

3/97

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
D.E.R Génie Electrique et Informatique
Option : Electronique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

MEMOIRE

de fin d'Etudes

75EME

Etude et mise en place d'un logiciel
de conception des circuits linéaires
micro-ondes

Proposé et dirigé par :

Mr. M. TRABELSI

Réalisé par :

Mr. T. GUERMAT
Mr. Y. MOUSSELMAL

Promotion 1996 | 1997

DEDICACES

A

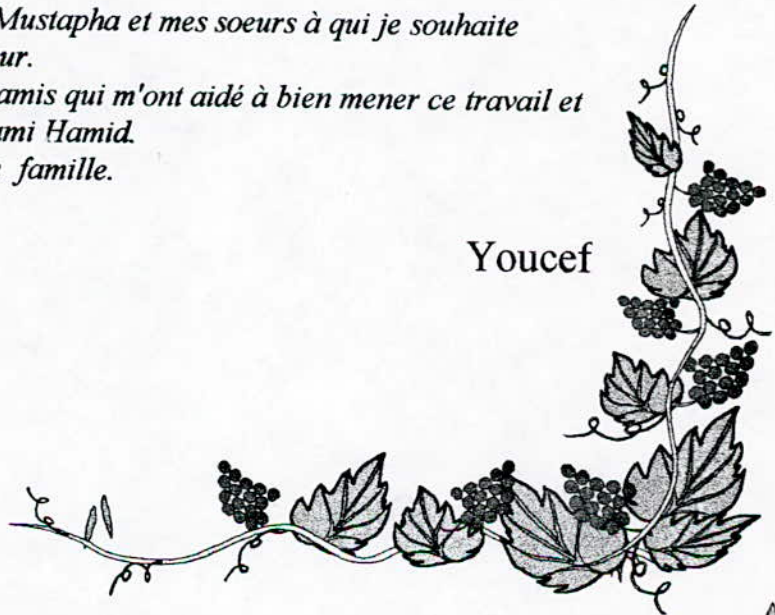
*mes chers parents, en guise de
reconnaissance
pour leur sacrifice,
pour mes frères et soeurs, en particulier
mon frère Nouar,
ma nièce Aridj,
toute la famille.
Tous mes amis.*

Je dedie ce travail
Toufik

Je dédie ce modeste travail :

- à mes chères parents qui ont toujours crus et qui n'ont cesse de m'encourager.
- à mon cher frère Mustapha et mes soeurs à qui je souhaite beaucoup de bonheur.
- à tous les gens et amis qui m'ont aidé à bien mener ce travail et spécialement mon ami Hamid.
- à toute ma grande famille.

Youcef



REMERCIEMENTS :

Nous tenons à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidées à mener à bien notre thèse de fin d'études, en particulier :

** Notre promoteur : M^r M. TRABELSI.*

** Tous les enseignants du département d'électronique.*

ملخص :

في هذه الدراسة قمنا بانجاز جملة من 17 برنامج بالاعلام الآلى و ذلك باستعمال لغة الفورتران من أجل تصميم دارات خطية ميكروموجية .

ABSTRACT :

In this project, we formulated a containing software 17 programs in Fortran language, permitting the conception of linear microwave circuits.

RESUME :

Dans ce projet, on a élaboré un logiciel comprenant 17 programmes en langage Fortran, permettant la conception des circuits linéaires microondes.

SOMMAIRE



INTRODUCTION	2
CHAPITRE I : ETUDE DES TRANSFORMATIONS DES CIRCUITS EN MICRO-ONDES	
INTRODUCTION.....	5
I- TRANSFORMATION π (T) ET T(π).....	5
II- RELATIONS ENTRE LES MATRICES [Y], [Z] ET [S]	6
III- RELATIONS ENTRE LES MATRICES [ABCD], [T] ET [S]	7
IV- ANALYSE DES QUADRIPOLES.....	9
V- TRANSFORMATION DE SMITH :.....	11
VI- CALCUL DES IMPEDANCES CARACTERISTIQUES D'UNE LIGNE MULTISECTION PAR LA MATRICE CHAINE :	12
CHAPITRE II : APPROXIMATION ANALYTIQUE	
INTRODUCTION:.....	15
I- DETERMINATION DE L'AFFAIBLISSEMENT:	15
II- FILTRE IDEAL :.....	16
III - POLYNÔMES D'APPROXIMATION:	16
A) POLYNÔMES DE BUTTERWORTH:.....	16
B) POLYNÔMES DE TCHEBYCHEFF:	17
CHAPITRE III : ETUDE DES CIRCUITS LINEAIRES MICRO-ONDES	
INTRODUCTION :.....	21
I- LES LIGNES QUART-D'ONDE :	21
II. TRANSFORMATION R	23
III- LE COUPLEUR DIRECTIF.....	25
III.1- INTRODUCTION :	25
III.2- COUPLEUR EN FORME D'ANNEAU :.....	26
III.3 COUPLEUR DIRECTIF A DEUX BRANCHES COUPLEES :	28
III. 4- COUPLEUR DIRECTIF A COUPLAGE PARALLELE :	30
III.5- COUPLEUR DIRECTIF PASSE HAUT ASYMETRIQUE :.....	31
IV- LES DIVISEURS DE PUISSANCE :.....	32
V- LES FILTRES	34
V.1- INTRODUCTION.....	34
V.2- FILTRE PASSE BAS.....	34

V.3- FILTRE PASSE BANDE :	35
V.4- FILTRE COUPE BANDE :	39
VI- LES RESISTANCES ATTENUATRICES :	41
VII. CIRCUITS A BANDE ETROITE AVEC PARAMETRES LOCALISES ET DISTRIBUES :	43
CHAPITRE IV : ETUDE DES LIGNES MICRORUBAN	
INTRODUCTION SUR LA THEORIE DES LIGNES MICRORUBANS :	48
I- SYNTHESE DES LIGNES MICRORUBANS:	48
I.1- LIGNE MICRORUBAN:	48
I.2- LIGNE MICRORUBAN COUPLEE:	50
CHAPITRE V : PRESENTATION DU LOGICIEL	
INTRODUCTION :	58
I- PRESENTATION DE L'EDITEUR :	58
II- PRESENTATION DES PROGRAMMES :	61
EXEMPLES D'APPLICATION :	76
CONCLUSION .	
BIBLIOGRAPHIE.	

Introduction

INTRODUCTION

Le terme hyperfréquences (ou micro-ondes), désigne la bande de fréquences située entre 300MHZ et 300GHZ.

Les hyperfréquences trouvent leurs applications dans plusieurs domaines (télécommunications, radars, transport d'énergie,...).

Notre étude concerne les circuits à éléments localisés, ainsi que les tronçons de ligne afin qu'on puisse développer des programmes de conception dans la perspective de la mise en œuvre d'un logiciel de conception assistée par ordinateur.

Dans le chapitre I, on établira les relations qui existent entre les matrices $[ABCD]$, $[Y]$, $[Z]$, $[T]$ et $[S]$ pour un quadripôle, et les transformation d'impédances afin de déterminer l'impédance d'entrée, le taux d'onde stationnaire, coefficient d'insertion et les impédances caractéristiques d'une ligne à plusieurs sections.

Dans le chapitre II, l'étude portera sur l'approximation analytique de Tchébycheff ou de Butterworth de la fonction de transfert d'un quadripôle.

Dans notre cas, on s'intéresse beaucoup plus à l'approximation de Tchebycheff.

Le chapitre III a comme objectif la synthèse de quelques circuits linéaires micro-ondes tels que le coupleur directif, les filtres, les lignes quart d'onde, les diviseurs de puissance, les résistances atténuatrices et les circuits à bande étroite.

Pour des raisons technologique, l'intégration des circuits micro-ondes est liée principalement à l'évolution des lignes (microrubans et

microrubans couplées) qui répondent à de très nombreuses exigences, et qui font l'objet d'une étude dans le chapitre IV.

Le dernier chapitre est consacré à la présentation du logiciel que nous avons mis en œuvre, en donnant les différents organigrammes, faisant la conception des circuits étudiés avec des exemples d'application.



Etude des transformations
des circuits en micro-ondes

Introduction

On établira les relations de transformations des matrices caractéristiques des multipôles et celles des circuits en T et en π .

Ces relations sont très importantes pour l'étude des circuits.

I- Transformation π (T) et T(π)

L'intérêt de ces deux transformations est de faciliter les calculs si on a plusieurs quadripôles mis en cascade, ces transformations sont équivalentes à la même fréquence .

Pour transformer le circuit de la fig (I-1.a) à celui de la fig (I-1.b), on utilise les lois de Kirschoff qui permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} Z_a &= N / Z_3 \\ Z_b &= N / Z_2 \\ Z_c &= N / Z_1 \end{aligned} \quad (\text{I. 1})$$

Avec $N = Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3$ et $Z_1, Z_2, Z_3 \neq 0$.

Pour la transformation inverse, on obtient :

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_a Z_b / D \\ Z_2 &= Z_a Z_c / D \\ Z_3 &= Z_b Z_c / D \end{aligned} \quad (\text{I. 2})$$

Avec $D = Z_a + Z_b + Z_c \neq 0$

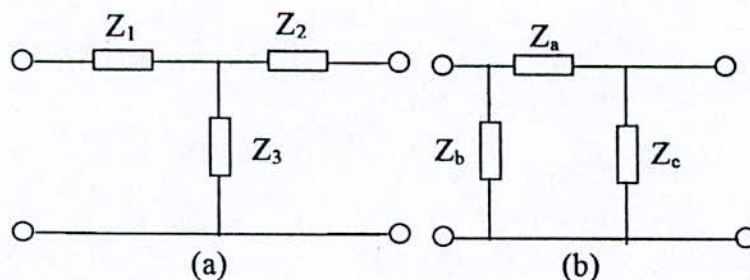


fig (I. 1) : (a)- circuit en T
(b)- circuit en π

II- Relations entre les matrices [Y], [Z] et [S]

Les paramètres Y_{ij} , Z_{ij} et S_{ij} sont très utilisés pour l'analyse et la synthèse des quadripôles. Les deux paramètres premiers relient la tension et le courant, tandis que les paramètres S_{ij} ([S] : matrice de répartition) relient la puissance incidente et réfléchie dans un quadripôle.

Pour le quadripôle de la fig (I-2), les paramètres sont définis [1], [2] par :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = Z_0 \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_0} \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

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

Où les paramètres S_{ij} sont normalisés par rapport à l'impédance réelle Z_0 .

Avec :

$$a_1 = (U_1 + I_1 Z_0) / (2\sqrt{Z_0})$$

$$a_2 = (U_2 + I_2 Z_0) / (2\sqrt{Z_0})$$

$$b_1 = (U_1 - I_1 Z_0) / (2\sqrt{Z_0})$$

(I- 4)

$$b_2 = (U_2 - I_2 Z_0) / (2\sqrt{Z_0})$$

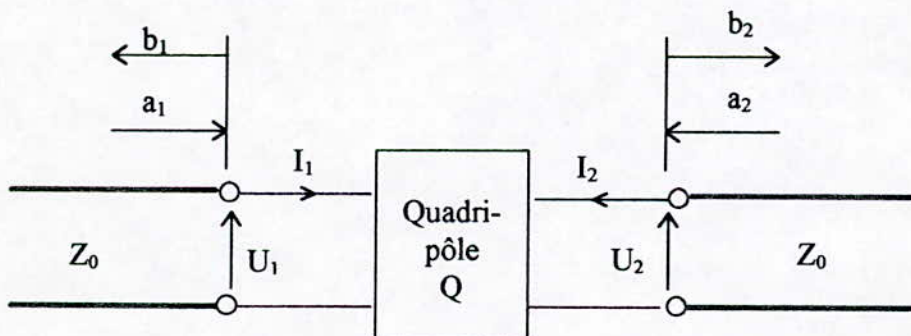


Fig (I. 2) : Définition des matrices [Y], [Z] et [S] dans un quadripôle

Pour passer d'une matrice à une autre on définit une transformation générale

$V(\omega)$ [2] comme suit :

$$\begin{aligned} v_{11} &= \{[(k_1 + k_2 \omega_{11})(k_1 - k_2 \omega_{22}) + \omega_{12} \omega_{21}]k_3 + (1 - k_1)\omega_{22}\} / D \\ v_{12} &= \frac{\omega_{12}}{D} k_4 \\ v_{21} &= \frac{\omega_{21}}{D} k_4 \\ v_{22} &= \{[(k_1 + k_2 \omega_{22})(k_1 - k_2 \omega_{11}) + \omega_{12} \omega_{21}]k_3 + (1 - k_1)\omega_{11}\} / D \end{aligned} \tag{I-5}$$

Avec :

$$D = (K_1 + K_5 \omega_{11})(K_1 + K_5 \omega_{22}) - \omega_{12} \omega_{21} \neq 0$$

W_{ij} : sont les paramètres à donner .

Les valeurs de K_i ($i = 1, 2, \dots, 5$) pour chaque transformation sont données dans le tableau (I.1)

Transformation	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5
S(Z)	1	-1	-1	2	1
S(Y)	1	-1	1	-2	1
Z(S)	1	1	1	2	-1
Y(S)	1	-1	1	-2	1
Z(Y)	0	0	0	-1	1
Y(Z)	0	0	0	-1	1

Tableau (I. 1) : coefficients du transformation générale.

Si on veut par exemple faire la transformation S(Y) on aura dans ce cas :

$$Y = W, S = V, k_1 = 1, k_2 = -1, k_3 = 1, k_4 = -2 \text{ et } k_5 = 1.$$

Il suffit donc de remplacer dans (I. 5) pour avoir cette transformation, qui est valable seulement par rapport à Z_0 .

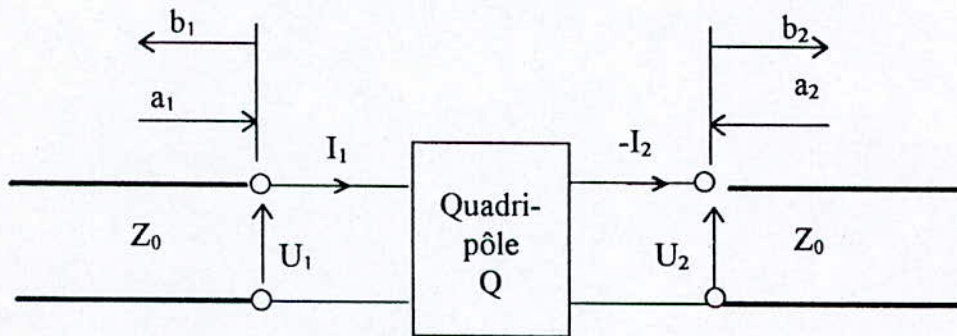
III- Relations entre les matrices [ABCD], [T] et [S]

Les quantités a_i et b_i (fig. (I.3)), représentent la racine de la puissance incidente et réfléchie à l'accès i , avec $i = 1, 2$. Les relations entre ces quantités [2], [3] sont :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (I. 6)$$

et

$$\begin{cases} b_1 = T_{11}a_2 + T_{12}b_2 \\ a_1 = T_{21}a_2 + T_{22}b_2 \end{cases} \quad (I. 7)$$



Fig(I. 3) : Définition des matrices [ABCD], [T], et [S] pour un quadripôle.

Les éléments de la matrice de transfert [T], définis par (I. 7) sont reliés aux paramètres S_{ij} de la matrice [S] par :

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\det[S] & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (I. 8)$$

Avec $\det[S] = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

d'une manière similaire, la matrice [S] peut être obtenue de matrice [T] en utilisant :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{22}} \begin{bmatrix} T_{12} & \det[T] \\ 1 & -T_{21} \end{bmatrix} \quad (I. 9)$$

Avec $\det[T] = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}$

Des relations (I. 8) et (I. 9), il faut que S_{21} et T_{22} soient non nulles, sinon les accès seraient isolés. Les paramètres de la matrice [ABCD] pour un quadripôle sont définis par :

$$\begin{cases} U_1 = AU_2 - BI_2 \\ I_1 = CU_2 - DI_2 \end{cases} \quad (I.10)$$

Ces paramètres sont reliés aux paramètres S_{ij} [2] par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} A &= (1 + S_{11} - S_{22} - \det[SJ]) / (2S_{21}) \\ B &= (1 + S_{11} + S_{22} + \det[SJ])Z_0 / (2S_{21}) \\ C &= (1 - S_{11} - S_{22} + \det[SJ]) / (2Z_0S_{21}) \\ D &= (1 - S_{11} + S_{22} - \det[SJ]) / (2S_{21}) \end{aligned} \quad (I.11)$$

$S_{21} \neq 0$

Pour la transformation inverse on a :

$$\begin{aligned} S_{11} &= (AZ_0 + B - CZ_0^2 - DZ_0) / P \\ S_{12} &= 2Z_0(AD - BC) / P \\ S_{21} &= 2Z_0 / P \\ S_{22} &= (-AZ_0 + B - CZ_0^2 + DZ_0) / P \\ \text{avec } P &= AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0 \neq 0 \end{aligned} \quad (I.12)$$

Pour un quadripôle réciproque, l'expression $(AD - BC)$ est égale à 1, et on a dans ce cas $S_{21} = S_{12}$.

IV- ANALYSE DES QUADRIPOLES

Les paramètres qui sont très utilisés en micro-ondes sont les éléments S_{ij} , l'impédance vue à l'entrée du quadripôle fig(I. 4) est :

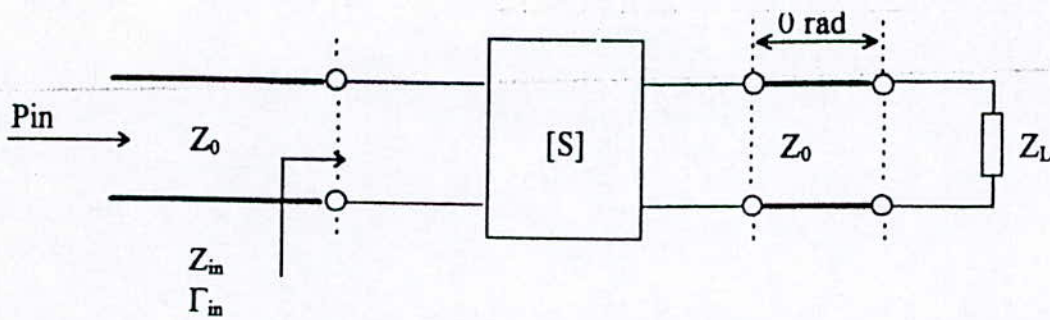
$$Z_{in} = Z_0 (1 + \Gamma_{in}) / (1 - \Gamma_{in}) \quad (I.13)$$

avec

$\Gamma_{in} = S_{11} + S_{12}S_{21}\Gamma_L / (1 - S_{22}\Gamma_L)$: coefficient de réflexion à l'entrée

$\Gamma_L = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0)$: coefficient de réflexion à la charge

Z_L : est l'impédance de charge



Fig(I. 4) : transformation de l'impédance terminale d'un quadripôle caractérisé par la matrice [S]

Le taux d'onde stationnaire à l'entrée (TOS) est :

$$TOS = (1 + |\Gamma_{in}|) / (1 - |\Gamma_{in}|) \quad (I. 14)$$

Pour certains circuits, on préfère utiliser le coefficient d'insertion, défini comme étant le rapport entre la puissance d'entrée (P_{in}) et la puissance délivrée à la charge (P_L)

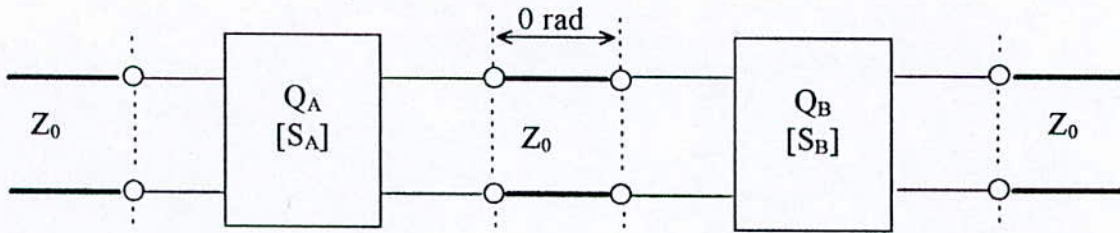
$$L[dB] = 10 \text{Log} \left[\frac{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)} \right] \quad (I. 15)$$

Si on a deux quadripôles Q_A , Q_B mis en cascade de matrices $[S_A]$ et $[S_B]$ respectivement fig(I. 5), les paramètres S_{ij} du quadripôle équivalent [8] s'écriront :

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{11}^A + (S_{12}^A S_{21}^B S_{11}^B) / D \\ S_{12} &= (S_{12}^A S_{12}^B) / D \\ S_{21} &= (S_{21}^A S_{21}^B) / D \\ S_{22} &= S_{22}^B + (S_{12}^B S_{21}^A S_{22}^A) / D \\ \text{avec : } D &= 1 - S_{11}^B S_{22}^A \end{aligned} \quad (I. 16)$$

$$[S_A] = \begin{bmatrix} S_{11}^A & S_{12}^A \\ S_{21}^A & S_{22}^A \end{bmatrix} \quad [S_B] = \begin{bmatrix} S_{11}^B & S_{12}^B \\ S_{21}^B & S_{22}^B \end{bmatrix}$$

où tous les paramètres S_{ij} sont normalisés par rapport à la même impédance Z_0 , et la matrice [S] obtenue est valable seulement par rapport à la même impédance.



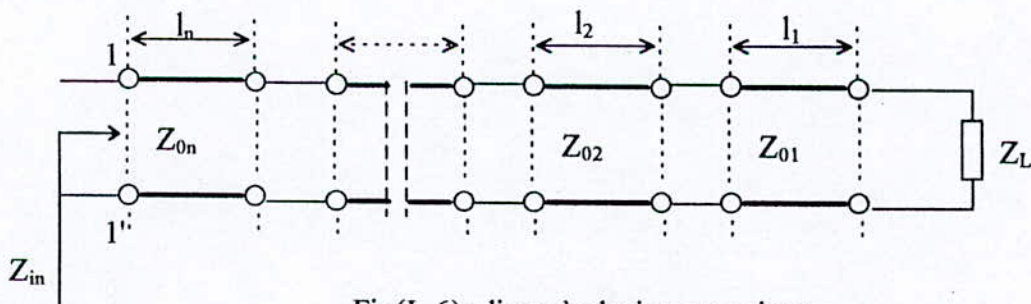
Fig(I. 5) : Deux quadripôles en cascade caractérisés par les paramètres S_{ij} .

V- Transformation de Smith :

Cette transformation a pour but de déterminer l'impédance d'entrée d'une ligne à plusieurs sections en fonction de l'impédance caractéristique de chaque section, de la constante de propagation γ et de la longueur géométrique l .

Pour une section fig. (I.6), l'impédance Z_{in} dans le plan 1-1' est :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \tag{I.17}$$



Fig(I. 6) : ligne à plusieurs sections

avec : Z_0 impédance caractéristique de la ligne

$\gamma = \alpha + j\beta$ constante de propagation

α : constante d'atténuation

β : constante de phase

Dans le cas d'un circuit à plusieurs sections, le calcul de l'impédance transformée (I. 17) est répétée plusieurs fois à chaque section jusqu'à avoir l'impédance à l'entrée de la ligne.

Donc pour calculer Z_{in} , il suffit de donner :

n : le nombre de sections

Z_{0i} : impédance caractéristique du $i^{\text{ème}}$ section ($i = 1, \dots, n$)

α_i : coefficient d'atténuation pour la $i^{\text{ème}}$ section en [dB/m]

β_i : constante de phase pour la $i^{\text{ème}}$ section en [rad/m]

l_i : longueur géométrique du $i^{\text{ème}}$ section en [m]

Z_L : impédance de charge

VI- Calcul des impédances caractéristiques d'une ligne multisection par la matrice chaîne :

La synthèse de cette ligne fig(I. 7) est basée [3], [8] sur la fonction suivante :

$$L(\theta) = |T_{22}|^2 = 1 + h^2 T_n^2[(\cos\theta + m)/t] \quad (I.18)$$

θ : est la longueur électrique

h : est le coefficient qui détermine le maximum d'atténuation dans la bande passante.

t : coefficient de fréquence.

T_n : est le polynôme de Tchebycheff d'ordre 1 de degré n .

m : paramètre qui définit le type de ligne, si $m = 0$ on a des lignes quart-d'ondes.

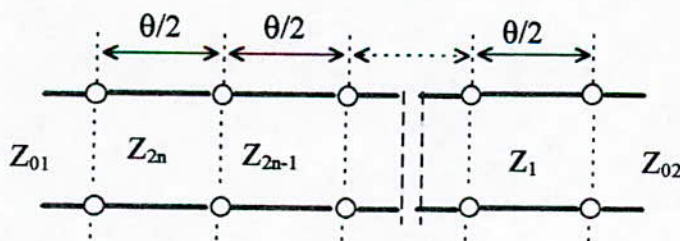


Fig (I. 7) : ligne à plusieurs sections

Z_{01} , Z_{02} sont les impédances terminales de la ligne.

Si les valeurs h , n , m et t sont connues, on peut calculer l'impédance caractéristique de chaque section de ligne.

La première étape de cette méthode consiste à évaluer $T_{22}(\theta)$ par (I. 18), et puis on calcule [7] la matrice [ABCD] qui est dérivée à la base de la fonction $L(\theta)$.

De (I.18), on peut [7] écrire :

$$T_{22} = \frac{\sqrt{L_m}}{(p^2 - 1)^n} (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_{2n}) \quad (I.19)$$

avec

$$L_m = 1 + h^2 T_n^2 [(1 + m)/t]$$

$$p = -j \cot(\theta/2)$$

$$p_i = q_i / \sqrt{q_i^2 - 1}$$

$$q_i = \begin{cases} \sqrt{(x_i t - m + 1)/2} & i = 1, \dots, 2n \\ -q_{4n+1-i} & i = 2n+1, \dots, 4n \end{cases}$$

$$x_i = \begin{cases} a_i + j b_i & i = 1, \dots, n \\ a_{2n+1-i} - j b_{2n+1-i} & i = n+1, \dots, 2n \end{cases}$$

$$a_i = \cosh(g) \cos[\pi(4i+1)/2n]$$

$$b_i = \sinh(g) \sin[\pi(4i+1)/2n]$$

$$g = (1/n) \operatorname{Ln} \left[1/h + \sqrt{1 + (1/h)^2} \right]$$

Pour calculer l'impédance caractéristique de la section (2n), il faut multiplier la matrice $[ABCD_{2n}]^{-1}$ par la matrice $[ABCD]$ de la ligne.

Où :

$$[ABCD_{2n}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta/2) & -j \sin(\theta/2) Z_{2n} \\ -j \sin(\theta/2) / Z_{2n} & \cos(\theta/2) \end{bmatrix}$$

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} [Re(T_{22}) + T_{12}] / \sqrt{R} & j \sqrt{R} \operatorname{Im}(T_{22}) \\ j \operatorname{Im}(T_{22}) / \sqrt{R} & \sqrt{R} [Re(T_{22}) - T_{12}] \end{bmatrix}$$

et $R = Z_{02} / Z_{01}$

$$T_{12} = \sqrt{|T_{22}|^2 - 1}$$

$$\theta = \operatorname{Arctan} \left((t - m) / \sqrt{1 - (t - m)^2} \right)$$

Et on obtient une équation dont l'impédance Z_{2n} est sa solution, si on répète la procédure 2n fois, on peut évaluer les impédances caractéristiques de toutes les sections.

2

~~Approximation~~
Analytique

Introduction:

Le but de l'approximation est de chercher la fonction ou le polynôme qui approxime $|S_{21}|$ fonction de transfert ou réponse d'un quadripôle. On peut utiliser l'approximation polynomiale de Tchebycheff ou de Butterworth ou bien, par une interpolation polynomiale dans le cas général.

I- Détermination de l'affaiblissement:

La fonction $S_{21}(j\omega)$ appelé aussi affaiblissement pour un quadripôle sans pertes[6], vérifie la relation suivante:

$$|S_{11}(j\omega)|^2 + |S_{21}(j\omega)|^2 = 1 \quad (\text{II-1})$$

Cette relation permet, en connaissant $|S_{21}(j\omega)|$ de trouver l'expression de $|S_{11}(j\omega)|$ indispensable pour la synthèse du quadripôle.

On a pour un quadripôle [5]:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{(P_n(j\omega))^2} \quad (\text{II-2})$$

ou: $P_n(j\omega)$ est le polynôme d'approximation d'ordre n ,

L'équation (II-1) nous permet d'écrire:

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{21}(j\omega)|^2 = 1 - S_{21}(j\omega)S_{21}(-j\omega)$$

et en posant $p=jw$, on obtient:

$$|S_{11}(p)|^2 = 1 - S_{21}(p)S_{21}(-p) \quad (\text{II-3})$$

Si l'ordre du polynôme d'approximation est n , on a $2n$ pôles (n pôles dans le demi plan de droite et n pôles dans le demi plan de gauche).

II- Filtre idéal :

La synthèse des filtres est basée seulement sur le filtre passe-bas, **duquel** se déduisent les autres types de filtres par la transposition de fréquences[5].

Les caractéristiques d'un filtre passe-bas idéal sont:

- Affaiblissement nul dans la bande passante et indéfini dans la bande coupée.
- Déphasage linéaire dans la bande passante.

Comme en pratique on ne peut pas atteindre ce filtre, l'approximation analytique a donc pour but de se rapprocher de ses caractéristiques.

III - Polynômes d'approximation:

a) Polynômes de Butterworth:

Les polynômes de Butterworth de degré n [5] s'écrivent:

$$P_n(p) P_n(-p) = 1 + (-1)^n p^{2n} \quad (\text{II-4})$$

Les racines de ces polynômes sont:

$$\begin{cases} P_k = \exp[j(2k-1)\pi/2n] & \text{pour } n \text{ pair} \\ P_k = \exp[jk\pi/n] & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

On attribue à $P_n(p)$ les racines à parties réelles négatives.

b) Polynômes de Tchébycheff:

Les polynômes de Tchébycheff T_n d'ordre n [7] sont définis par :

$$\begin{aligned} T_n(x) &= \cos [n(\arccos x)] & |x| \leq 1 \\ T_n(x) &= \cosh [n(\arccos hx)] & |x| > 1 \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

d'où:

$$T_0(x) = 1$$

$$T_1(x) = x$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$

pour les autres polynômes, ils sont définis par la relation de récurrence suivante:

$$T_n(x) = 2xT_{n-1}(x) - T_{n-2}(x) \quad (\text{II-7})$$

Le polynôme d'approximation P_n [5] est :

$$(P_n(\omega))^2 = 1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega) \quad (II-8)$$

Pour $\omega \leq 1$ on a :

$$\frac{1}{1 + \varepsilon^2} \leq |S_{21}(j\omega)|^2 \leq 1$$

d'où :

$$0 \leq \alpha \leq 10 \log(1 + \varepsilon^2) \quad (II-9)$$

avec :

$$\alpha [dB] = -10 \log |S_{21}(j\omega)|^2 = -20 \log |S_{21}(j\omega)|$$

α : est l'affaiblissement exprimé en dB.

Dans la bande passante l'affaiblissement oscille entre zéro et valeur maximum (M) liée à ε par :

$$\varepsilon^2 = 10^{M/10} - 1 \quad (II-10)$$

Les racines de P_n [7] sont :

$$P_k = \sigma_k + j\omega_k$$

où :

$$\sigma_k = \sin(u_k) \sinh(v) \quad (II-11)$$

$$\omega_k = \cos(u_k) \cosh(v) \quad k=1, \dots, 2n$$

et

$$u_k = \pi (2k-1)/2n$$

$$v = (1/n) \operatorname{arcsinh}(1/\varepsilon)$$

3

*Etude des circuits
linéaires micro-ondes*

Introduction :

Dans ce chapitre, on va étudier les circuits micro-ondes pour avoir une transmission à large bande, on peut citer parmi ces circuits : les lignes quart-d'ondes, les diviseurs de puissance, les résistances atténuatrices, filtres passe bas avec paramètres localisés et distribués, filtres passe bande avec paramètres distribués, filtres coupe-bande, coupleur directif, ainsi que les circuits à bande étroite.

I- les lignes quart-d'onde :

les sections de lignes quart d'ondes constituant le circuit de la fig (III.1) ont la même longueur électrique égale à $\frac{\pi}{2}$ rad à la fréquence centrale. L'impédance caractéristique de chaque section peut être calculée à la base des équations de Collin [2], [7] pour quatre sections.

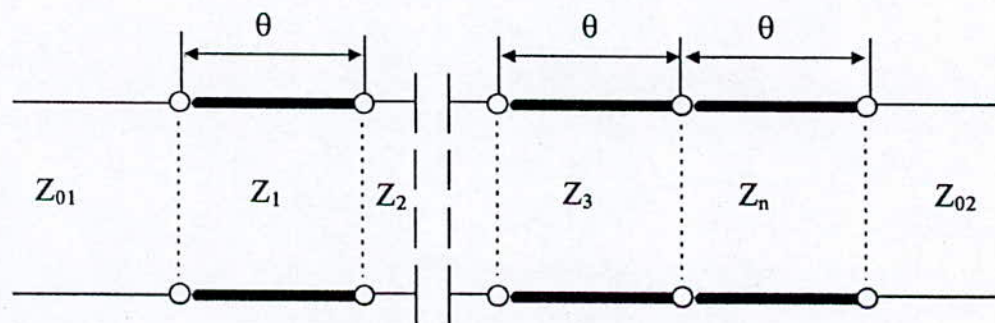


Fig. III.1- Circuit constitué de plusieurs sections quart d'onde.

L'impédance caractéristique Z_k de la $k^{\text{ème}}$ section est :

$$Z_k = Z_{k-1} V_k \quad \text{pour } k= 1, 2, 3, 4. \quad (\text{III. 1})$$

Z_{k-1} est l'impédance caractéristique de la $(k-1)^{\text{ème}}$ section.

Les valeurs des coefficients V_k sont calculées [7] par les équations suivantes :

a) Approximation par Butterworth [7] :

$$\text{Pour } n = 1, v_1 = \sqrt{R}, R = Z_{02}/Z_{01}$$

$$\text{Pour } n = 2, v_1 = \sqrt[4]{R} \quad v_2 = \sqrt{R}$$

$$\text{Pour } n = 3, v_1^2 + 2 v_1 \sqrt{R} - 2\sqrt{R} / v_1 - R / v_1^2 = 0 \quad (\text{III. 2})$$

$$v_2 = \sqrt{R} / v_1$$

$$v_3 = v_2$$

$$\text{Pour } n = 4, v_1 = A_1 \sqrt[8]{R}, v_2 = \sqrt[4]{R}, v_3 = v_2 / A_1^2, v_4 = v_2.$$

Avec A_1 est la racine positive de l'équation :

$$1/A_1^2 - A_1^2 - 2(\sqrt[4]{R} - 1)/(\sqrt[4]{R} + 1) = 0$$

b) Approximation par tchebycheff [7] :

on définit : $U_0 = \sin(\pi w / 4)$ où $w = 2 \frac{\Delta f}{f_0}$: est la largeur de bande.

$$\text{Pour } n = 2, v_1^2 = \sqrt{C^2 + R} + C, v_2 = R / v_1^2$$

$$\text{Tel que : } C = (R-1) U_0^2 / [2(2 - U_0^2)] \quad (\text{III. 3})$$

$$\text{Pour } n = 3, v_1^2 + 2 v_1 \sqrt{R} - 2\sqrt{R} / v_1 - R / v_1^2 = D$$

$$v_2 = \sqrt{R} / v_1, v_3 = v_2$$

$$\text{Tel que : } D = 3 U_0^2 (R-1) / (4 - 3 U_0^2)$$

$$\text{Pour } n = 4, v_1^2 - R(B + \sqrt{B^2 + A^2/R}) = 0, v_2 = 1/A$$

$$v_3 = A^2 R / v_1^2, v_4 = v_2.$$

Tel que :

$$A^2 = \frac{1-1/R}{2t_1 t_2} + \sqrt{\left(\frac{1-1/R}{2t_1 t_2}\right)^2 + \frac{1}{R}}$$

$$B = \frac{1}{2} \left(\frac{A}{A+1}\right)^2 \left[(t_1 + t_2) \left(A^2 - \frac{1}{RA^2}\right) - 2A + \frac{2}{RA} \right]$$

$$t_1 = 2\sqrt{2} / [U_0^2(\sqrt{2}+1)] - 1$$

$$t_2 = 2\sqrt{2} / [U_0^2(\sqrt{2}-1)] - 1$$

Pour définir le nombre de section n on utilise [7] l'inéquation :

$$n \geq \frac{\text{Log}|\Gamma_t(R+1)/(R-1)|}{\text{Log}|\cos[\pi(1-\omega/2)/2]|} \quad (\text{III. 4})$$

Pour l'approximation par Butterworth.

$$\Gamma_t = \frac{\text{TOS} - 1}{\text{TOS} + 1} \quad : \text{ Coefficient de réflexion.}$$

Pour l'approximation par Tchebycheff, le nombre n est évalué [7] partir de :

$$n \geq \frac{\text{COSH}^{-1}[(R-1)/[\Gamma_t(R+1)]]}{\text{COSH}^{-1}[1/\cos[\pi(1-\omega/2)/2]]} \quad (\text{III. 5})$$

II. Transformation R :

Dans ce cas la largeur de bande w change lorsqu'on change le degré n du polynôme, pour cela [7], [8] on utilise la fonction:

$$L(\theta) = 1 + h^2 \text{Tn}^2 [(\cos \theta + m)/t] \quad (\text{III. 6})$$

ou :

$$h = |\Gamma_t| \sqrt{1 - |\Gamma_t|^2} \quad : \text{ Coefficient d'atténuation.}$$

$$\Gamma_t = \frac{\text{Tos} - 1}{\text{Tos} + 1} \quad : \text{ Coefficient de réflexion.}$$

t : Coefficient, tq : $0 < t < 1$

m : paramètre qui définit le type de transformation.

Si $m=0$, on a des lignes quart d'onde, sinon on a la transformation R.

$T_n(x)$: polynôme de Tchebycheff du 1^{er} ordre de degré n .

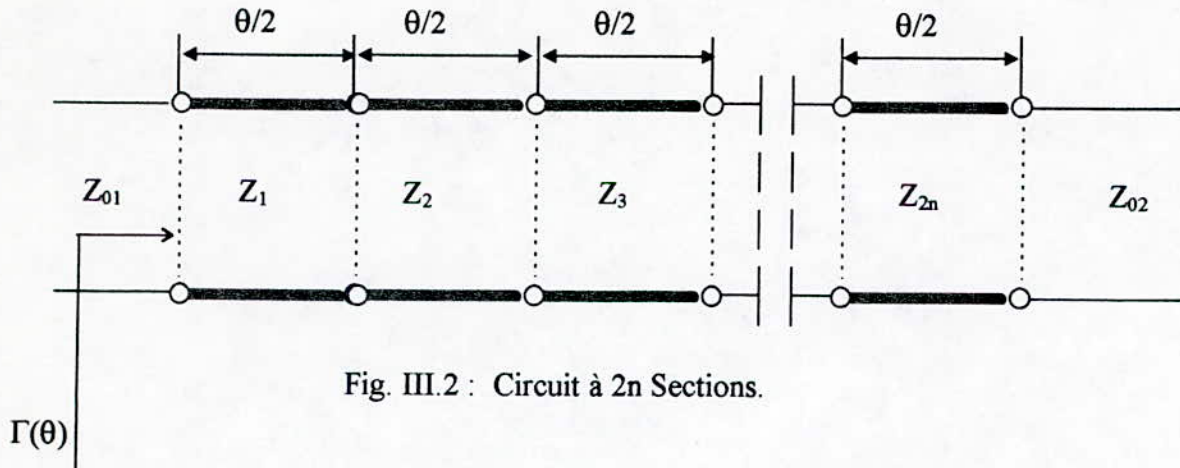
L'atténuation du circuit fig(III.2) s'écrit à la fréquence zéro [7]:

$$L_r = (R+1)^2 / 4R \quad (\text{III. 7})$$

où : $R = Z_{02} / Z_{01}$

En combinant (III.6) et (III.7) on trouve :

$$T_n [(1+m)/t] - (R-1) / (2h\sqrt{R}) = 0 \quad (\text{III.8})$$



La première bande fig (III.3) est déterminée [7] par les angles θ_1 et θ_2

tels que :

$$\cos \theta_1 + m = t$$

$$\cos \theta_2 + m = -t$$

où encore : $-1 \leq \frac{\cos \theta + m}{1 + m} x_n \leq 1$ (III.9)

avec $x_n = \frac{1 + m}{t}$

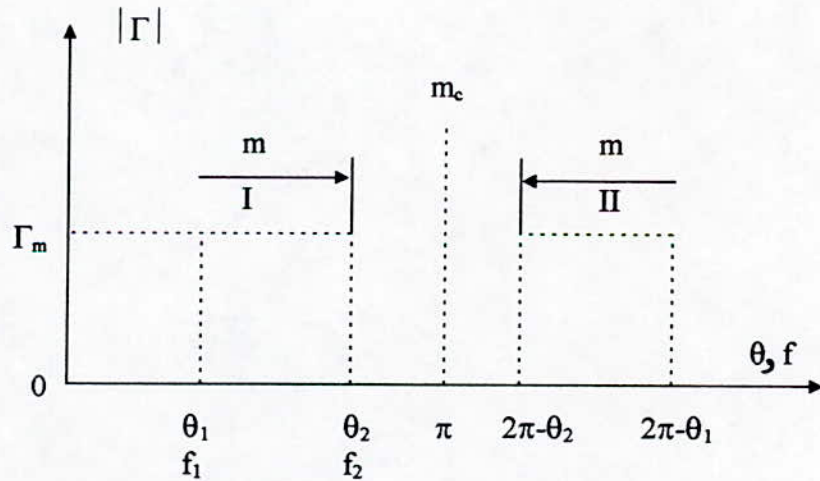


Fig (III.3) : Positions des bandes passantes de la transformation R

Pour $0 \leq \theta \leq 2\pi$, l'inégalité (III, 9) est vérifiée si :

$$\theta_1 \leq \theta \leq 2\pi - \theta_1 \quad \text{et} \quad 2\pi - \theta_2 \leq \theta \leq \theta_2 \quad (\text{III. 10})$$

Donc :

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \arccos [(1+m) / x_n - m] \\ \theta_2 &= \arccos [-(1+m) / x_n - m] \end{aligned} \quad (\text{III. 11})$$

La deuxième bande est déterminé par les angles $2\pi - \theta_2$ et $2\pi - \theta_1$.

Pour $m = m_c$: la limite supérieur de la première bande peut atteindre la limite inférieur de la bande II, on a donc : $\theta_2 = \pi$ et $\arccos[-(1+m_c) / x_n - m_c] = \pi$.

$$\text{D'où : } m_c = (x_n - 1) / (x_n + 1) \quad (\text{III. 12})$$

La largeur de la bande adjacente des deux bandes est déterminée par les angles θ_c et $2\pi - \theta_c$ tel que :

$$\theta_c = \arccos [(3 - X_n) / (1 + X_n)] \quad (\text{III. 13})$$

$$\text{On définit le rapport : } k = \theta_2 / \theta_1 = (2 + \omega) / (2 - \omega) \quad (\text{III. 14})$$

où

$$\omega = 2 \frac{\Delta f}{f_0} \quad \text{est la largeur de bande}$$

$$\text{avec } f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad \text{fréquence centrale}$$

En combinant les équations (III. 10) et (III. 14) on obtient :

$$k \arccos[(1+m)/x_n - m] - \arccos[-(1+m)/x_n - m] = 0 \quad (\text{III. 15})$$

Cette équation est résolue pour $-1 < m \leq m_c$ et $1 < k \leq \pi / \theta_c$. La longueur électrique [7] de ces sections est :

$$\theta(f_0) / 2 = \arccos (t - m) / (2 - \omega) \quad (\text{III. 16})$$

III- Le coupleur Directif

III.1- Introduction :

Dans les systèmes microondes , il est souvent nécessaire d'évaluer la puissance transportée par une ligne de transmission. 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 en forme d'anneau :

Il a quatre accès comme l'indique la Fig (III.4) ou Z_1 et Z_2 sont les impédances caractéristiques et Z_0 l'impédance terminale, il est en forme d'anneau, les paramètres S_{ij} de ce coupleur obtenus pour des modes pair et impair [7] sont :

$$\begin{cases} S_{11} = S_{22} = (S_{11}^+ + S_{11}^-) / 2 \\ S_{33} = S_{44} = (S_{22}^+ + S_{22}^-) / 2 \\ S_{12} = S_{21} = (S_{11}^+ - S_{11}^-) / 2 \\ S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = (S_{12}^+ + S_{12}^-) / 2 \\ S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = (S_{12}^+ - S_{12}^-) / 2 \end{cases} \quad (III. 17)$$

où les S_{ij}^- et S_{ij}^+ sont les paramètres en mode impair et pair.

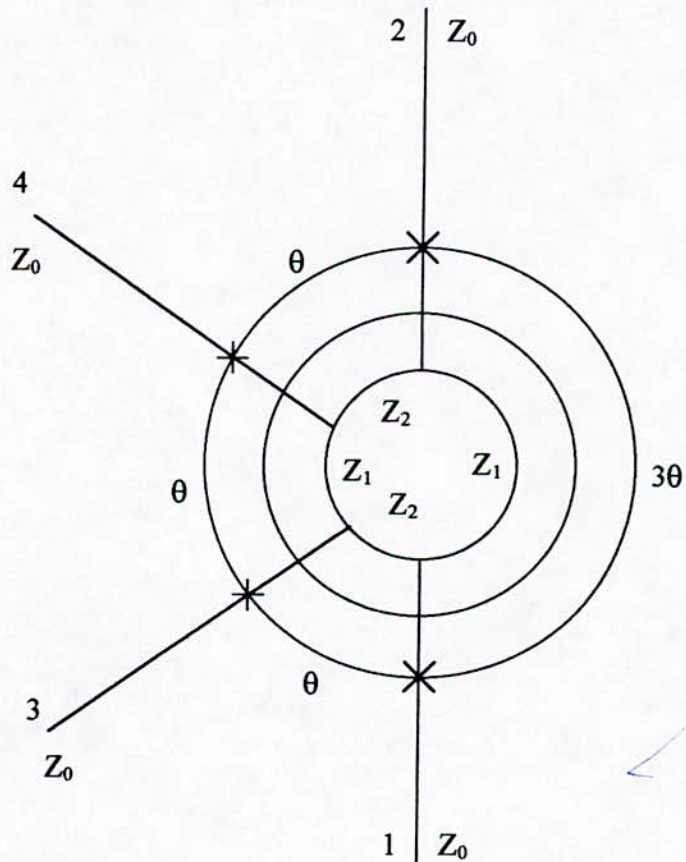


Fig. (III. 4): Coupleur directif en forme d'anneau

Avec

$$S_{11}^+ = (1 - A - B - jD) / [1 + A + B + j(C + E)]$$

$$S_{11}^- = (1 - A' + B' + jD') / [1 + A' - B' - j(C' - E)]$$

$$S_{22}^+ = (1 - A - B + jD) / [1 + A + B + j(C + E)]$$

$$S_{22}^- = (1 - A' + B' - jD') / [1 + A' - B' - j(C' - E)]$$

$$S_{12}^+ = -2jY_2 / \{\sin(\theta) [1 + A + B + j(C + E)]\}$$

$$S_{12}^- = -2jY_2 / \{\sin(\theta) [1 + A' - B' - j(C' - E)]\}$$

$$A = Y_2^2 - Y_1^2 \tan(k\theta/2) \tan(\theta/2)$$

$$A' = Y_2^2 - Y_1^2 \cot(k\theta/2) \cot(\theta/2)$$

$$B = Y_1 Y_2 \cot(\theta) [\tan(k\theta/2) + \tan(\theta/2)]$$

$$B' = Y_1 Y_2 \cot(\theta) [\cot(k\theta/2) + \cot(\theta/2)]$$

$$C = Y_1 [\tan(k\theta/2) + \tan(\theta/2)]$$

$$C' = Y_1 [\cot(k\theta/2) + \cot(\theta/2)]$$

$$D = Y_1 [\tan(k\theta/2) - \tan(\theta/2)]$$

$$D' = Y_1 [\cot(k\theta/2) - \cot(\theta/2)]$$

$$E = -2Y_2 \cot(\theta)$$

$k = 3$ (les quatre accès occupent le demi anneau)

$$Y_1 = Z_0 / Z_1 \text{ et } Y_2 = Z_0 / Z_2$$

θ : la longueur électrique en [Rad].

A la fréquence centrale f_0 ($\theta = \frac{\pi}{2}$ rad), ces paramètres se simplifient à :

$$\begin{cases} S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = (1 - Y_1^2 - Y_2^2) / V \\ S_{12} = S_{21} = -S_{34} = -S_{43} = j2Y_1 / V \\ S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = -j2Y_2 / V \\ S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = 0 \end{cases} \quad (III.18)$$

$$\text{où } V = 1 + Y_1^2 + Y_2^2$$

Des résultats (III. 18), on remarque que les quartes accès sont couplés si ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$), donc :

$$Y_1^2 + Y_2^2 = 1 \quad (III.19)$$

De (III. 18) et (III. 19), et si le coupleur est alimenté par l'accès 4, la puissance d'entrée est divisée entre les accès 2 et 3 et l'accès 1 est isolé, le retard de phase du signal à ces accès est égale à zéro.

Le facteur de couplage entre les accès 3 et 4 à $\theta = \frac{\pi}{2}$ rad est :

$$C_{34}[dB] = 20 \log(1/|S_{34}|) = 10 \log(1/Y_1^2) \quad (III.20)$$

Le facteur d'isolation I et le taux d'onde stationnaire TOS sont calculés à partir de l'équation (III.17) par:

$$\begin{aligned} I(\theta) &= 20 \log(1/|S_{14}(\theta)|) \text{ en } [dB] \\ TOS(\theta) &= [1 + |S_{44}(\theta)|] / [1 - |S_{44}|] \end{aligned} \quad (III.21)$$

Et le facteur de couplage entre les accès 1 et 3 est :

$$C_{31}(\theta) = 20 \log(1/|S_{31}(\theta)|) \text{ en } [dB] \quad (III.22)$$

De même, des équations (III.18) et (III.19) à $\theta = \frac{\pi}{2}$ rad $C_{31}(\theta)$ devient:

$$C_{31}(\theta) = 10 \log(1/Y_2^2), [dB] \quad (III.23)$$

Dans ce cas, le TOS et I à l'entrée sont:

$$\begin{aligned} TOS(\theta) &= [1 + |S_{11}(\theta)|] / [1 - |S_{11}(\theta)|] \\ I(\theta) &= 20 \log(1/|S_{41}(\theta)|) \text{ en } [dB] \end{aligned} \quad (III.24)$$

Pour $k=1$ (équation (III.17)), ce coupleur aura les mêmes caractéristiques que le coupleur à deux branches couplées fig (III.5).

III.3 Coupleur directif à deux branches couplées :

Les paramètres S_{ij} du coupleur de la fig (III.5) sont dérivés de la relation (III. 17).

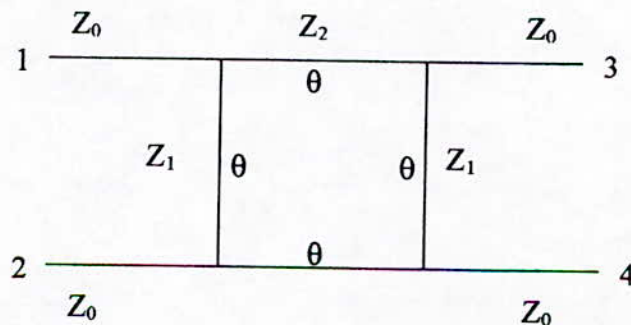


Fig III.5 : Coupleur directif à deux branches couplées

A $\theta = \frac{\pi}{2}$ [rad], ces paramètres [7] sont :

$$\begin{cases} S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = (1 - Y_1^2 + Y_2^2)(1 + Y_1^2 - Y_2^2) / W \\ S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = -2jY_1(1 + Y_1^2 - Y_2^2) / W \\ S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = -2jY_2(1 + Y_2^2 - Y_1^2) / W \\ S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = -4Y_1Y_2 / W \end{cases} \quad (III.25)$$

où $W = (1 + Y_2^2 - Y_1^2)^2 + 4Y_1^2$

De cette dernière relation (III. 25), la condition pour que :

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \text{ est :} \\ Y_2^2 - Y_1^2 = 1 \end{aligned} \quad (III.26)$$

Et si (III. 26) est vérifiée, l'équation (III. 25) devient :

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \\ S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0 \\ S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = -j/Y_2 \\ S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = -Y_1/Y_2 \end{aligned} \quad (III.27)$$

La puissance délivrée à l'accès 1 est divisée entre les sorties des accès 3 et 4, et la phase du signal de sortie est retardée de $\frac{\pi}{2}$ [rad].

Les facteurs de couplage $C_{41}(\theta)$ et d'isolation $I(\theta)$, et le TOS(θ) sont définis par :

$$\begin{aligned} C_{41}(\theta) &= 20 \log[1/|S_{41}(\theta)|] \quad \text{en [dB]} \\ I(\theta) &= 20 \log[1/|S_{21}(\theta)|] \quad \text{en [dB]} \\ TOS(\theta) &= [1 + |S_{11}(\theta)|] / [1 - |S_{11}(\theta)|] \end{aligned}$$

tel que : $S_{11}(\theta)$, $S_{21}(\theta)$ et $S_{41}(\theta)$ sont calculés à partir de la relation (III. 17) en posant $k=1$ et $Y_2^2 - Y_1^2 = 1$.

Pour $\theta = \frac{\pi}{2}$, $C_{41}(\theta = \frac{\pi}{2})$ a une valeur nominale égale à :

$$C_{41}(\text{à } \theta = \frac{\pi}{2}) = 10 \log[(1 + Y_1^2) / Y_1^2] \quad \text{en [dB]} \quad (III. 29)$$

III. 4- Coupleur directif à couplage parallèle :

Les performances fréquentielles de ce type de coupleur fig. (III.6) résultent directement [4], [7] de la matrice [S] suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III. 30)}$$

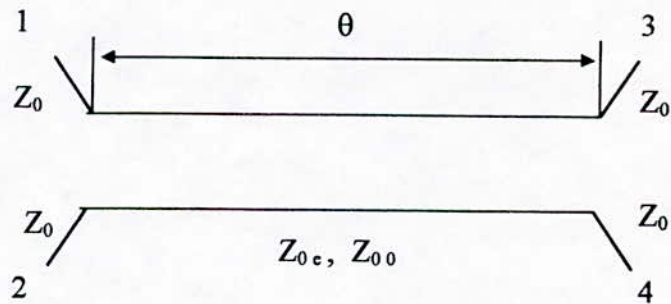


Fig. (III .6) : Coupleur directif à couplage parallèle.

tel que :

$$S_{12} = \frac{jk \sin\theta}{\sqrt{1 - k^2} \cos(\theta) + j \sin(\theta)}$$

$$S_{13} = \frac{\sqrt{1 - k^2}}{\sqrt{1 - k^2} \cos(\theta) + j \sin(\theta)}$$

$$k = (Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o})$$

Z_{0e} : est l'impédance caractéristique pour le mode pair.

Z_{0o} : est l'impédance caractéristique pour le mode impair.

De la matrice [S], le facteur de couplage $C_{21}(\theta)$ est :

$$C_{21}(\theta) = 10 \log \left[\frac{1 + (1 - k^2) \cot^2(\theta)}{k^2} \right] \text{ en [dB]} \quad \text{(III. 31)}$$

A $f = f_0$ c'est-à-dire $\theta = \frac{\pi}{2}$ [rad], C_{21} devient égale à :

$$C_{21} = 10 \log (1/k^2) \text{ en [dB]} \quad \text{(III. 32)}$$

La conception de ce coupleur est très simple [7], elle consiste à évaluer les impédances caractéristiques Z_{0e} et Z_{0o} en utilisant les formules suivantes :

$$\begin{aligned} Z_{oe} &= Z_0 \sqrt{(1+k)/(1-k)} \\ Z_{oo} &= Z_0 \sqrt{(1-k)/(1+k)} \end{aligned} \quad (\text{III. 33})$$

Z_0 : est l'impédance terminale réelle.

k : est le coefficient de couplage obtenu de (III. 32)

La longueur électrique θ de ce coupleur est aussi égale à $\frac{\pi}{2}$ [rad] à la fréquence centrale, qui est très utilisé dans les applications à large bande.

III.5- Coupleur directif passe haut asymétrique :

Le coupleur présenté à la fig. (III. 7) est constitué de deux lignes de transmission non uniformément couplées, il est défini par les impédances caractéristiques Z_{oe} et Z_{oo} des deux modes pair et impair respectivement, et qui de même sont fonctions de l'abscisse de la ligne, il en est du facteur de couplage $k(x)$ puisqu'il [7] s'écrit :

$$K(x) = [Z_{oe}(x) - Z_{oo}(x)] / [Z_{oe}(x) + Z_{oo}(x)] \quad (\text{III. 34})$$

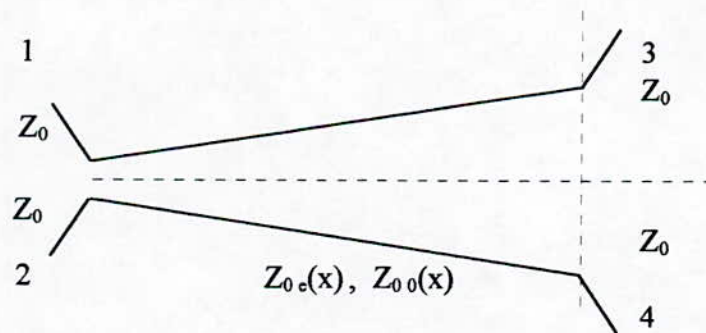


Fig. (III. 7) : Coupleur directif passe haut asymétrique.

Les quatre accès de ce coupleur sont terminés par l'impédance Z_0 , et qui doit vérifier [7] la relation :

$$Z_{oe}(x) \cdot Z_{oo}(x) = Z_0^2 \quad (III. 35)$$

La conception de ce type de coupleurs consiste en la détermination des impédances Z_{oe} et Z_{oo} en fonction de x .

IV- Les diviseurs de puissance :

Comme l'indique le nom, ces circuits sont utilisés pour diviser les puissances ou les combiner.

La fig. (III. 8) représente le schéma électrique d'un diviseur de puissance à une section hybride, similairement la fig. (III. 9) représente un diviseur multisections.

Les réponses fréquentielles $TOS(\theta)$ et $I(\theta)$ sont calculées [7] par les formules suivantes:

$$TOS(\theta) = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = \frac{\sqrt{8t^2 + 9} + 1}{\sqrt{8t^2 + 9} - 1} \quad (III.36)$$

$$I(\theta) = 20 \log \left| \frac{1}{S_{23}} \right| = 10 \log \left[\frac{64t^4 + 80t^2 + 9}{4(2t^2 + 1)} \right] \text{ en [dB]}$$

où :

$$t = tg(\theta).$$

θ : est la longueur électrique des sections.

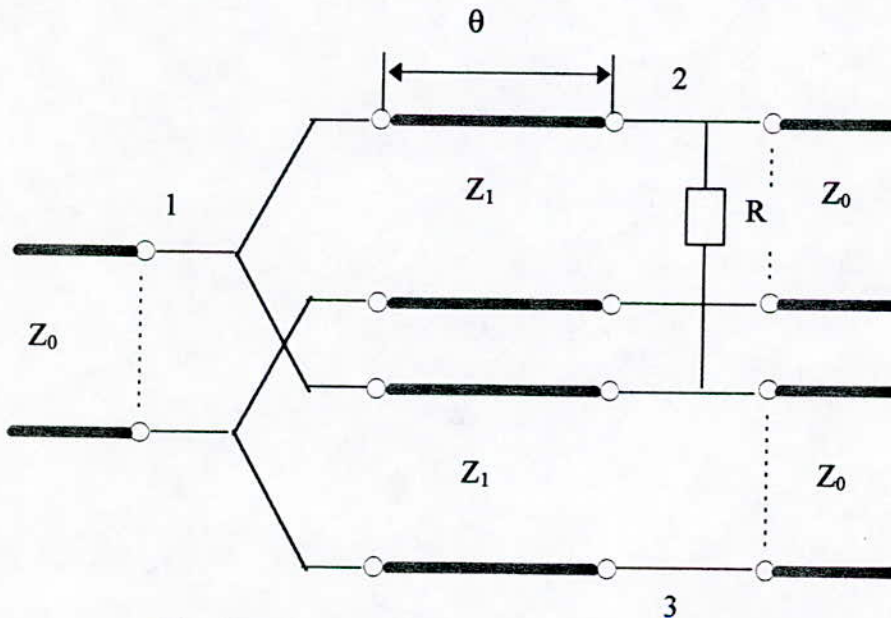


Fig. (III. 8) : Diviseur de puissance à une section hybride.

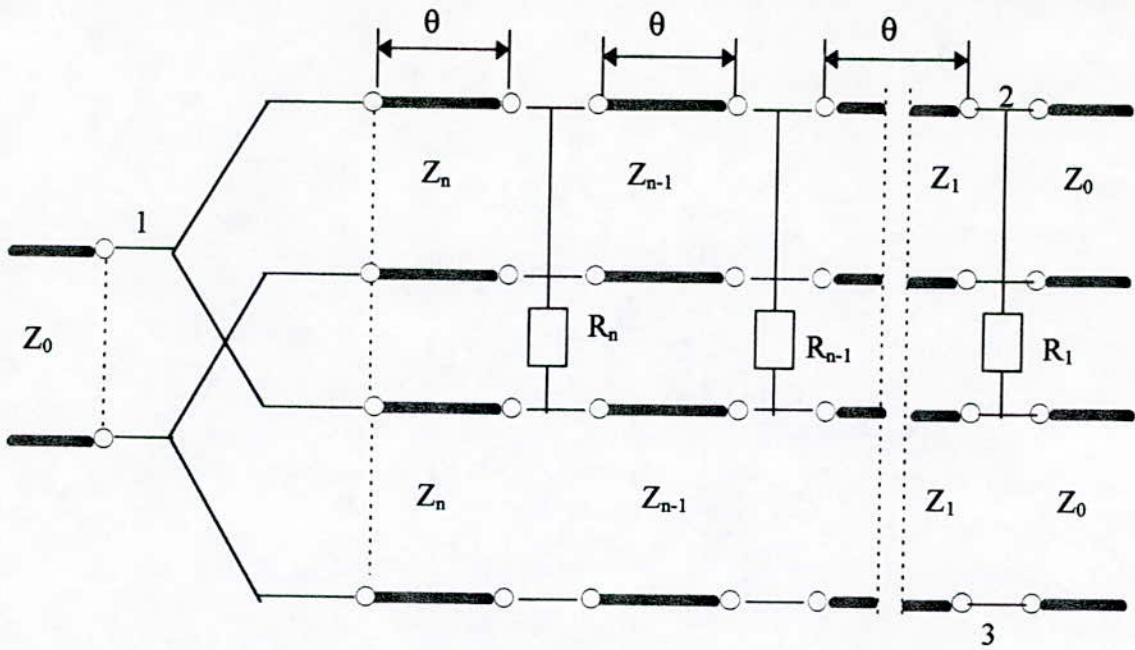


Fig. (III. 9) : Diviseur de puissance à sections multiples.

Pour le diviseur de la fig(III. 8) on a : $Z_1 = \sqrt{2} Z_0$, $R = 2 Z_0$ et $\theta(f_0) = \frac{\pi}{2}$ [rad].

Par contre pour le coupleur de la fig (III. 9), le nombre de sections n est limité à 4, les impédances caractéristiques $Z_i = z_i Z_0$ ($i= 1, 2, \dots, n$) pour chaque section ainsi que les résistances d'interconnexion $R_i = r_i Z_0$ ($i = 1, 2, \dots, n$) [7] Sont calculées à la base des valeurs de z_i et r_i données dans le tableau (III. 1).

N	2	2	3	3	4
W	0.400	0.666	0.666	1.000	1.200
TOS _{max}	1.036	1.106	1.029	1.105	1.100
I _{max} , dB	36.6	27.3	38.7	27.9	26.8
z ₁	1.1998	1.2197	1.1124	1.1497	1.1157
z ₂	1.6670	1.6398	1.4142	1.4142	1.2957
z ₃	-	-	1.7979	1.7396	1.5435
z ₄	-	-	-	-	1.7926
r ₁	5.3163	4.8204	10.0000	8.0000	9.6432
r ₂	1.8643	1.9602	3.7460	4.2292	5.8326
r ₃	-	-	1.9048	2.1436	3.4524
r ₄	-	-	-	-	2.0633

Tableau (III. 1) : paramètres limites pour la synthèse des diviseurs de puissance.

V- Les filtres

V.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 la réalise.

Un filtre est un système que l'on peut caractériser par sa fonction de transfert, sa bande passante etc...

V.2- Filtre passe bas

Ce filtre est caractérisé par sa courbe d'atténuation fig(III. 10) et par son schéma électrique à éléments semi-localisés fig(III. 11).

Par transformation de fréquences, on peut ramener l'étude d'un filtre quelconque à celle de ce filtre.

La première étape pour la conception de ce filtre est d'évaluer le nombre minimum n de réactances du filtre passe-bas prototype [7] , [11] par la relation :

$$h \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{(L_a/10)} - 1)/(10^{(L_r/10)} - 1)}}{\cosh^{-1}(f_a/f_1)} \quad (\text{III. 37})$$

où :

L_a : est l'atténuation à la bande en [dB]

L_r : est l'atténuation désirée en dehors de la bande en [dB]

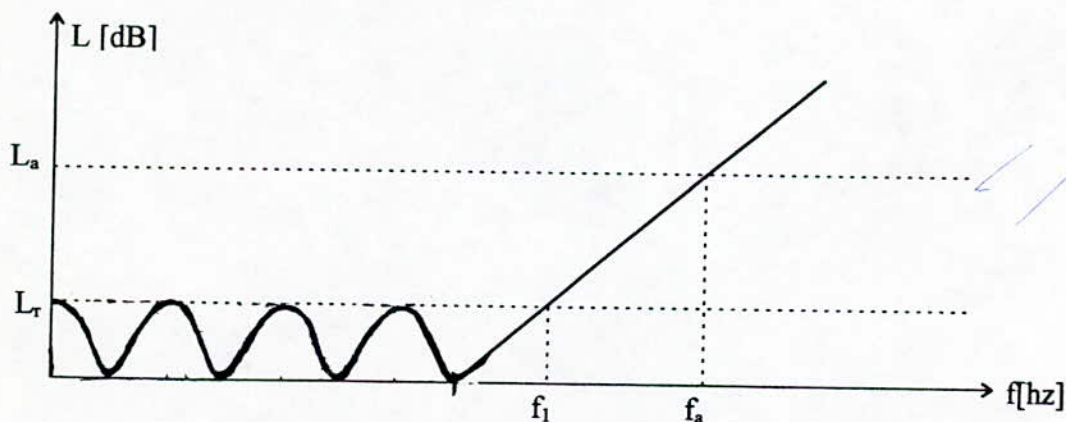


fig (III. 10) : courbe d'atténuation du filtre passe bas de Tchebycheff.

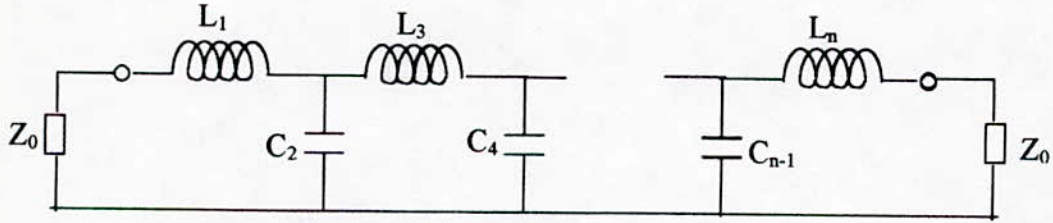


Fig (III. 11) : filtre passe bas à éléments localisés

Ensuite on doit calculer [6] les inductances et les capacités à l'aide des relations suivantes :

$$L_i = Z_0 g_i / \omega_1 \quad i = 1, 3, 5, \dots, n \quad (III. 38)$$

$$C_j = g_j / (Z_0 \omega_1) \quad j = 2, 4, 6, \dots, n-1$$

où :

Z_0 est l'impédance terminale.

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

et g_1, g_2, \dots, g_n : sont les éléments du filtre de Tchebycheff prototype, donnés [6] , [7] par :

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = 2 a_1 / Y$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (III. 39)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{pour } n \text{ impair} \\ \coth^2(x/4) & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases}$$

où :

$$\lambda = Ln[\coth(L_r/17.37)]$$

$$y = \sinh[x/(2n)]$$

$$a_k = \sin[\pi(2k-1)/(2n)]$$

$$b_k = y^2 + \sin^2[k\pi/n]$$

V.3- Filtre passe bande :

Ce type de filtres est largement utilisé en micro-ondes, spécialement les filtres à couplage parallèle fig(III. 12), la largeur de la bande est de 15% au plus .

Pour des largeurs de bande un peu plus grandes on utilise [6] le filtre de la fig(III.13).

En pratique, le filtre passe bande de Tchébycheff est très utilisé dont sa courbe d'atténuation est celle de la fig(III. 14).

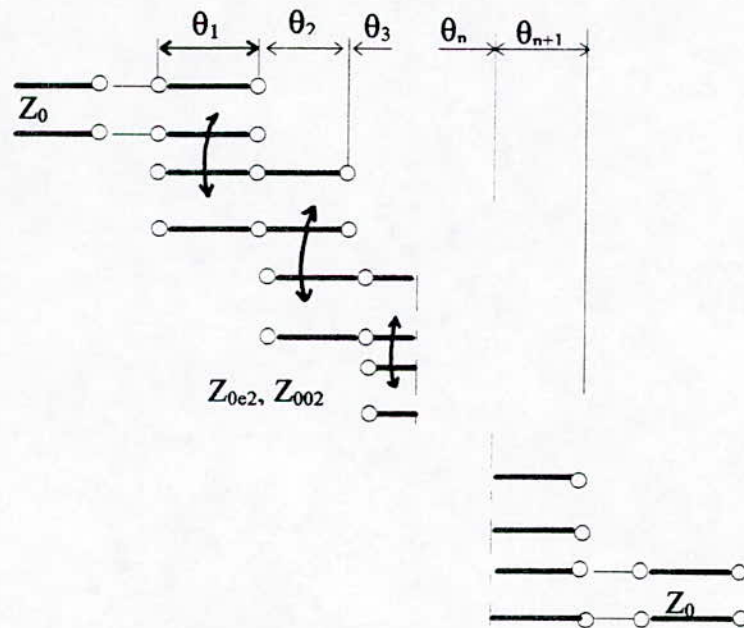
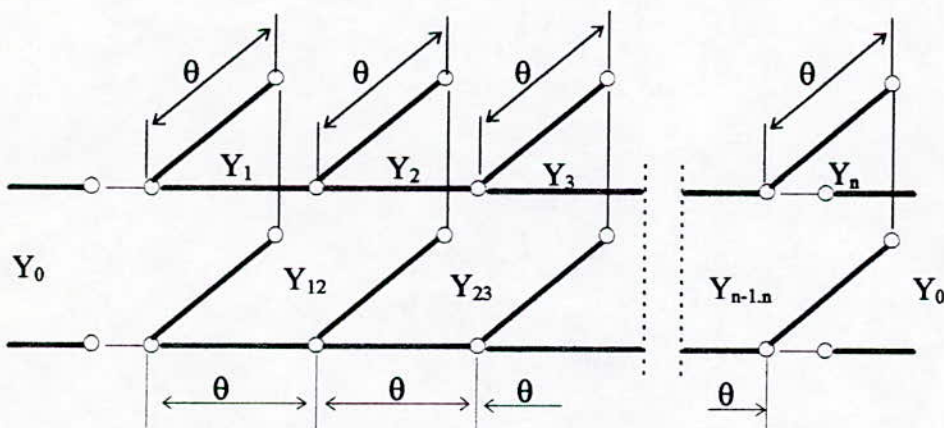
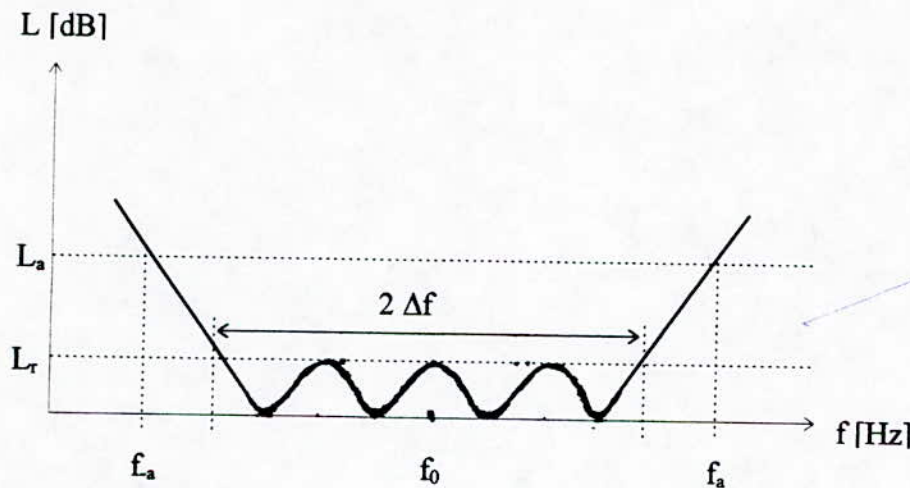


Fig (III. 12) : filtre passe bande à couplage parallèle



fig(III. 13) : filtre passe bande en micro-ondes



fig(III. 14) : courbe d'atténuation d'un filtre passe bande de Tchebycheff

Pour concevoir ce filtre, on calcule au début le nombre n minimum des éléments réactifs [7] constituant ce filtre par :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{(L_a/10)} - 1)/(10^{(L_r/10)} - 1)}}{\cosh^{-1}(C_1/C_2)} \tag{III. 40}$$

où: $C_1 = \sin(\pi\omega_a/4)$, $C_2 = \sin(\pi\omega/4)$
 $\omega_a = 2(f_a - f_0)/f_0$

et puis on calcule les éléments g_k ($k = 0, 1, \dots, n+1$) du filtre passe pas prototype (III. 39).

Les impédances de chaque section pour le mode pair et impair [7] du filtre de la fig.(III. 12) sont reliées à g_k par :

$$Z_{0ei,i+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J_{i,i+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (III. 41)$$

$$Z_{0oi,i+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J_{i,i+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right)^2 \right]$$

où: $i = 1, 2, \dots, n$

$$Y_0 = 1/Z_0$$

$$J_{0,1} = Y_0 \sqrt{\frac{\pi\omega}{2g_0g_1}}$$

$$J_{i,i+1} = \frac{Y_0 \pi\omega}{2} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, n-1$$

$$J_{n,n+1} = Y_0 \sqrt{\frac{\pi\omega}{2g_n g_{n+1}}}$$

$$\omega = \frac{2\Delta f}{f_0}$$

Pour le deuxième type de filtre fig. (III. 13), à la fréquence centrale [7] les admittances caractéristiques Y_i des stubs et $Y_{i,i+1}$ des sections de connections sont calculées par :

$$Y_1 = Y_0 \left[N_{1,2} - \frac{I_{1,2}}{Y_0} \right]$$

$$Y_i = Y_0 \left[N_{i-1,i} + N_{i,i+1} - \frac{I_{i-1,i}}{Y_0} - \frac{I_{i,i+1}}{Y_0} \right] \quad (III. 42)$$

$i = 2, 3, \dots, n-1$

et

$$Y_n = Y_0 [g_n g_{n+1} - g_0 g_1] \tan(\theta_1) + Y_0 \left[N_{n-1,n} - \frac{I_{n-1,n}}{Y_0} \right]$$

$$Y_{i,i+1} = Y_0 \left(\frac{I_{i,i+1}}{Y_0} \right) \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, n-1$$

$$\frac{I_{1,2}}{Y_0} = g_0 \sqrt{\frac{Ca}{g_2}}$$

$$\frac{I_{k,k+1}}{Y_0} = \frac{g_0 Ca}{\sqrt{g_k g_{k+1}}} \quad \text{pour } k = 2, 3, \dots, n-1$$

$$\frac{I_{n-1,n}}{Y_0} = g_0 \frac{Ca g_{n+1}}{\sqrt{g_0 g_{n-1}}}$$

$$N_{k,k+1} = \sqrt{\left(\frac{I_{k,k+1}}{Y_0} \right)^2 + \left(\frac{g_0 Ca \tan(\theta_1)}{2} \right)^2}$$

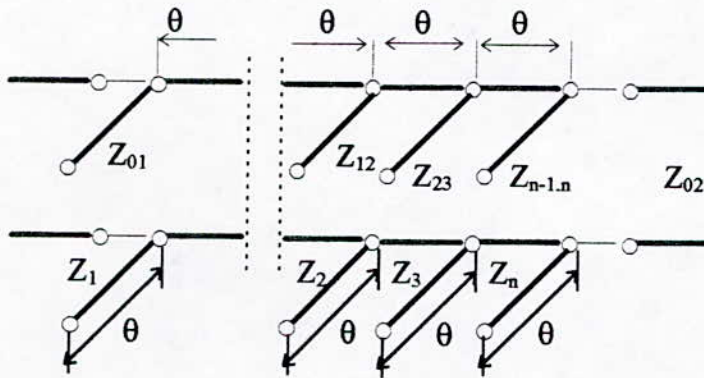
$$\theta_l = \pi (2-\alpha) / 4$$

$$Ca = 2g_l$$

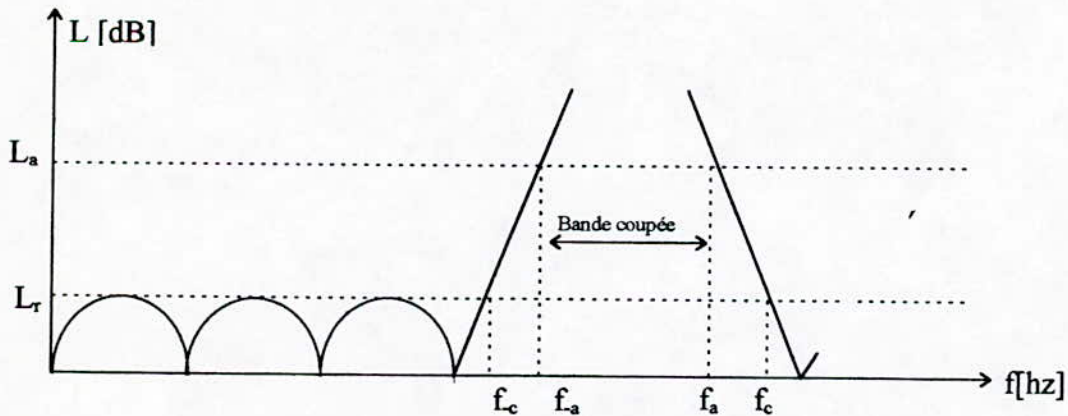
Les longueurs des stubs court-circuités, et des sections de connection sont égales à $\lambda_0/4$, où λ_0 est la longueur d'onde dans le milieu de propagation à la fréquence f_0 [7].

V.4- Filtre coupe bande :

Le filtre coupe bande fig(III. 15) est constitué de tronçons de lignes, les uns en cascade les autres en parallèle, de courbe d'atténuation fig(III. 16)



fig(III. 15) : filtre coupe bande en micro-onde.



Fig(III. 16) : courbe d'atténuation d'un filtre coupe bande.

Les fréquences f_{-c} et f_c illustrées par la fig(III. 16) donnant respectivement les limites inférieure et supérieure de la bande coupée à l'atténuation L_r . Similairement, les fréquences f_{-a} et f_a fixent la longueur de la bande à l'atténuation L_a .

En général, le filtre de degré n est composé de $(2n-1)$ segments de même longueur θ

$$(\theta = \pi/2 \text{ [rad] à } f = f_0)$$

Pour concevoir ce filtre, il faut évaluer d'abord la valeur du nombre n [3], [7] en utilisant :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{L_a/10} - 1)/(10^{L_r/10} - 1)}}{\cosh^{-1}(C_1/C_2)} \quad (III. 43)$$

où :

$$f_0 = (f_{-c} + f_c)/2$$

$$C_1 = \tan[\pi f_{-a}/(2f_0)]$$

$$C_2 = \tan[\pi f_{-c}/(2f_0)]$$

et puis, on calcule les impédances caractéristiques Z_i ($i = 1, 2, \dots, n$) des stubes ouverts et les impédances $Z_{j-1,j}$ ($j = 2, 3, \dots, n$) des sections de connection [7] par les formules :

* pour $n = 1$

$$Z_1 = Z_{01}/(dg_0g_1)$$

$$Z_{02} = Z_{01}g_2/g_0$$

(III. 44)

* pour $n = 2$

$$Z_1 = Z_{01}[1 + 1/(dg_0g_1)]$$

$$Z_2 = Z_{01}g_0/(dg_2)$$

$$Z_{02} = Z_{01}g_0g_3$$

$$Z_{12} = Z_{01}(1 + dg_0g_1)$$

(III. 45)

* pour $n = 3$

les impédances Z_1, Z_2, Z_{12} sont calculées en utilisant (III. 45) et on obtient :

$$Z_3 = Z_{01}g_0 [1 + 1/(dg_3g_4)]/g_4$$

$$Z_{23} = Z_{01}g_0 (1 + dg_3g_4)/g_4$$

$$Z_{02} = Z_{01}g_0/g_4$$

(III. 46)

* pour $n = 4$

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= Z_{01} [2 + 1/(dg_0g_1)] \\
 Z_{12} &= Z_{01} (1 + 2dg_0g_1)/(1 + dg_0g_1) \\
 Z_2 &= Z_{01} / (1 + dg_0g_1) + Z_{01}g_0 / [dg_2(1 + dg_0g_1)^2] \\
 Z_{23} &= Z_{01} [dg_2 + g_0 / (1 + dg_0g_1)] / g_0 \\
 Z_3 &= Z_{01} / (dg_0g_1) \\
 Z_{34} &= Z_{01} (1 + dg_5g_4)/(g_0g_5) \\
 Z_4 &= Z_{01} [1 + 1/(dg_4g_5)] / (g_0g_5) \\
 Z_{02} &= Z_{01} / (g_0g_5)
 \end{aligned}
 \tag{III. 47}$$

* pour $n = 5$

Les impédances Z_1, Z_2, Z_3, Z_{12} et Z_{23} sont calculées par (III. 47), et :

$$\begin{aligned}
 Z_4 &= Z_{01} / [g_0(1 + dg_5g_6)] + Z_{01}g_6 / [dg_0g_4(1 + g_4g_5)^2] \\
 Z_{34} &= Z_{01} [dg_4 + g_6 / (1 + dg_5g_6)] / g_0 \\
 Z_5 &= Z_{01}g_6 [2 + 1/(dg_6g_5)] / g_0 \\
 Z_{45} &= Z_{01}g_6 [1 + 2(dg_6g_5)] / [g_0(1 + dg_5g_6)] \\
 Z_{02} &= Z_{01}g_6 / g_0 \\
 \text{tel que : } d &= \cot[\pi f_c / (2f_0)]
 \end{aligned}
 \tag{III. 48}$$

et g_0, g_1, \dots, g_{n+1} sont les éléments du filtre passe bas prototype définis précédemment.

VI- Les résistances atténuatrices :

Elles sont utilisées pour réduire la puissance, et le gain de l'amplificateur. On distingue deux configurations possibles : Résistance en T , et en π fig(III. 17).

On définit l'atténuation de puissance L comme le rapport entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie en [dB].

L'atténuation minimale [7] est donnée par :

$$L_{\min}[\text{dB}] = 10 \log(\sqrt{r} + \sqrt{r-1})^2 \tag{III. 49}$$

$$\text{avec : } r = (Z_{02}/Z_{01})^{\pm 1} \geq 1$$

Quand la condition $L \geq L_{\min}$ est satisfaite, les résistances qu'on veut concevoir sont calculées en utilisant [7] les formules suivantes :

* pour la structure en T FIG (III. 17 .a)

$$\begin{aligned}
 R_3 &= 2\sqrt{N Z_{01} Z_{02}} / (N - 1) \\
 R_1 &= Z_{01} (N + 1) / (N - 1) - R_3 \\
 R_2 &= Z_{02} (N + 1) / (N - 1) - R_3 \\
 \text{avec: } N &= 10^{(L/10)}
 \end{aligned}
 \tag{III. 50}$$

L est l'atténuation désirée et exprimée en dB.

* pour la structure en π fig(III. 17.b)

$$\begin{aligned}
 R_a &= (N - 1)\sqrt{Z_{01} Z_{02}} / (2\sqrt{N}) \\
 R_b &= Z_{01} (N - 1)R_a / [(N + 1)R_a - Z_{01} (N - 1)] \\
 R_c &= Z_{02} (N - 1)R_a / [(N + 1)R_a - Z_{02} (N - 1)] \\
 \text{où: } N &= 10^{(L/10)}
 \end{aligned}
 \tag{III. 51}$$

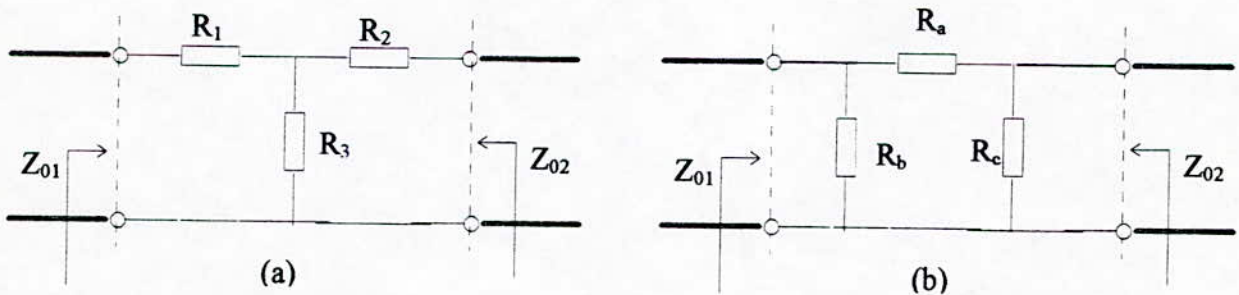


Fig. (III. 17) : Résistances atténuatrices : a/ structure en T,
b/ Structure en π .

De (III.50) et (III.51), si $L = L_{\min}$, les structures en T et π se réduisent à ma structure Γ fig.(III.18)

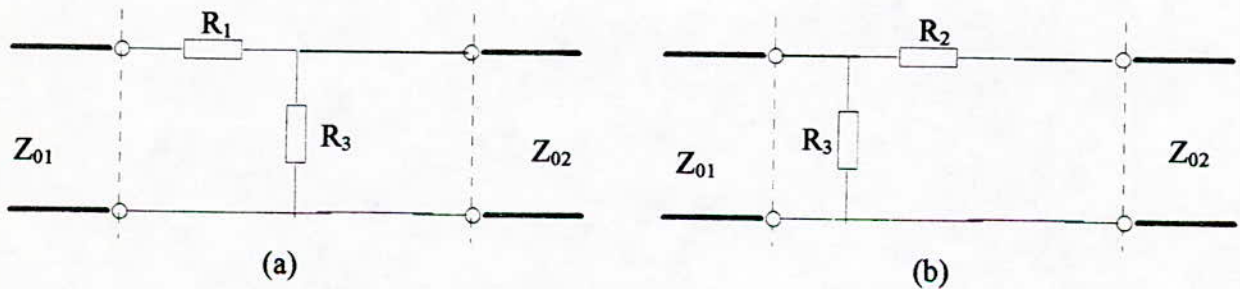


Fig. (III. 18) : Résistances atténuatrices : a/ Structure Γ pour $Z_{01} > Z_{02}$
b/ Structure Γ pour $Z_{01} < Z_{02}$

VII. Circuits à bande étroite avec paramètres localisés et distribués :

Ces circuits sont constitués par des inductances et des capacités pour transformer à la même fréquence l'impédance terminale à l'impédance désirée et plus particulièrement à l'adaptation.

On utilise soit des circuits à deux éléments localisés fig. (III.19), ou à trois éléments localisés (fig. III.20), ou bien des circuits à une ou deux sections de ligne fig. (III.21) et fig.(III.22).

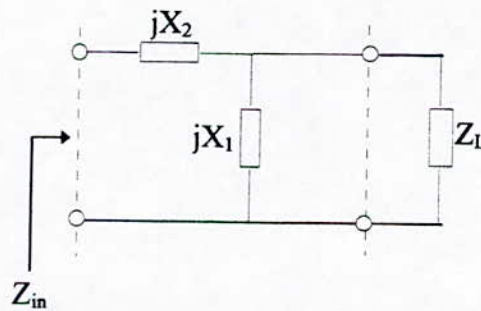


Fig. (III.19) Circuit à deux éléments localisés

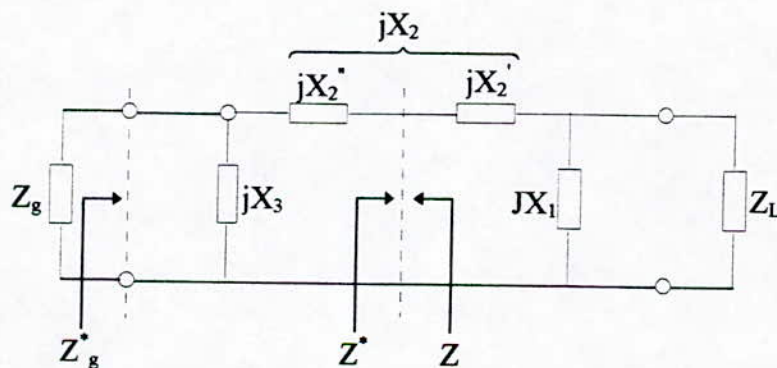


Fig. (III.20) Circuit à 3 éléments localisés

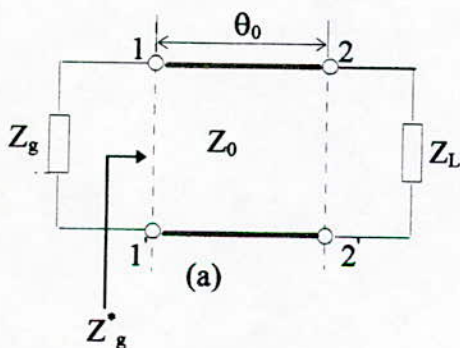


Fig. (III.21) : Une section de ligne

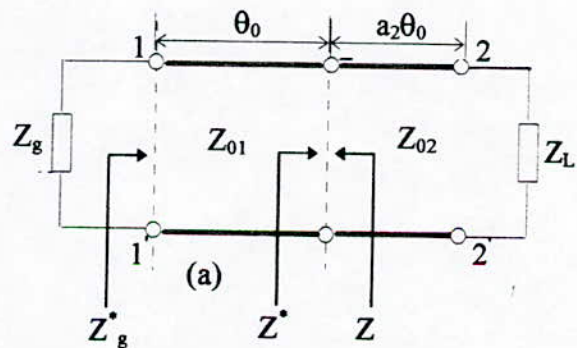


Fig. (III.22) : Deux sections de ligne

Pour un transfert maximum de puissance de la source vers la charge, l'impédance de charge de la fig. (III. 19) $Z_L=R_L+jX_L$ est transformés à l'impédance $Z_{in} = R_{in} + j X_{in}$ Par les impédances X_1 et X_2 [7] qui s'écrivent :

$$\begin{cases} X_1 = \frac{R_{in} X_L \pm \sqrt{R_{in}^2 X_L^2 + R_{in} (R_L - R_{in}) (R_L^2 + X_L^2)}}{R_L R_{in}} \\ X_2 = X_{in} - X_L \frac{R_L^2 + X_L (X_L + X_1)}{R_L^2 + (X_L + X_1)^2} \end{cases} \quad (III. 52)$$

Des résultats (III. 52), on remarque que la réactance X_1 peut prendre deux valeurs différentes, la première négative et la deuxième positive car on peut réaliser ce circuit par deux configurations LC et CL.

Ces formules sont également valables pour le circuit en π fig. (III. 20), car il est composé de deux circuits identiques à celui de la fig. (III. 19).

L'impédance intermédiaire Z doit être réelle et égale à R de sorte qu'elle soit inférieure à R_g et R_L afin d'avoir une bande étroite.

Les paramètres caractéristiques de la fig. (III. 21) sont données à l'adaptation [7] par :

$$\begin{cases} Z_0 = \sqrt{[R_L (R_g^2 + X_g^2) - R_g (R_L^2 + X_L^2)] / (R_g - R_L)} \\ \theta_0 = \arctg [Z_0 (R_L - R_g) / (X_g R_L - X_L R_g)] \end{cases} \quad (III. 53)$$

avec $Z_g = R_g + j X_g$ l'impédance de la source.

De (III. 53), la quantité $[R_L (R_g^2 + X_g^2) - R_g (R_L^2 + X_L^2)] / (R_g - R_L)$ doit être positive.

Pour cette raison on doit limiter l'impédance Z_0 entre deux valeurs extrêmes $Z_{0 \min}$ et $Z_{0 \max}$, et on a dans ce cas la condition suivante :

$$Z_{0 \min} \leq Z_0 \leq Z_{0 \max} \quad (III. 54)$$

* Si $Z_0 \geq Z_{0 \min}$ on a :

$$X_L^2 + (R_L - l_1)^2 \geq P_1^2 \quad \text{Pour } R_L \geq R_g \quad (\text{III. 55})$$

$$X_L^2 + (R_L - l_1)^2 \leq P_1^2 \quad \text{Pour } R_L \leq R_g$$

Avec:

$$l_1 = (X_g^2 + R_g^2 + Z_{0\min}^2) / (2R_g)$$

$$P_1 = \sqrt{l_1^2 - Z_{0\min}^2}$$

* Si $Z_0 \leq Z_{0\max}$ on a :

$$X_L^2 + (R_L - l'_1)^2 \leq P_1'^2 \quad \text{Pour } R_L \geq R_g \quad (\text{III. 56})$$

$$X_L^2 + (R_L - l'_1)^2 \geq P_1'^2 \quad \text{Pour } R_L \leq R_g$$

Avec:

$$l'_1 = (X_g^2 + R_g^2 + Z_{0\max}^2) / (2R_g)$$

$$P_1' = \sqrt{l_1'^2 - Z_{0\max}^2}$$

Pour la Fig. (III. 22), on utilise les relations précédentes en tenant compte que les impédances $Z = R + jX$ et $Z^* = R - jX$ Sont dans la zone A_c fig. (III. 23).

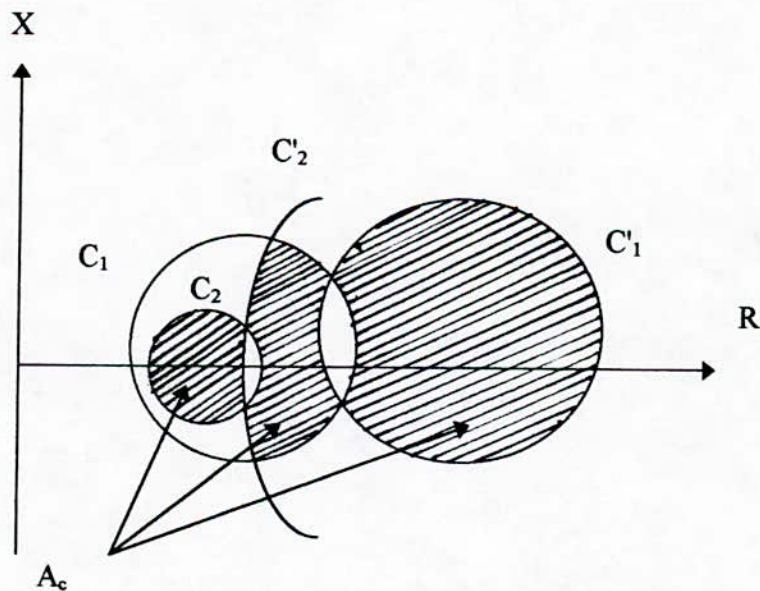


Fig. III. 23: Zone d'impédances Z et Z^* pour la conception du circuit fig (III. 22)

En général, cette zone est l'intersection des cercles des impédances Z_g et Z_L , l'expérience confirme [7] que ce circuit est facile à analyser si les impédances Z_{01} et Z_{02} prennent des valeurs extrêmes (tel que : $Z_{0 \min}$ et $Z_{0 \max}$), donc les valeurs optimums des impédances Z et Z^* peuvent être évaluées analytiquement par les relations (III. 55) et (III. 56).

4

~~Etude des lignes~~
Etude des lignes
microurbains

Introduction sur la théorie des lignes microrubans :

En hyperfréquences, les lignes sont utilisées d'une part comme support de transmission et d'autre part comme éléments de circuits. Le mode de propagation à travers ces lignes est du types quasi TEM [7].

Dans ce chapitre, on s'intéressera à la synthèse de la ligne microruban et des lignes microrubans couplées.

I- Synthèse des lignes microrubans:

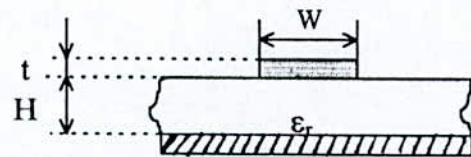
I.1- Ligne microruban:

La ligne microruban est une ligne à structure plane, constituée d'un ruban métallique de longueur W et d'épaisseur t , d'un substrat diélectrique d'épaisseur H , et de permittivité ϵ_r , et d'un plan métallique appelé plan de masse fig.(IV.1).

Le but de la synthèse est de déterminer W et la permittivité effective ϵ_{eff} . Pour cela, on doit d'abord introduire les valeurs de Z_0 , H , ϵ_r , t et la fréquence f , et résoudre ensuite [9], [10], [12], [13] l'équation:

$$Z_0(u,f) - Z_0 = 0 \quad (IV-1)$$

avec $u = W/H$



FigIV.1-ligne à microruban

et

$$Z_0(u, f) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \operatorname{Ln} \left[\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right]$$

$$\varepsilon_{eff}(u, f) = \frac{\varepsilon_{eff}(u, 0) + \varepsilon_r p(u, f)}{1 + p(u, f)} \quad (IV.2)$$

$$\varepsilon_{eff}(u, 0) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-a(u)b(\varepsilon_r)}$$

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49} \operatorname{Ln} \left[\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \operatorname{Ln} \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right]$$

$$b(\varepsilon_r) = 0.564 [(\varepsilon_r - 0.9) / (\varepsilon_r + 3)]^{0.053}$$

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6) \exp[-(30.666/u)^{0.7528}]$$

$$p(u, f) = n(u, f) c(\varepsilon_r) [1.844 f_n + k(u, f) d(\varepsilon_r) f_n]^{1.5763}$$

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

$$f_n = 10^{-7} f H$$

$$d(\varepsilon_r) = 3.751 - 2.75 \exp[-(\varepsilon_r/15.916)^8]$$

$$k(u, f) = 0.363 g(f) \exp(-4.6u)$$

$$g(f) = 1 - \exp[-(f_n/3.87)^{4.97}]$$

$$n(u, f) = 0.27488 + 0.6315u + m(f)u - 0.065683 \exp(-8.7513u)$$

$$m(f) = 0.525 / (1 + 0.157f_n)^{20}$$

Pour résoudre l'équation (IV-1), on utilise à la fois [14],[15] deux méthodes numériques qui sont: "la recherche linéaire étape par étape" et "la recherche par section".

La première étape du processus consiste à déterminer l'intervalle $[U_i, U_i + \Delta U]$, ΔU étant le pas, qui inclut la solution U_0 , de telle sorte que la fonction $v(u, f) = Z_0(u, f) - Z_0$ aux points U_i et $U_i + \Delta U$ prenne des signes différents fig.(IV.2.a), ensuite par la deuxième méthode on détermine la position du minimum de la fonction $|V(u, f)|$, ce qui permet d'avoir U_0 fig.(IV.2.b).

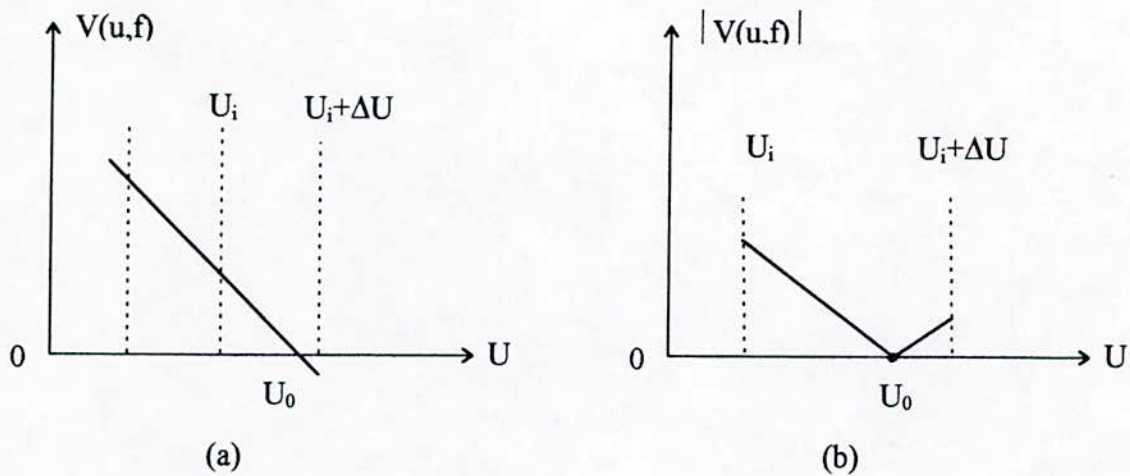


Fig.IV.2: Procédure de résolution de l'équation (IV.1) par méthodes numériques

1.2- Ligne microruban couplée:

Pour ce type de structure fig.(IV.3), on doit calculer W , ϵ_{effe} , ϵ_{effo} , respectivement la longueur du ruban, les permittivités effectives des modes pair et impair ainsi que la distance S séparant les deux lignes.

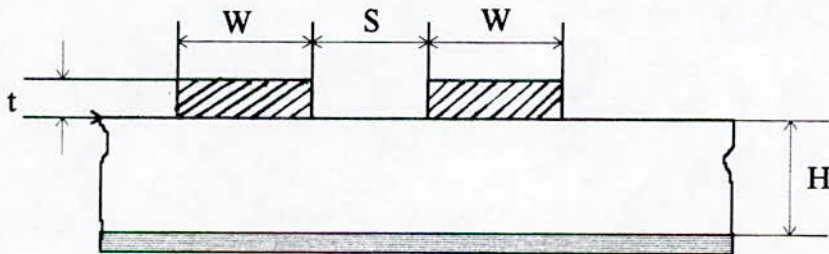


Fig.IV.3: Structure d'une ligne à deux microrubans couplés.

La conception de cette ligne consiste en la détermination de son impédance caractéristique statique en mode pair $Z_{0e}(0)$; et l'impédance caractéristique statique en mode impair $Z_{0o}(0)$, la permittivité effective en mode pair et impair en fonction de la de la fréquence.

Pour cela, on utilise les équations [7] suivantes:

* pour $1 \leq w/h \leq 10$, $1 < \epsilon_r \leq 10$, $t \leq 0.01H$ et $f < 6\text{GHZ}$.

En statique:

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

où:

$$q = \left(1 + \frac{10}{v}\right)^{-a_e(v)b_e(\epsilon_r)} \quad \text{appelé facteur de remplissage.}$$

Avec: $V = U(20 + g^2)/(10 + g^2) + g \exp(-g)$

$$U = W/H, \quad g = S/H$$

$$a_e(v) = 1 + \frac{1}{49} \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \text{Ln} \left[1 + \left(\frac{V}{18.1} \right)^3 \right]$$

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

Et:

$$\epsilon_{eff_0}(0) = \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} + a_0(u, \epsilon_r) - \epsilon_{eff}(0) \right] \exp(-c_0 g^{d_0}) + \epsilon_{eff}(0) \quad (\text{IV.4})$$

avec:

$$a_0(u, \epsilon_r) = 0.7287 [\epsilon_{eff}(0) - (\epsilon_r + 1)/2] [1 - \exp(-0.179 u)]$$

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

$$C_0 = b_0(\epsilon_r) - [b_0(\epsilon_r) - 0.207] \exp(-0.414u)$$

$$d_0 = 0.593 + 0.694 \exp(-0.562 u)$$

Et:

$\epsilon_{\text{eff}}(0)$: est la permittivité effective statique donnée par (IV.2).

La permittivité effective pour les deux modes en fonction de la fréquence [7] est:

$$\epsilon_{\text{eff},0}(f_n) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff},0}(0)}{1 + F_{e,0}(f_n)} \quad (\text{IV.5})$$

avec $f_n = 10^{-6} f \text{ H}$

f : est la fréquence

Les fonctions $F_e(f_n)$ et $F_0(f_n)$ sont telles que:

$$F_e(f_n) = P_1 P_2 [(P_3 P_4 + 0.1844 P_7) f_n]^{1.5763}$$

$$F_0(f_n) = P_1 P_2 [(P_3 P_4 + 0.1844) f_n P_{15}]^{1.5763}$$

avec:

$$P_1 = 0.27488 + [0.6315 + 0.525 / (1 + 0.0157 f_n)^{20}] U^{-0.065683} \exp(-8.7513 U)$$

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

$$P_3 = 0.0363 \exp(-4.6 U) \{1 - \exp[-(f_n / 38.7)^{4.97}]\}$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \{1 - \exp[-(\epsilon_r / 15.916)^8]\}$$

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

$$P_6 = P_5 \exp[-(f_{nr} / 18)^{0.368}]$$

$$P_7 = 1 + 4.069 P_6 g^{0.479} \exp(-1.347 g^{0.595} - 0.17 g^{2.5})$$

$$P_8 = 0.7168 \{1 + 1.076 / [1 + 0.057(\epsilon_r - 1)]\}$$

$$P_9 = P_8 - 0.7913 \{1 - \exp[-(f_n/20)^{1.424}]\} \operatorname{arctg}[2.481(\epsilon_r/8)^{0.946}]$$

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

$$P_{11} = 0.6366[\exp(-0.3401 f_n) - 1] \operatorname{arctg}[1.263(U/3)^{1.629}]$$

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

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

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

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

L'impédance caractéristique en statique pour le mode pair [7] est:

$$Z_{0e}(0) = Z_L(0) \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}(0)/\epsilon_{effe}(0)}}{1 - [Z_L(0)/377] \sqrt{\epsilon_{eff}(0)} Q_4} \quad (\text{IV.6})$$

avec:

$$Z_L(0) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}(0)}} \operatorname{Ln} \left[\frac{f(u)}{U} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{U}\right)^2} \right] \quad (\text{IV.7})$$

et:

$$Q_4 = \frac{2Q_1/Q_2}{\exp(-g)U^{Q_3} + [2 - \exp(-g)]U^{-Q_3}}$$

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

$$Q_2 = 1 + 0.7519 g + 0.189 g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + [16.6 + (8.4/g)^6]^{-0.387} + \operatorname{Ln} \{g^{10}/[1 + (g/3.4)^{10}]\}/241$$

Similairement, pour le mode impair on a:

$$Z_{o_0}(0) = Z_L(0) \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}(0) / \varepsilon_{eff_0}(0)}}{1 - [Z_L(0)/377] \sqrt{\varepsilon_{eff}(0)} Q_{10}} \quad (IV.8)$$

avec:

$$Q_{10} = \{Q_2 Q_4 - Q_3 \exp[\ln(U) Q_6 U^{-Q_5}]\} / Q_2$$

$$Q_3 = 1.794 + 1.14 \ln[1 + 0.638 / (g + 0.517 g^{2.43})]$$

$$Q_6 = 0.2305 + \ln\{g^{10} / [1 + (g/5.8)^{10}]\} / 281.3 + \ln(1 + 0.598 g^{1.154}) / 5.1$$

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

$$Q_7 = (10 + 190 g^2) / (1 + 82.3 g^3)$$

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

Ces formules sont utilisées pour calculer les paramètres ainsi de synthèse en dynamique, pour la conception de cette ligne on doit [7] résoudre le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} Z_{oe}(u, g) - Z_{oe} = 0 \\ Z_{oo}(u, g) - Z_{oo} = 0 \end{cases} \quad (IV.9)$$

La solution de ce système revient encore à minimiser la fonction $U(u, g)$ tel que:

$$U(u, g) = V_1^2(u, g) + V_2^2(u, g) \quad (IV.10)$$

où:

$$V_1(u, g) = Z_{0e}(u, g) - Z_{0e}$$

$$V_2(u, g) = Z_{0o}(u, g) - Z_{0o}$$

La minimisation de la fonction $U(u, g)$ peut être effectuée par la méthode de NEWTON[15], l'approximation initiale est donnée par:

$$U^{(0)} = | F_1(Z_0, \varepsilon_r) \cdot F_2(k) | \quad (\text{IV.11})$$

$$g^{(0)} = | F_1(Z_0, \varepsilon_r) \cdot F_3(k, \varepsilon_r) |$$

avec:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}$$

$$k = (Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o})$$

$$F_1(Z_0, \varepsilon_r) = 8\sqrt{A(7 + 4/\varepsilon_r) / 11 + (1 + 1/\varepsilon_r) / 0.81} / A$$

$$A = \exp(Z_0 \sqrt{\varepsilon_r + 1} / 42.4) - 1$$

$$F_2(k) = \sum_{i=1}^6 a_i k^{(i-1)}$$

$$F_3(k, \varepsilon_r) = \sum_{i=1}^6 [b_i - c_i(9.6 - \varepsilon_r)] (0.6 - k)^{(i-1)}$$

Pour $k \leq 0.5$

et :

$$F_3(k, \varepsilon_r) = 2(1-k)F_3(k=0.5, \varepsilon_r) \quad \text{pour } k > 0.5$$

Les valeurs des coefficients a_i , b_i et c_i ($i=1, 2, \dots, 6$) sont données dans le tableau(IV.1)

Après itérations, on obtient la solution finale (u, g) pour laquelle on déduit les valeurs de W , S , $\varepsilon_{\text{effe}}$ et $\varepsilon_{\text{effo}}$.

I	a_i	b_i	c_i
1	1	0.020	0.002
2	-0.301	-0.623	-0.347
3	3.209	17.192	7.171
4	-27.282	-68.942	-36.910
5	56.609	104.740	76.132
6	-37.746	-16.148	-51.616

Tableau IV.1: Coefficients des fonctions d'approximation

 $F_2(k)$ et $F_3(k, \varepsilon_r)$

5

*Présentation
du logiciel*

Introduction :

Le logiciel que nous avons mis en place est formé d'un ensemble de programmes faisant la conception des circuits micro-ondes.

Notre travail consiste essentiellement en l'élaboration des programmes dont on peut y accéder en validant une des fenêtres suivantes :

- Transformation.
- Filtre.
- Autres circuits.
- Réalisation.

En plus de ces quatre fenêtres on a mis deux autres fenêtres qui sont :

- A propos ...
- Sortie.

I- Présentation de l'éditeur :

L'éditeur est un programme dont le rôle 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 mettre le curseur sur la fenêtre désirée et taper ensuite la lettre qui apparaîtra en couleur jaune. Par exemple : en pressant sur la lettre <F> en fera apparaître dans une fenêtre le menu de la commande « Filtres », et on aura 3 programmes à choisir (filtre passe bas, filtre passe bande, filtre coupe bande).

Comment quitter un menu sans exécution de programme ?

Il suffit de taper sur l'une des touches :

- "Echap"
- " ← "

Pour quitter le logiciel, il suffit de valider la fenêtre " Sortie "; une sous fenêtre s'affichera pour permettre de quitter l'éditeur, en validant la commande " oui ".

* les figures suivantes représentent une démonstration lors de la validation de chaque fenêtre.

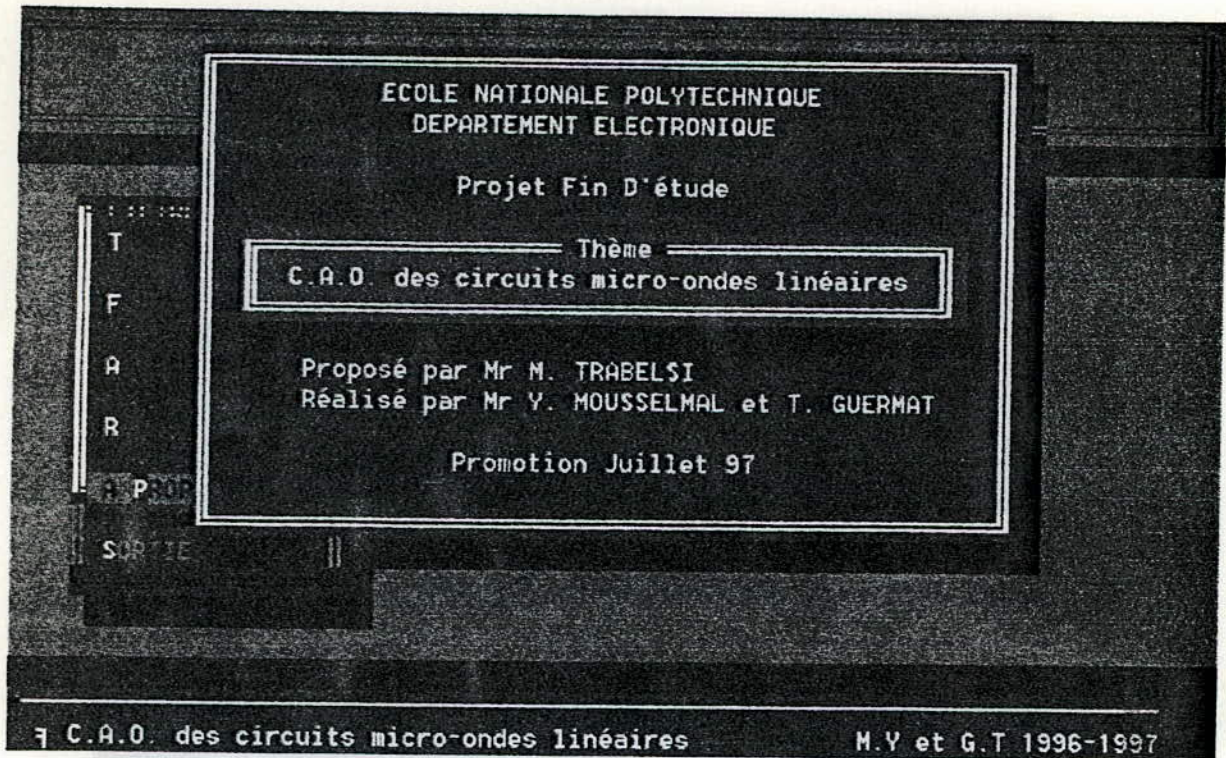


Figure a. Fenêtre (à propos).

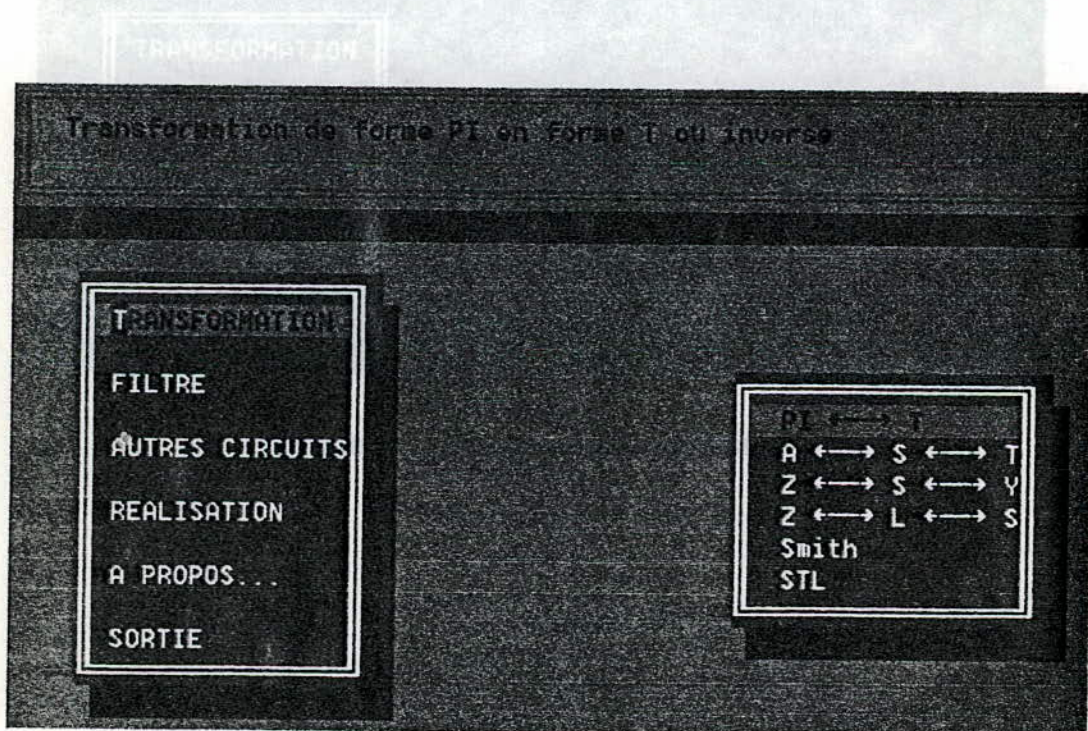
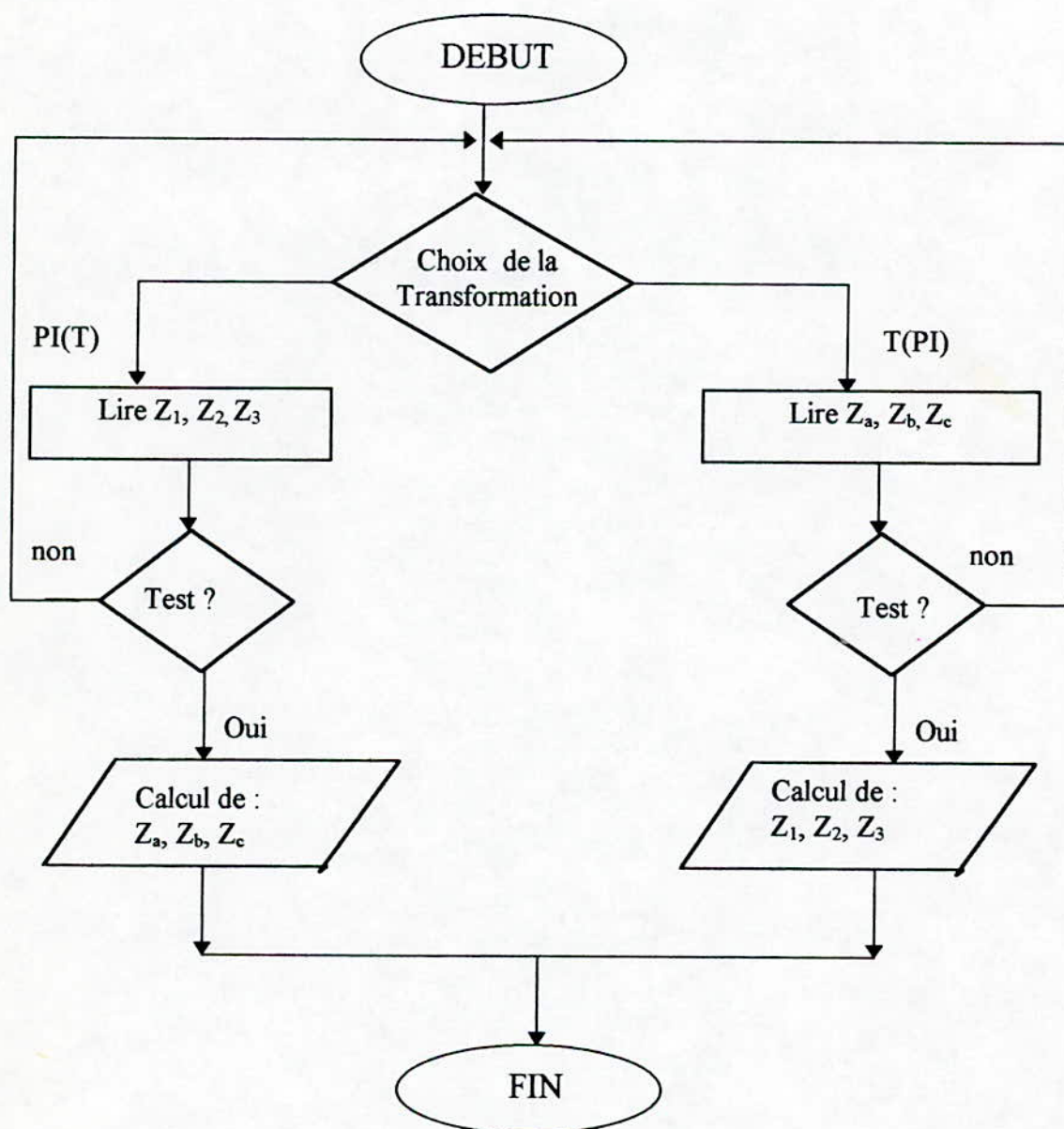


Figure b. Fenêtre (Transformation).

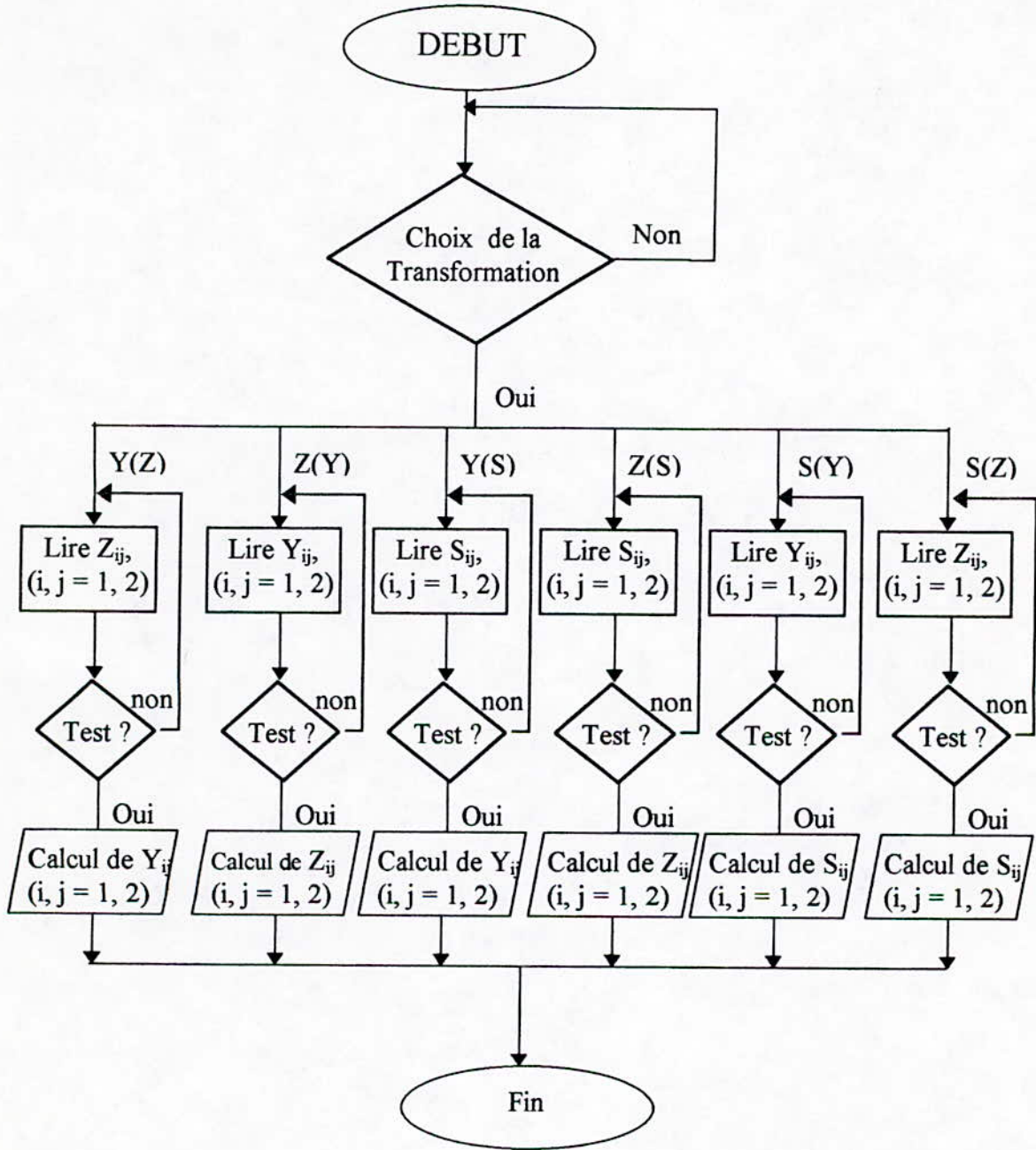
- NMC
- HPD
- * Réalisation :
 - ML
 - CML

Les différentes étapes suivies par chacun de ces programmes sont illustrées par les organigrammes suivants :

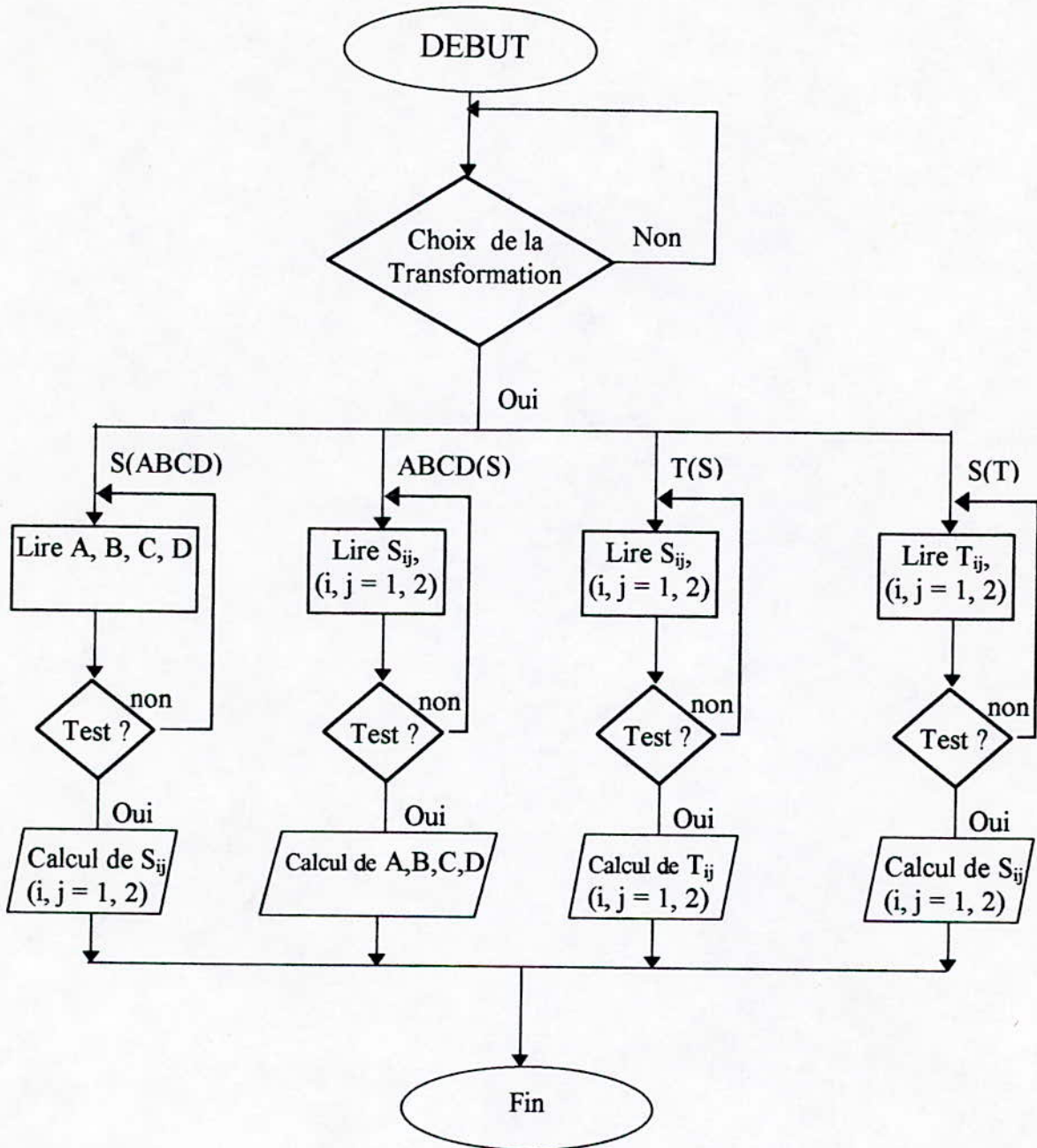
II.1- Programme $PI(T)$:



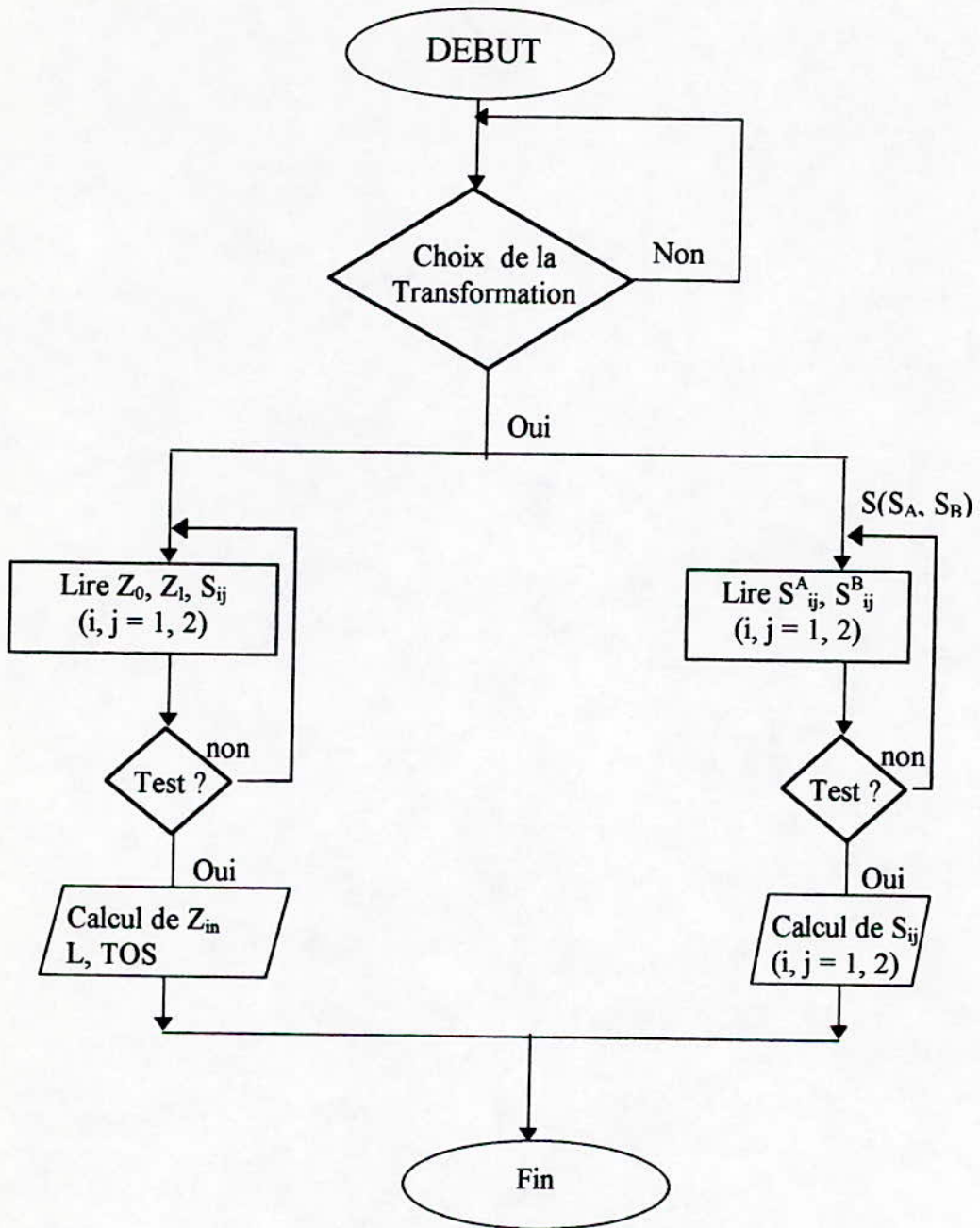
II.2- Programme ZSY :



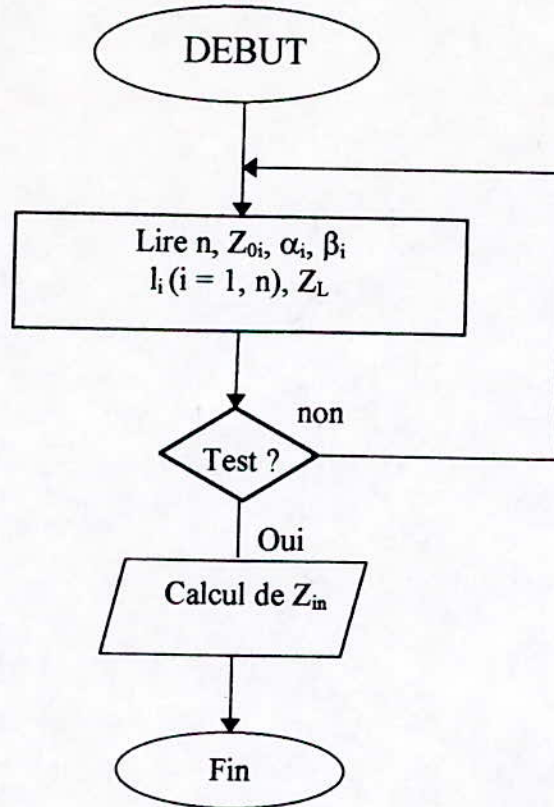
II. 3 Programme AST :



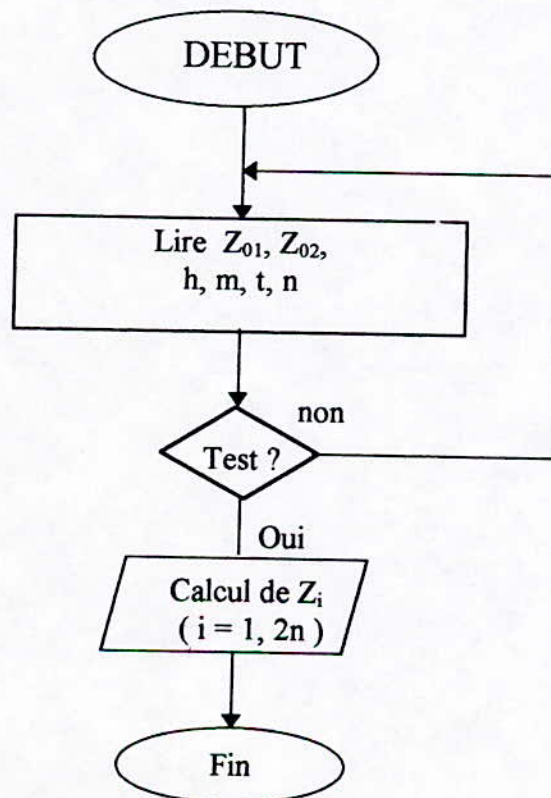
II.4 Programme ZLS :



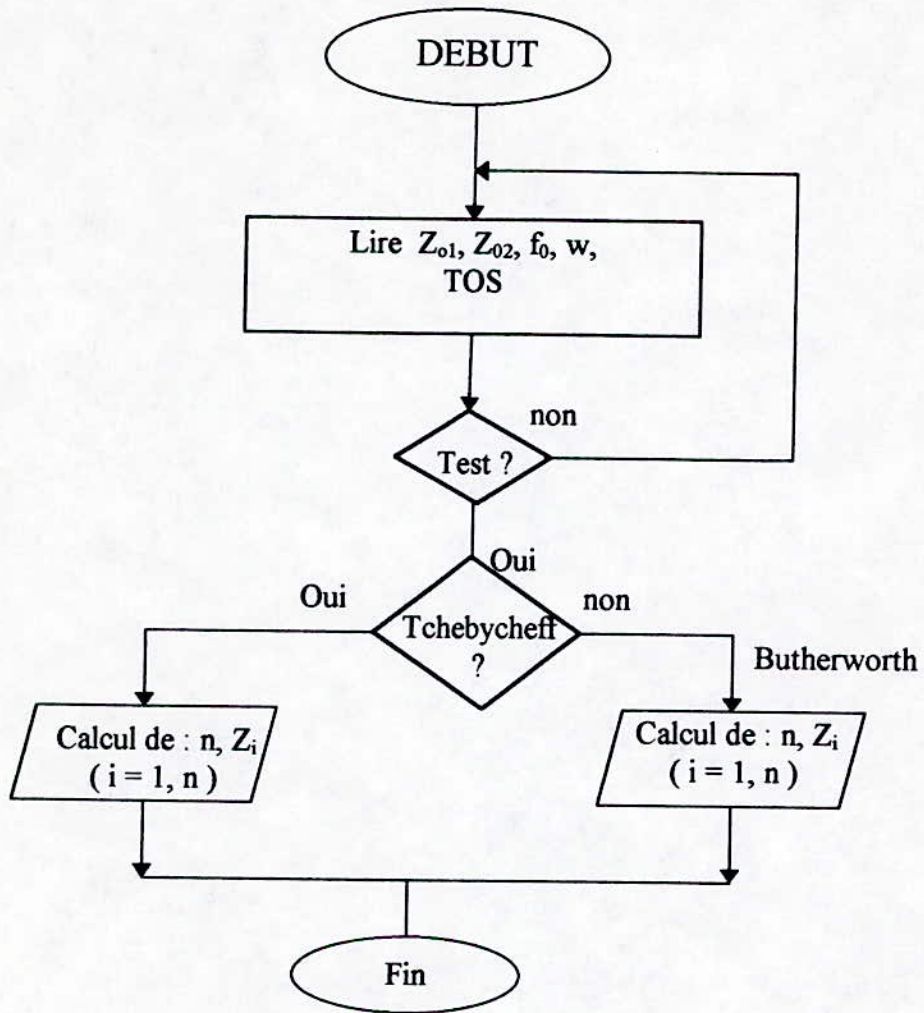
II.5- Programme SMITH :



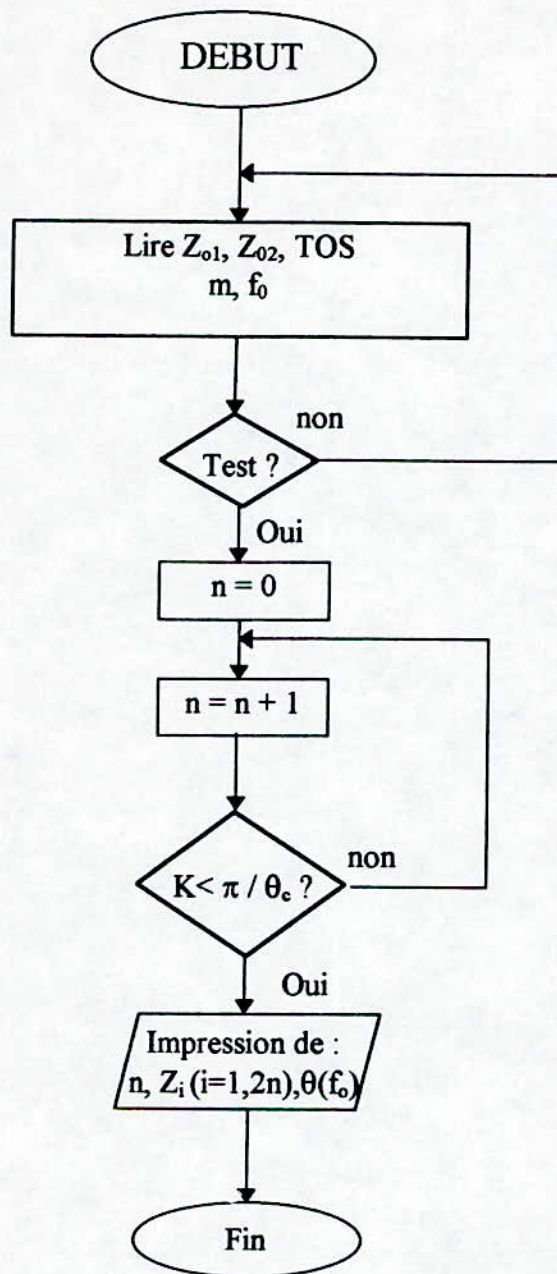
II.6- Programme STL:



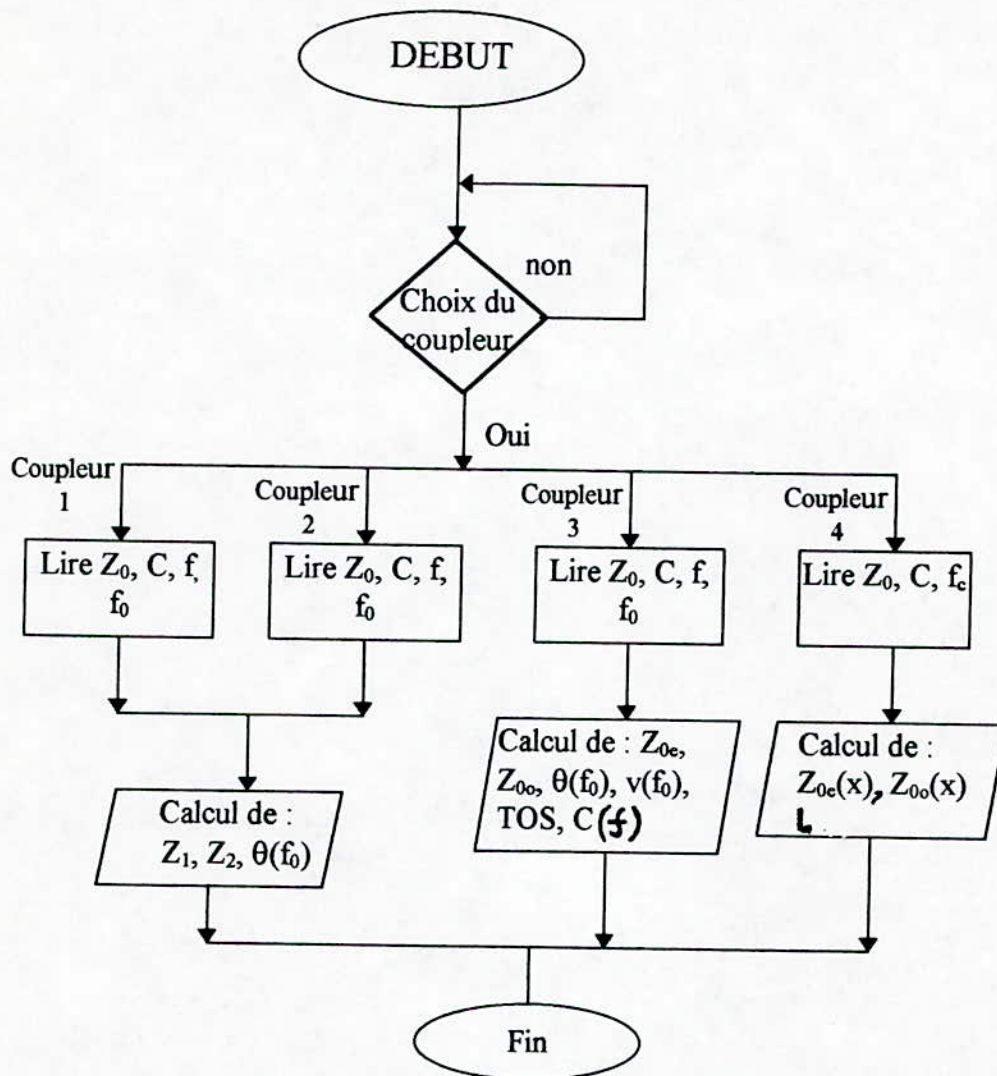
II.7 Programme Q.IT :

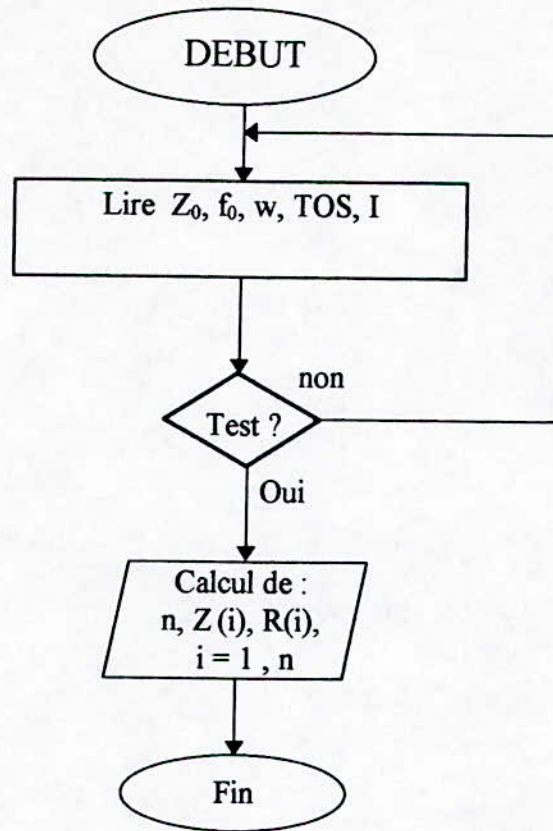
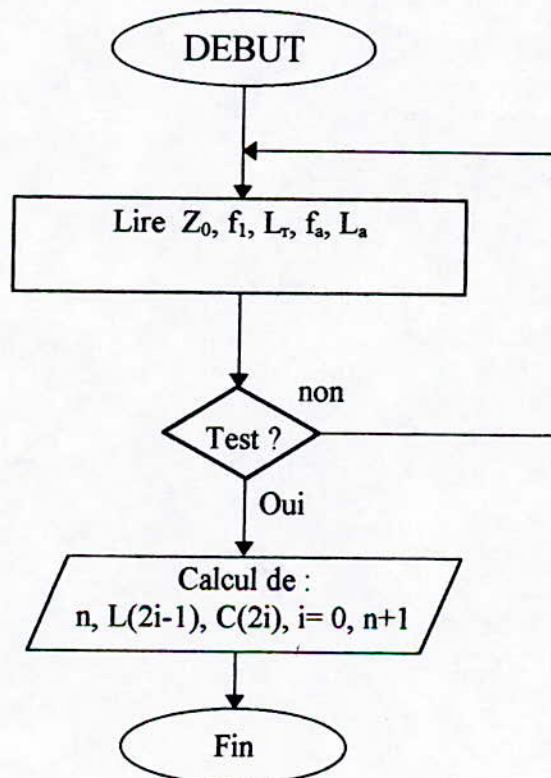


II.8 Programme R.I.T

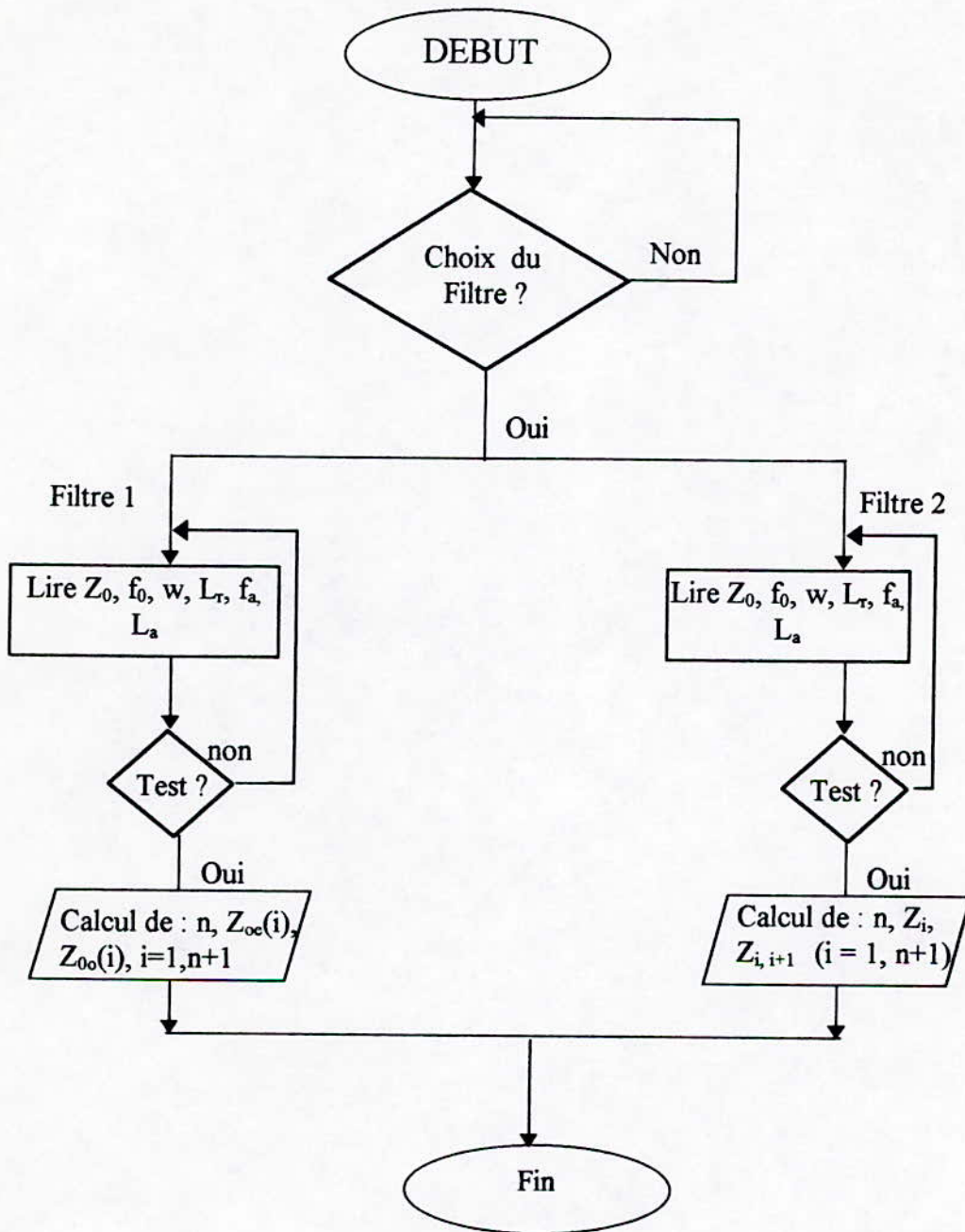


II. 9 Programme DC

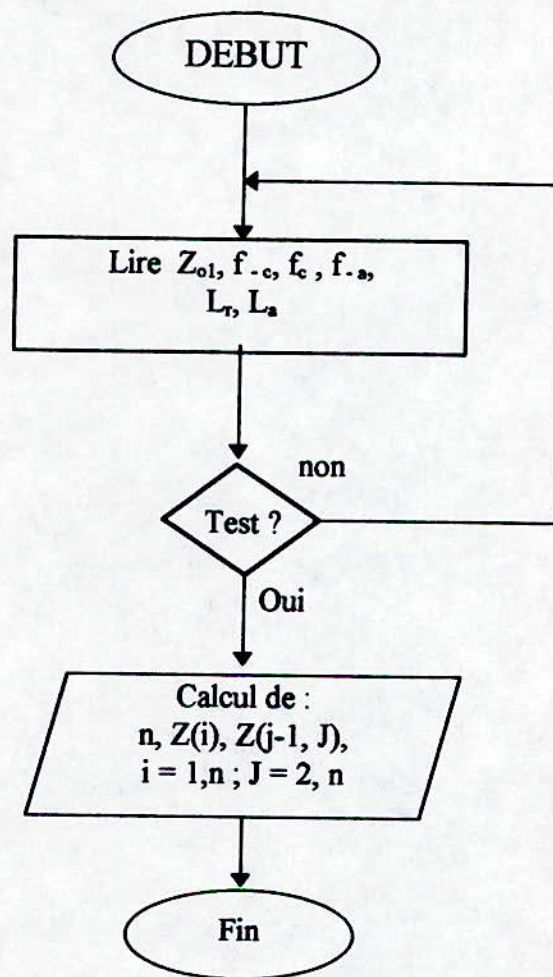


II. 10 programme HPD :**II. 11 Programme LPF :**

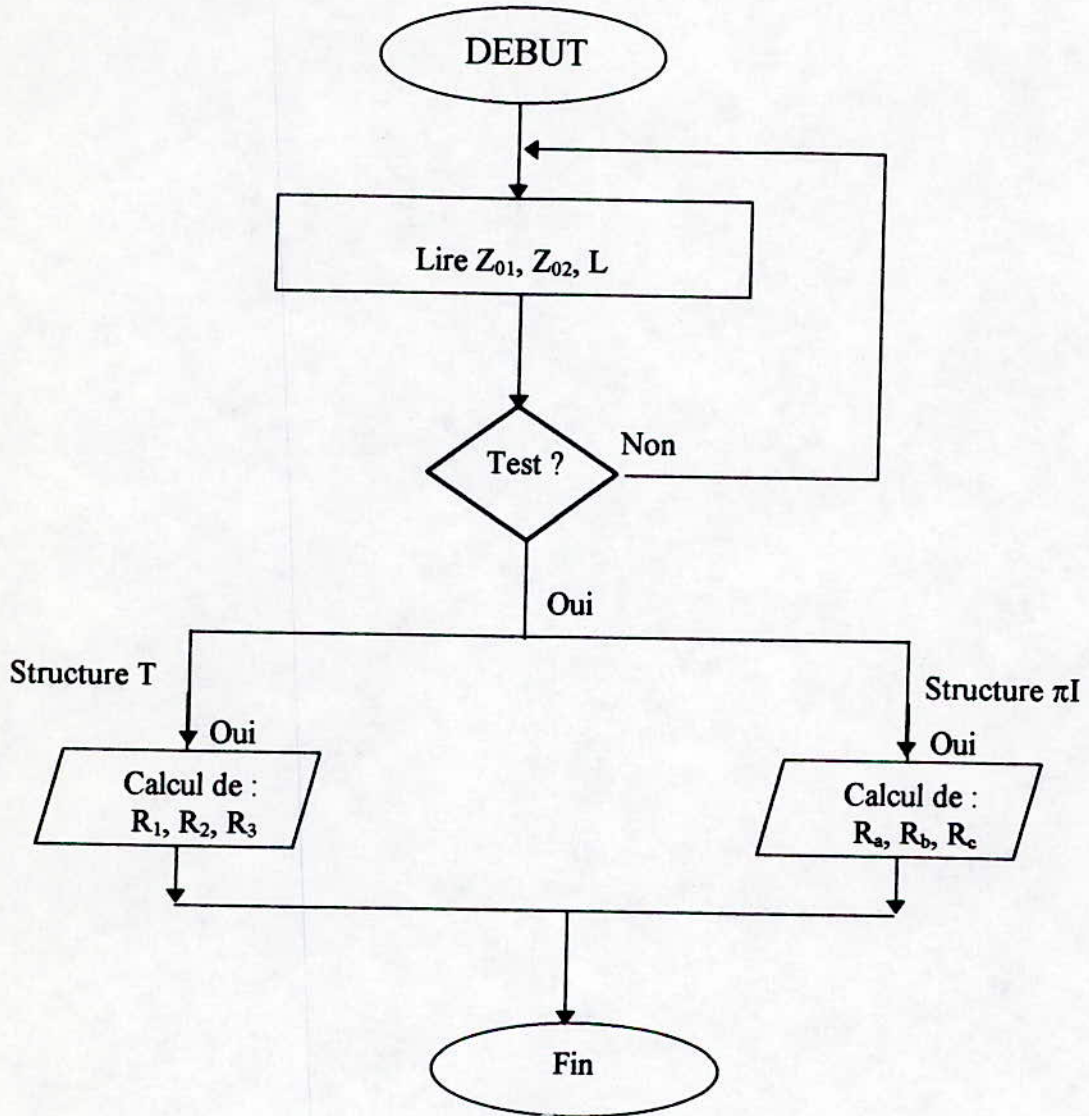
II.12 Programme BPF :



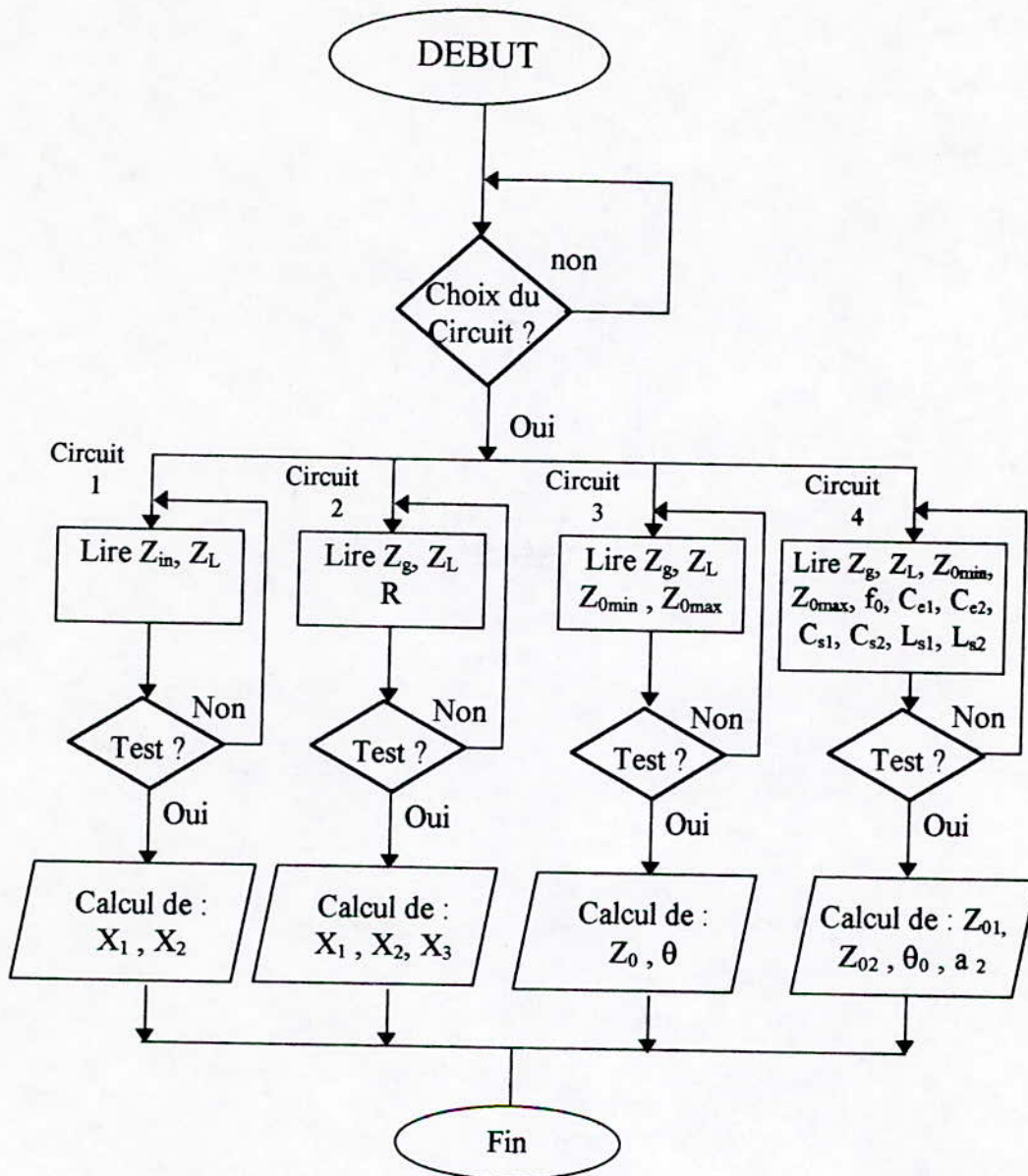
II. 13 Programme BSF :



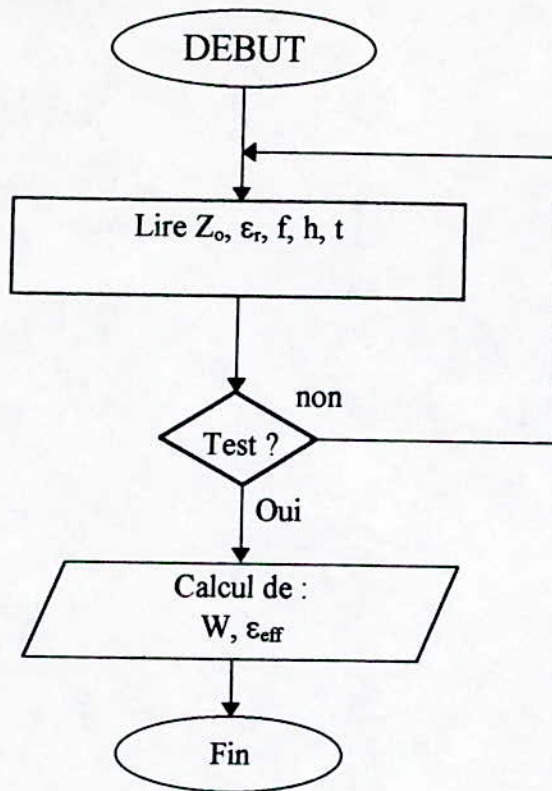
II. 14 Programme RA :



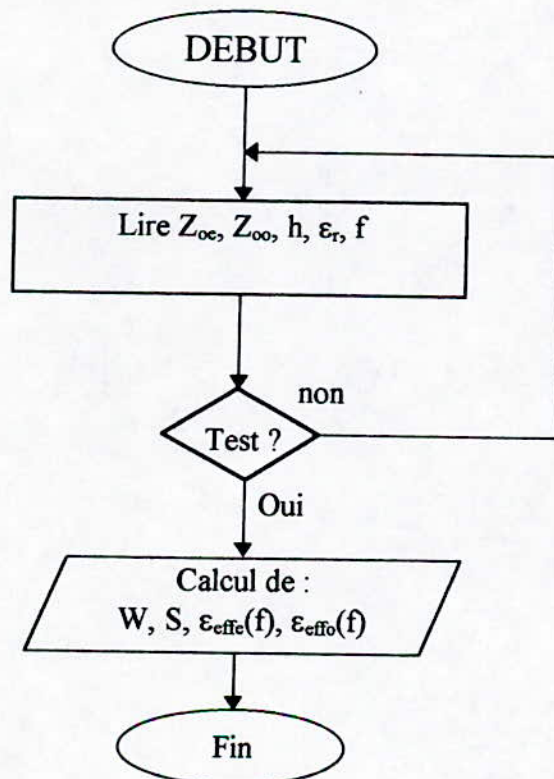
II. 15 Programme NMC :



II. 16 Programme ML :



II.17 Programme CML :



Exemples d'application :**Exemple 1 :** (Pour les transformations).

Pour le programme ZLS.

Si on a : $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_L = 75 \Omega$

$$S_{11} = 0.832 \exp(j 0.588)$$

$$S_{12} = 0.554 \exp(-j 0.982)$$

$$S_{21} = 0.554 \exp(-j 0.982)$$

$$S_{22} = 0.832 \exp(j 0.588)$$

on trouve que : $Z_{in} = 167.715 \exp(j 1.107) \Omega$

$$TOS = 8.048$$

$$L = 4.062 \text{ dB}$$

Exemple 2 : (pour les filtres).*** Filtre passe bas :**

si on a : $Z_0 = 50 \Omega$, $f_1 = 10^9 \text{ Hz}$, $L_r = 0.2 \text{ dB}$, $f_a = 1.42 \cdot 10^9 \text{ Hz}$ et $L_a = 30 \text{ dB}$.

On trouve :

$$L_1 = 10.92 \cdot 10^{-9} \text{ H}$$

$$C_2 = 4.39 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$L_3 = 18.11 \cdot 10^{-9} \text{ H}$$

$$C_4 = 4.77 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$L_5 = 18.11 \cdot 10^{-9} \text{ H}$$

$$C_6 = 4.39 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$L_7 = 10.92 \cdot 10^{-9} \text{ H}$$

Exemple 3 : NMC (Circuit 1)

Si on a : $Z_{in} = 30 - j10 \Omega$

$$Z_L = 50 + j20 \Omega$$

on obtient : $X_1 = -42.45 \Omega$

$$X_2 = 18.98 \Omega$$

où bien : $X_1 = 102.45 \Omega$

$$X_2 = - 38.98 \Omega$$

Exemple 4 : (Programme CML).

Si on a : $Z_{oc} = 55.27 \Omega$

$$Z_{oo} = 45.23 \Omega$$

$$h = 10^{-3} \text{ m}, \epsilon_r = 2.55, f = 6 \text{ GHz}$$

On obtient : $W = 2.76 \cdot 10^{-3} \text{ m}$

$$S = 1.21 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

$$\epsilon_{\text{effe}} = 2.261$$

$$\epsilon_{\text{effo}} = 2.009$$

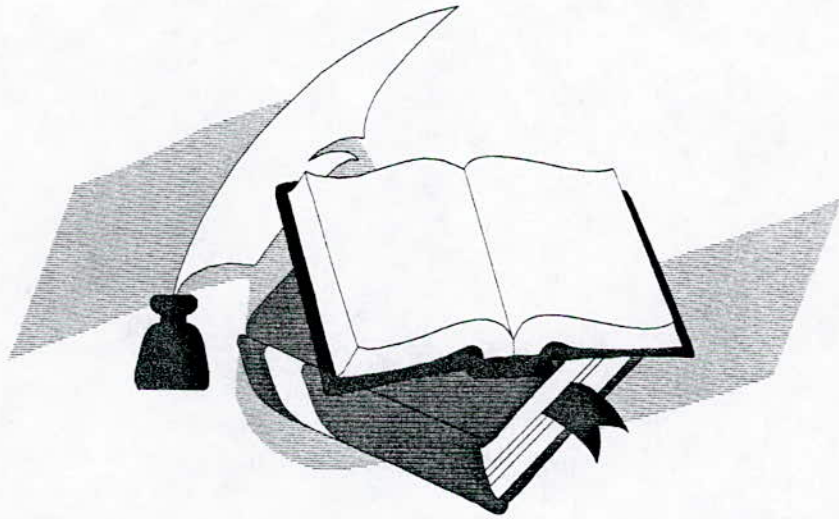
Conclusion :

Le travail que nous avons effectué dans le cadre de ce projet de fin d'études, nous a permis de mettre en place un logiciel de conception des circuits pour micro-ondes.

Pour mener à terme ce travail nous avons combiné la théorie des circuits basse fréquence avec la théorie des lignes, ainsi que l'utilisation de quelques méthodes numériques surtout dans le cas des lignes microrubans, telles que la méthode de NEWTON dans le cas de la ligne microruban couplée, les méthodes itératives pour la solution des équations de forme $f(x) = 0$ dans le cas des lignes quart d'onde, la ligne microruban.

On note que les résultats obtenus lors de l'application de ces méthodes sont approximatifs.

L'ensemble des programmes constituant ce logiciel ont été établis en langage Fortran.



Bibliographie

Bibliographie

Bibliographie

- 1 - **H. J CARLIN et A. B GIORDANO.**
'An introduction to reciprocal and non reciprocal circuits', Prentice Hall 1964.
- 2 - **K. C GUPTA et R. GARG.**
'Computer-aided design of microwave circuits', Artech House 1981.
- 3 - **G. L MATTAEI et L. YOUNG.**
'Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures'
Artech House 1980.
- 4 - **W. K CHEN.**
'Theory and design of broadband matching networks', Pergamon Press 1976.
- 5 - **M. HASLER.**
'Synthèse des filtres électriques', Dunod 1981.
- 6 - **R. BADOUAL.**
'Les micro-ondes', Masson 1984.
- 7 - **S. ROSLONIEC.**
'Algorithms for computer-aided design of linear microwave circuits',
Artech House 1990.
- 8 - **S. ROSLONIEC.**
'A new approach to synthesis of microwave impedance transformers',
International Journal of Electronics, Jun 1988.
- 9 - **H. HOWE.**
'Stripline circuits design', Artech House 1974.
- 10 - **T. C EDWARDS.**
'Foundations for microstrip circuit design', John Wiley et Sons 1982.
- 11 - **J. A. G MALHERBE.**
'Microwave transmission line filters', Artech House 1979.
- 12 - **R. W. P KING.**
'Transmission-line theory', Mc. Graw-Hill 1955.
- 13 - **K.C. GUPTA, R. GARG et I. J BAHL.**
'Microstrip lines and slotlines', Artech House 1979.
- 14 - **J. M ORTEGA et W. C RHEINBOLDT.**
'Iterative solution of non linear equations in several variables', Academic Press 1970.
- 15 - **D. M HIMMELBLAU.**
'Applied non linear programming', Mc. Graw Hill 1972.