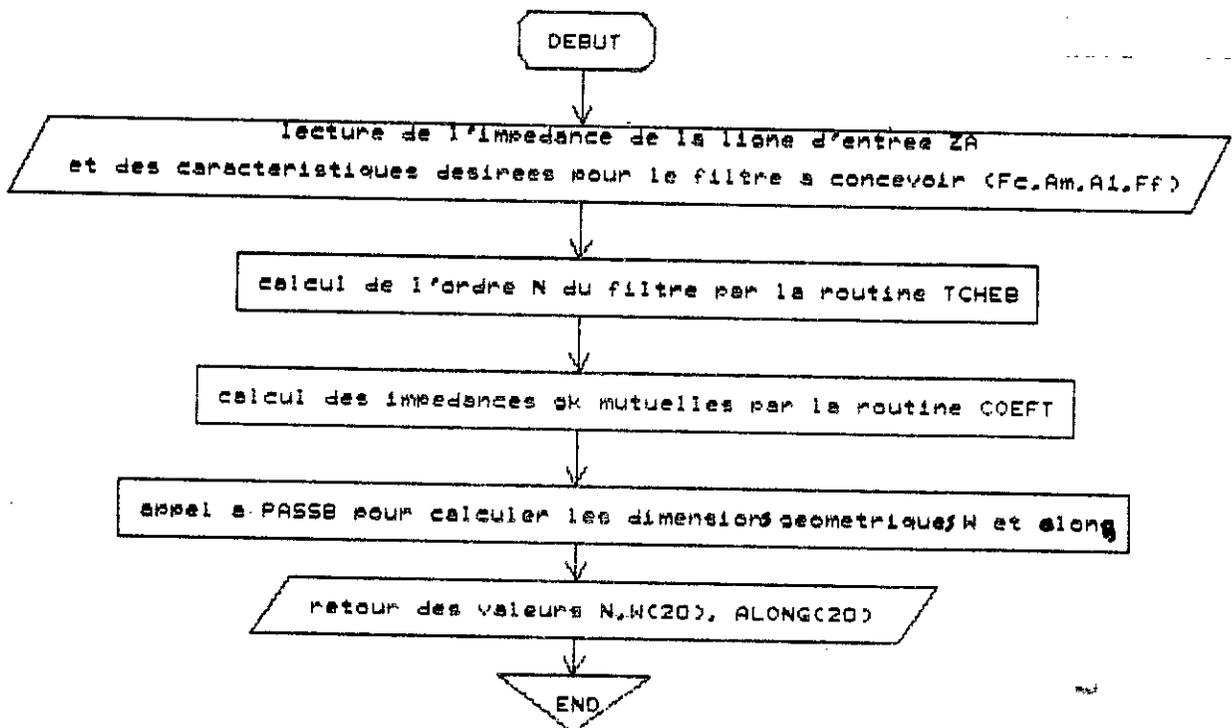




IV.3.2.2 Programme FILTPB

Ce programme calcule aussi les dimensions géométriques du filtre passe-bas μ strip décrit au paragraphe II.3.1.

A la différence du programme passb, celui-ci calcule l'ordre N du filtre par la routine TCHEB et les impédances mutuelles G_k en fonction des caractéristiques désirées (f_c , A_m , A_l , F_f), de l'impédance Z_a , et des paramètres du substrat. Son organigramme est comme suite :



ORGANIGRAMME FILTPB

IV.3.2.3 Programme "FIL"

Ce programme calcule les dimensions géométrique d'un filtre passe-bande microstrip formé d'une cascade de résonateurs moitié d'onde. Il est conçu pour des bandes passantes relativement étroites, ainsi pour qu' un model de filtre soit réalisable, il doit satisfaire la condition suivante:

$$0,05 < BW < 0,15$$

avec BW: largeur de bande normalisée.

l'exécution de "FIL" commence par la lecture des caractéristiques désirées du filtre passe-bande (Z_A , F_1 , F_2 , R_p , A_t , F_p), calcule, ensuite, la fréquence centrale qui peut être approximée, dans le cas des bandes passantes étroites, par la relation:

$$F_0 = (F_1 + F_2)/2$$

et la largeur de bande passante normalisée par la formule:

$$BW = (F_2 - F_1)/F_0$$

Après ces calculs, il teste si la double inégalité ci-dessus est vérifiée, dans le cas contraire, il affichera que le modèle est irréalisable, et il attendra l'entrée de nouvelles caractéristiques pour le filtre, par contre dans le cas affirmatif, il calculera le rapport de transformation entre le prototype passe-bas et le filtre passe-bande en utilisant les équations (I.21,24).

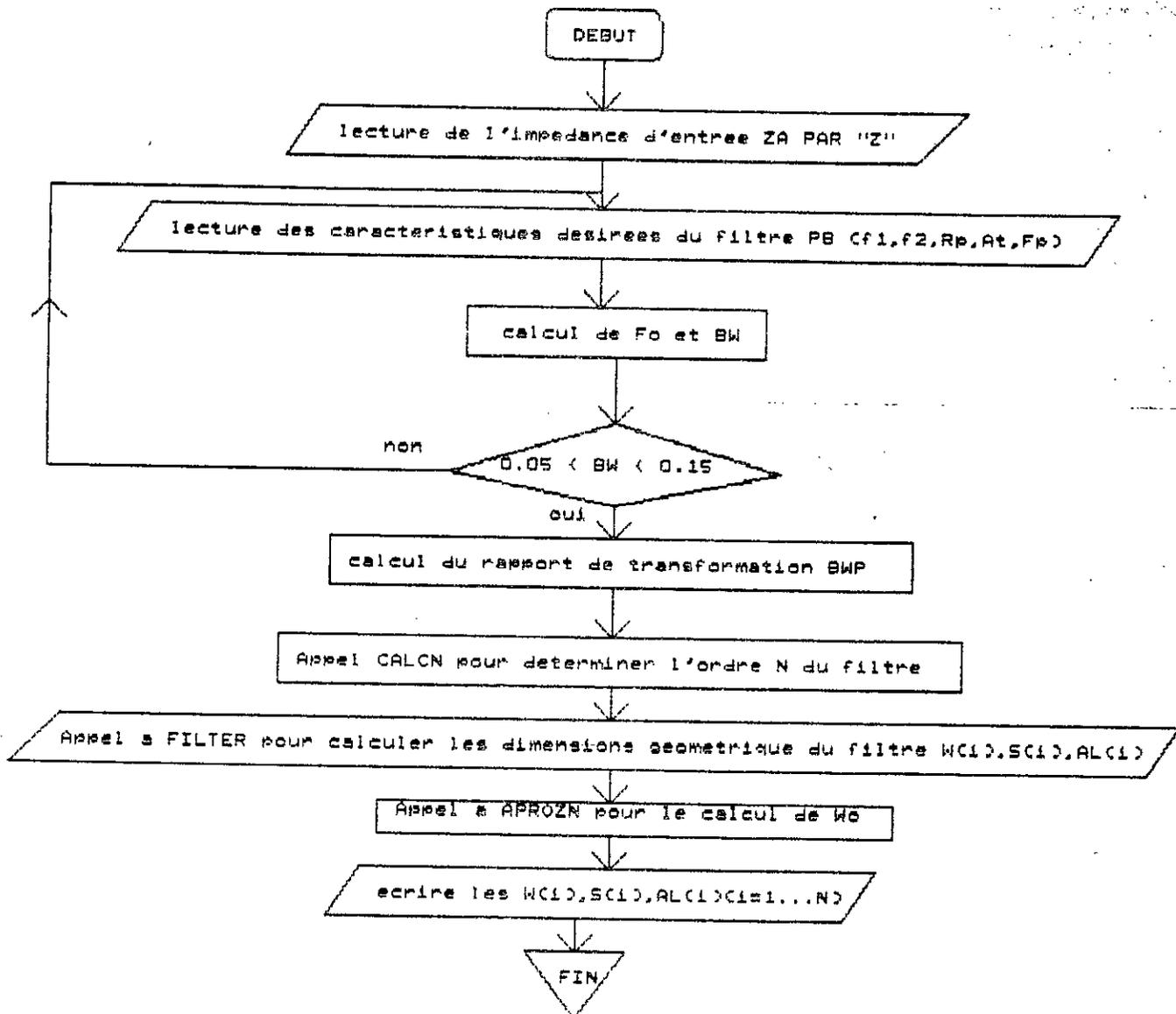
Ensuite, il fera appel, successivement aux routines suivantes:

-CALCN : Pour calculer l'ordre N du filtre, en moyennant de l'approximation de Chebyscheff.

-FILTER: Pour calculer les dimensions géométriques du filtre.

-APROZN: Pour approximer la largeur du ruban à l'entrée du filtre.

On résume ces différentes étapes par l'organigramme suivant:



ORGANIGRAMME " FIL "

EXEMPLE DE CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE-BANDE.

. Caracteristiques desirées du filtre passe-bande

$$F1 = 9,98 \text{ Ghz}$$

$$F2 = 11,03 \text{ Ghz}$$

$$R_p = 0.01$$

$$\text{Att} = 20 \text{ db}$$

$$F_p = 9,65$$

Le substrat utilisé est en alumine d'épaisseur $h = 0,635$; nous avons présenté dans le tableau-2 les résultats obtenus par le programme " FIL " et ceux obtenus par des méthodes graphiques (T.C. EDWARDS), ce qui explique les écarts mentionnés.

Dimensions physiques	1 ^{ère} solution T.C. EDWARDS	2 ^{ème} solution "FIL"	Ecart en %
Wf	0,635	0,619	2,5
W1	0,413	0,3778	8,5
W2	0,635	0,5767	9,2
W3	0,635	0,5943	6,4
W4	0,635	0,5959	6,1
W5	0,635	0,5943	6,4
W6	0,635	0,5767	9,2
W7	0,413	0,1536	8,5
S1	0,127	0,1536	20,9
S2	0,413	0,6371	54,2
S3	0,635	0,9228	45,3
S4	0,635	0,9731	53,2
S5	0,635	0,9228	45,3
S6	0,413	0,6371	54,2
S7	0,127	0,1536	20,9
AL1	2,59	2,6560	2,5
AL2	2,50	2,5272	1,9
AL3	2,49	2,5092	0,8
AL4	2,49	2,5075	0,7
AL5	2,49	2,5092	0,8
AL6	2,50	2,5272	1,9
AL7	2,59	2,6560	2,5

Tableau 2

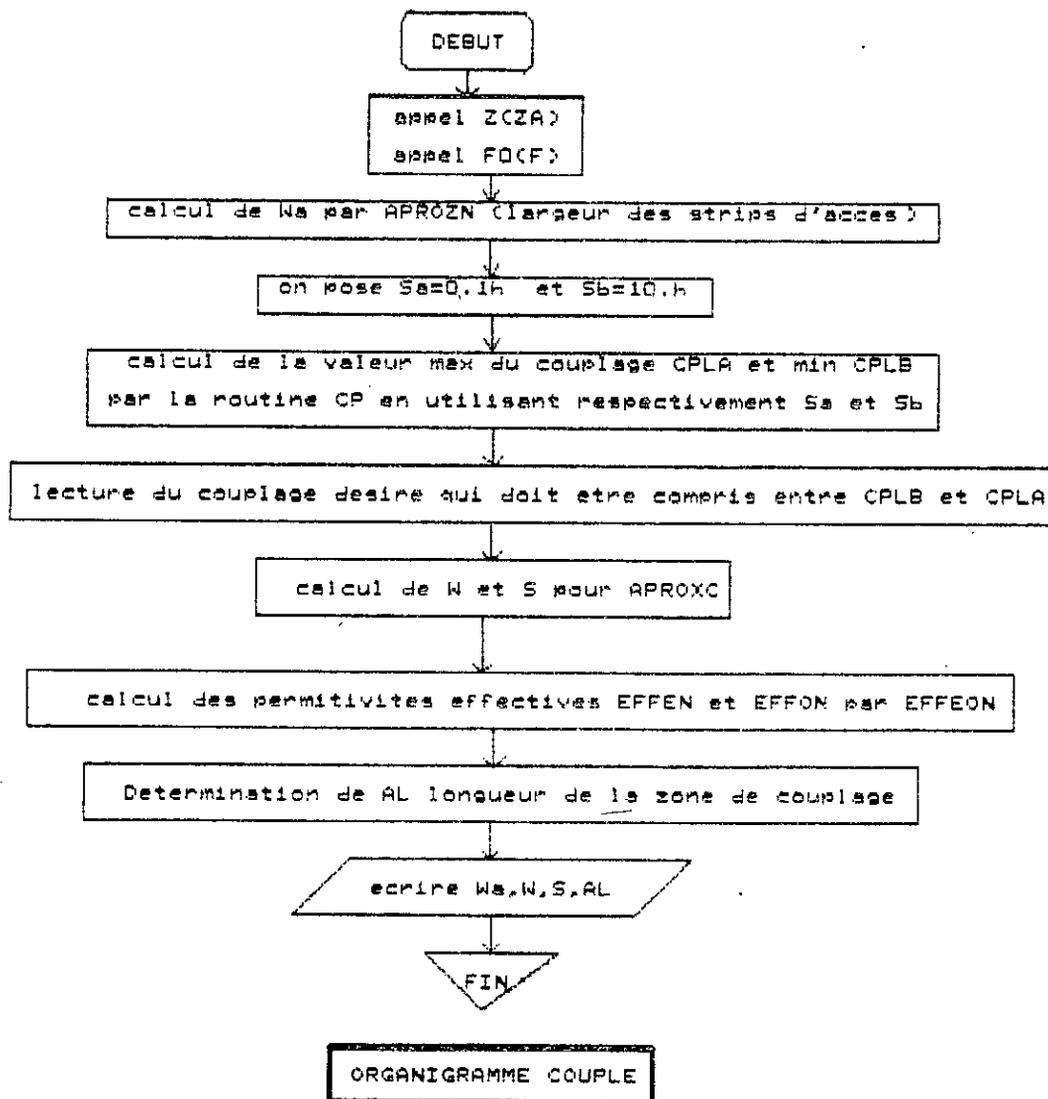
IV-3.3 Programmes des coupleurs directifs

IV-3.3.1 Programme COUPLE

Ce programme calcule les dimensions d'un coupleur directif à couplage quart d'onde :

- W_0 : largeur des strips des accès.
- W : largeur entre strips couplés.
- S : espacement entre strips
- AL : longueur de la zone de couplage.

Les différentes étapes de calcul sont décrites par l'organigramme suivant.



EXEMPLE :

On désire concevoir un coupleur à microbande de -10 dB, d'impédance d'entrée $Z_a=50$ ohms, $\epsilon_r=9$, $h=1$ mm, fréquence de travail $F=5$ Ghz . les résultats obtenus par COUPLE et ceux trouvés dans [1] utilisant des méthodes graphiques sont donnés dans le tableau suivant.

résultats par :	couple	[1]	écarts %
W ₀	1,062	1,00	-6,20 %
W	0,803	0,85	5,05 %
S	0,202	0,25	19,2 %
AL	6,193	6,40	4,07 %

TABLEAU N° 3

Les écarts mentionnés dans le tableau 3 entre les résultats donnés par [1] (TC EDWARDS), trouvés par des méthodes graphiques et ceux calculés par le programme couple sont en moyenne inférieur à 10% en valeur absolue, on peut conclure que ces résultats sont acceptables

IV-3.1.2 Programme CPLH

Ce programme calcule les rayons R1, R2, R3 et R4, et la largeur des strips des accès W₀ d'un coupleur à embranchement en forme d'anneau décrit au paragraphe III.3.4.

Voici les différentes étapes suivies pour faire ces calculs:

- a-lecture de la fréquence de travail F par la routine F0.
- b-lecture de l'impédance d'entrée Z_a du coupleur par la routine Z.
- c-calcul de la largeur W des strips d'impédance caractéristique Z_a par la routine APROZN.
- d-calcul de ϵ_{eff} par la routine EFFON.
- e-calcul de R1 et R2 en utilisant les formules suivantes :

$$AL = 300 / (F \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}})$$

$$R_{\text{moy}} = AL / 2\pi$$

$$R1 = R_{\text{moy}} - W/2$$

$$R2 = R_{\text{moy}} + W/2$$

f-calcul de R2 et R3 correspondant aux lignes microrubans d'impédance $Z_a/\sqrt{2}$, pour cela, on refait les étapes c), d), e) en remplaçant Z_a par $Z_a/\sqrt{2}$.

EXEMPLE:

pour les données suivantes :

$Z_a = 50$ ohms, $F = 2$ Ghz, $h = 1$ mm, $\epsilon_r = 6$, on aura:

$$W_0 = 12,44 \text{ mm}$$

$$R1 = 10,68 \text{ mm}$$

$$R2 = 12,18 \text{ mm}$$

$$R3 = 09,80 \text{ mm}$$

$$R4 = 12,44 \text{ mm}$$

IV.3.2.3 Programme CPLX

Ce programme calcule la largeur W_0 du ruban des accès et les rayons intérieurs et extérieurs ($R1$, $R2$) du coupleur RAT-RACE décrit en III.4.2. Il est structuré comme suit:

a-lecture de Z_a et F respectivement par les routines Z et $F0$.

b-calcul de la largeur W_0 en fonction de l'impédance caractéristique du ruban à l'entrée Z_A par la routine APROZN.

c-calcul de la largeur W en fonction de l'impédance caractéristique du ruban, égal à $Z_A/\sqrt{2}$, par la routine APROZN.

d-calcul de ϵ_{eff} par EFFON.

e-calcul de $R1$ et $R2$:

Le périmètre du cercle est de $3.fg/4$ fig(III-4).

$$\text{soit } AL = 450 / (F \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}})$$

F : fréquence en Ghz.

Le rayon moyen se calcule par :

$$R = AL/2\pi$$

Les rayons R1 et R2 s'expriment :

$$R1 = R - W/2$$

$$R2 = R + W/2$$

W : largeur du ruban

CONCLUSION

Le travail que nous avons effectué dans le cadre de ce projet de fin d'étude, nous a permis de mettre en place un logiciel de conception de circuits pour micro-ondes (filtres et coupleurs).

En fonctionnement, les programmes seront fréquemment employés dans le mode où des paramètres "électriques" sont les données d'entrées principales (impédance caractéristique, fréquence, permittivité relative et épaisseur du substrat). Les données de sortie sont surtout les différentes dimensions physiques du circuit.

Les filtres passe-bas réalisés à l'aide de portions de ligne en cascade (alternativement haute et basse impédance) sont déconseillés à partir d'une certaine fréquence micro-onde, puisque en effet des problèmes de résonances transverses, de rayonnement et d'autres effets indésirables sont rencontrés. Par contre les filtres passe-bande à couplage parallèle réalisables sont ceux dont la bande passante est comprise entre 0.05 et 0.15, la faiblesse de leur bande passante est leur principal inconvénient.

Quant aux coupleurs directifs pour des fréquences trop élevées, la longueur d'onde peut devenir très faible ce qui rend difficile leur réalisation pratique.

Nous aurions pu améliorer notre travail si nous avions à notre disposition un traceur automatique X-Y donnant en sortie une représentation dessinée automatiquement évitant ainsi les préparations pénibles, coûteuses et prédisposées aux erreurs. On signalera aussi le peu de temps qui nous est alloué au centre de calcul qui est d'environ six heures par semaine.

En fin nous espérons que ce projet puisse servir de document de base pour les étudiants intéressés par ce domaine de l'électronique.

ANNEXES

A1- CALCUL DE $Z_L(f_n)$

- Calcul de l'impédance caractéristique d'une ligne microbande en tenant compte de l'effet de dispersion.

On notera par :

$f_n = (f/\text{Ghz}) \cdot (h/\text{mm})$ fréquence normalisée.

$u = w/h$.

$$R1 = 0,03891 \epsilon_r^{1,4}$$

$$R2 = 0,267 \cdot u^{7,0}$$

$$R3 = 4,766 \cdot \exp(-3,228 \cdot u^{0,641})$$

$$R4 = 0,016 + (0,0514 \cdot \epsilon_r)^{4,524}$$

$$R5 = (f_n/28,843)^{12,0}$$

$$R6 = 22,20 u^{1,92}$$

et

$$R7 = 1,206 - 0,3144 \exp(-R1) [1 - \exp(-R2)]$$

$$R8 = 1 + 1,275 \{1 - \exp[-0,004625 \cdot R3 \cdot \epsilon_r^{1,674}]\}$$

$$R9 = 5,086 \cdot R4 \frac{R5}{0,3838 + 0,386 R4} \cdot \frac{\exp(-R6)}{1 + 1,2992 \cdot R5} \cdot \frac{(\epsilon_r - 1)^6}{1 + 10 \cdot (\epsilon_r - 1)^6}$$

et

$$R10 = 0,00044 \cdot \epsilon_r^{2,136} + 0,0184$$

$$R11 = (f_n/19,47)^6 / [1 + 0,0962 \cdot (f_n/19,47)^6]$$

$$R12 = 1 / (1 + 0,00245 \cdot u^2)$$

$$R13 = 0,9408 \epsilon_{\text{eff}}(f_n)^{R8} - 0,9603$$

$$R14 = (0,9408 - R9) \epsilon_{\text{eff}}(0)^{R8} - 0,9603$$

$$R15 = 0.707.R10(fn/12,3)^{1.097}$$

$$R16 = 1+0,0503.\epsilon r^2.R11.\{1-\exp[-(u/15)^6]\}$$

$$R17 = R7 [1-1,1241.(R12/R16).\exp(-0,026.fn^{1.25656}-R15)]$$

et enfin l'impédance caractéristique est :

$$ZL(fn) = Zo.(R13/R14)^{R17}.$$

Zo et $\epsilon_{eff}(0)$ sont est donnés aux paragraphes (II-2.1,2)

A2- CALCUL DES CONSTANTES DIELECTRIQUES EFFECTIVES DE DEUX STRIPS COUPLES EN PARALLELE

$$\epsilon_{effe}(f) = f(w, s)$$

$$\epsilon_{effo}(f) = f(w, s)$$

On notera par :

$$fn = (f/GHz) \cdot (h/mm) \text{ fréquence normalisée.}$$

$$u = w/h.$$

$$g = s/h$$

En négligeant l'effet de dispersion on obtient :

-mode pair

$$\epsilon_{effe}(0) = 0.5(\epsilon_r + 1) + 0.5(\epsilon_r - 1) \cdot (1 + 10/v)^{-a_e(v)} \cdot b_e(\epsilon_r)$$

$$v = u(20 + g^2) / (10 + g^2) + g \cdot \exp(-g)$$

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

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

-mode impair

$$\epsilon_{effo}(0) = (0.5(\epsilon_r + 1) + a_o(u, \epsilon_r) + \epsilon_{eff}(0)) \cdot \exp(-c_o \cdot g^{d_o}) + \epsilon_{eff}(0)$$

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

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

$$c_o = b_o(\epsilon_r) - (b_o(\epsilon_r) - 0.207) \cdot \exp(-0.414u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \cdot \exp(-0.562u)$$

En tenant compte de la dispersion.

$$\epsilon_{eff_{e,o}}(fn) = \epsilon_r - (\epsilon_r - \epsilon_{eff_{e,o}}(0)) / (1 + F_{e,o}(fn)).$$

Mode pair

$$F_e(fn) = P1 \cdot P2 \cdot ((P3 \cdot P4 + 0,1844 \cdot P7) \cdot fn)^{1,5763}$$

avec

$$P1 = 0,27488 + (0,6315 + 0,525 / (1 + 0,0157 \cdot fn)^{20}) \cdot u - 0,065683 \cdot \exp(-8,7513 \cdot u)$$

$$P2 = 0,33622 \cdot (1 - \exp(-0,03442 \cdot \epsilon_r))$$

$$P3 = 0,0363 \cdot \exp(-4,6 \cdot u) \cdot (1 - \exp(-(fn/38,7)^{4,97}))$$

$$P4 = 1 + 2,751 \cdot (1 - \exp(-(\epsilon_r/15,916)^6))$$

$$P5 = 0,334 \cdot \exp(-3,3(\epsilon_r/15)^3) + 0,746$$

$$P6 = P5 \cdot \exp(-(fn/18)^{0,368})$$

et

$$P7 = 1 + 4,069 \cdot P6 \cdot g^{0,479} \cdot \exp(-1,347 \cdot g^{0,596} - 0,17 \cdot g^{2,5})$$

pour le mode impair on a :

$$F_o(fn) = P1 \cdot P2 \cdot 55P3 \cdot P4 + 0,1844 \cdot fn \cdot P15^{1,5763}$$

avec :

$$P8 = 0,7168(1 + 1,076 / (1 + 0,0576(\epsilon_r - 1)))$$

$$P9 = P8 - 0,7913 \cdot (1 - \exp(-\exp(-(fn/20)^{1,424}))) \cdot \arctan(2,481(\epsilon_r/8)^{0,946})$$

$$P10 = 0,242 \cdot (\epsilon_r - 1)^{0,55}$$

$$P11 = 0,6366 \cdot \exp(-0,3401 \cdot fn - 1) \cdot \arctan(1,263(u/3)^{1,629})$$

$$P12 = P9 + (1 - P9) / (1 + 1,183 \cdot u^{1,376})$$

$$P13 = 1,695 \cdot P10 / (0,414 + 1,605 \cdot P10)$$

$$P14 = 0,8928 + 0,1072 \cdot (1 - \exp(-0,42(fn/20)^{3,215}))$$

$$P15 = \text{abs}(1 - 0,8928(1 + P11)) \cdot P12 \cdot \exp.(-P13 \cdot g^{1,092}) / P14.$$

BIBLIOGRAPHIE

- 1- T.C. EDWARDS
Conception des circuits pour micro-ondes
Edition MASSON 1984

- 2- PAUL F.COMBES
Composants, dispositifs etcircuits actifs
en micro-ondes
Edition DUNOD 1985

- 3- MATTAHEI, YOUNG, EMT, JONES
Microwaves filtre, impedance matching
and coupling structures
Edition Mc GRAW HILL NEW YORK

- 4- J.AUVRY
Electronique des signaux analogiques
Edition DUNOD Universite. 1980

- 5- CI GIMENS
Les filtres électriques de fréquence
Edition MASSON - 1983

- 6- E. HAMMERSAD KIRSCHNING
Accurate models for microstrip computer-aided design

- 7- MANFRED KIRSCHNING
Accurate Wide- Range, design equations for frequency
dependent characteristic of parallel coupled microstrip
lignes , IEEE

- 8- R.K HOFEMAN
Hand book of microwave integreted circuits

9-J.A.G MALHERB

Microwave transmission line filters

11- ETUDE ET REALISATION D'UN COUPLEUR DIRECTIF EN LIGNE RUBAN

Proposé par : K.GRABOWSKI (ENPA)

12- ETUDE ET REALISATION D'UN FILTRE MICRO-ONDE (bande X) EN

LIGNE RUBAN Proposé par : F.DJAHLI (ENPA).