

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEEN

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Thèse de Magister en

**Systemes et Réseaux de Télécommunications**

**THEME**

---

**Caractérisation numérique de structures coaxiales  
symétriques, asymétriques et à diaphragmes métalliques.  
Application à la conception de coupleurs micro-ondes**

---

Présenté par

**M<sup>lle</sup> BENMOSTEFA Naima**

Soutenue en 2006 devant le jury composé de :

Président de jury

M<sup>r</sup> FEHAM Mohammed

Prof à l'université de Tlemcen.

Examineurs

M<sup>r</sup> KHELIF M'Hamed

M.C à l'université de Tlemcen.

M<sup>me</sup> FEHAM Maghnia

C. C à l'université de Tlemcen.

M<sup>r</sup> ABDELMALEK Abdelhafid

C. C à l'université de Tlemcen.

Directeur de Thèse

M<sup>r</sup> BENAHMED NasrEddine

M.C à l'université de Tlemcen.

سجل تحت رقم 3.429  
بتاريخ 26-06-06  
MAG-Tel 01 / الرقم  
02



INTRODUCTION GENERALE.....1

---

## CHAPITRE I : METHODE DES ELEMENTS FINIES

---

I.1 INTRODUCTION.....	5
I.2 METHODE DES ELEMENTS FINIS (MEF).....	5
I.2.1 APPROXIMATION D'UNE FONCTION .....	5
I.2.1.1 Approximation nodale .....	6
I.2.1.2 Approximation par éléments finis.....	7
I.2.2 DEFINITION DE LA GEOMETRIE DES ELEMENTS .....	9
I.2.2.1 Nœuds géométriques.....	9
I.2.2.2 Règles de répartition du domaine en éléments finis .....	9
I.2.2.3 Formes d'éléments classiques.....	10
I.2.3 ELEMENT TRIANGULAIRE ET REGLES DE MAILLAGE .....	14
I.2.3.1 Propriétés du maillage .....	15
I.2.4 ELEMENT TRIANGULAIRE DE LAGRANGE .....	15
I.2.4.1 Coordonnées barycentriques.....	15
I.2.4.2 Construction des polynômes d'interpolations sur l'élément triangulaire .....	16
I.2.4.3 Calcul des fonctions d'interpolation et de leur dérivées premières .....	18
I.2.5 METHODE GENERALE D'UTILISATION DE LA MEF .....	18
I. 3 CONCLUSION .....	18

---

## CHAPITRE II : THEORIES DES LIGNES COUPLEES

---

II.1 INTRODUCTION .....	21
-------------------------	----

II.2 EQUATIONS DES LIGNES COUPLEES.....	21
II.2.1 CAS GENERAL .....	21
II.2.1 EQUATIONS DES LIGNES A CONDUCTEURS SANS PERTES .....	23
II.2.2.1 Résolution des équations .....	24
II.2.2.2 Coefficients de couplage .....	25
II.2.2.3 Conditions d'excitation des modes.....	26
II.2.2.4 Calcul des impédances caractéristiques des deux modes .....	28
II.3 EFFET DU COUPLAGE.....	29
II.3.1 COUPLEURS DIRECTIFS .....	30
II.3.1.1 Définitions .....	30
II.3.1.2 Etude du fonctionnement d'un coupleur réalisé à partir de deux lignes placées dans un milieu homogène.....	32
II.4 METHODE DE CONCEPTION DES COUPLEURS DIRECTIFS .....	43
II.5 CONCLUSION.....	43

---

### CHAPITRE III : COUPLEURS SYMETRIQUES HOMOGENE

---

III.1 INTRODUCTION .....	46
III.2 PRINCIPE DE LA CAO RADIOFREQUENCE ET MICROONDE.....	46
III.2.1 MODELISATION .....	47
III.2.2 SIMULATION.....	48
III.3 DESCRIPTION DU LOGICIEL FREEFEM.....	49
III.4 COUPLEURS SYMETRIQUES RECTANGULAIRES A DIAPHRAGMES METALLIQUES .....	50
III.4.1 CARACTERISATION NUMERIQUE PAR LA MEF.....	53
III.4.2 RESULTATS DE LA MEF .....	55
III.4.2.1 Coupleur rectangulaire à conducteurs internes circulaires et à diaphragme métallique .....	55

III.4.2.1.1 Validation des résultats numériques .....	55
III.4.2.1.2 Conception de coupleur directif .....	59
III.4.2.2 Coupleur rectangulaire à conducteurs internes carrés et à diaphragme métallique	64
III.5 CONCLUSION .....	69

---

## CHAPITRE IV : COUPLEURS ASSYMETRIQUES INHOMOGENES

---

IV.1 INTRODUCTION.....	71
IV.2 COUPLEURS ASSYMETRIQUES INHOMOGENES .....	72
IV.2.1 CARACTERISATION NUMERIQUE PAR LA MEF.....	72
IV.2.2.1.1 Validation des résultats numériques.....	74
IV.2.2.1.2 Conception de coupleur directif .....	78
IV.2.2.2 Coupleur coax-to-stripline .....	79
IV.2.2.2.1 Résultats numériques.....	79
IV.2.2.2.2 Conception de coupleur directif .....	81
IV.2.2.3 Coupleur coax-to-microstrip (deuxième configuration) .....	82
IV.2.2.3.1 Résultats numériques.....	83
IV.2.2.3.2 Conception de coupleur directif .....	86
IV.3 CONCLUSION .....	87
CONCLUSION GENERALE .....	89
REFERENCES BIBLIOGRAPHIES .....	90

# INTRODUCTION GENERALE

## Introduction générale

La méthode des éléments finis (MEF) est une technique numérique rigoureuse qui a fait preuve d'efficacité et de précision dans divers domaines (électromagnétisme, mécanique, élasticité...). Son application permet de traiter des milieux homogènes ou inhomogènes, isotropes ou anisotropes, avec ou sans pertes, de formes quelconques et qui ne possèdent pas de solutions analytiques exactes ou mêmes approchées.

Dans ce travail, cette méthode numérique a été essentiellement appliquée pour la caractérisation des grandeurs électromagnétiques (impédances caractéristiques  $Z_{oc}$ ,  $Z_{oo}$ , respectivement des modes pair et impair ; matrices d'inductances [L] et de capacités [C] ; coefficients de couplages inductif et capacitif) de structures coaxiales symétriques, asymétriques et à diaphragmes métalliques récemment introduites dans la littérature scientifique.

Cette caractérisation nous permet la conception de coupleurs micro-ondes larges bandes.

Le but recherché à travers ce travail consiste en :

- la caractérisation numérique précise des grandeurs électromagnétiques de structures coaxiales symétriques et asymétriques.
- La conception de coupleurs micro-ondes directifs, larges bandes, symétriques et asymétriques pour des applications hautes puissances en Télécommunications.

La contribution de ce travail est le développement de logiciels précieux à base de la méthode des éléments finis pour résoudre les problèmes d'électromagnétisme énumérés ci dessus.

Ce travail est composé de quatre chapitres.

Dans le premier chapitre nous avons jugé utile de présenter la méthode des éléments finis.

# **Chapitre I**

## **Méthode des éléments finis**

Le second chapitre est consacré à la théorie des lignes couplées utilisée d'une part pour la réalisation de logiciels à mailleur automatique utilisant la méthode des éléments finis (2D) et d'autre part pour la conception de coupleurs micro-ondes.

Dans le troisième chapitre, nous présentons les résultats de caractérisation numérique des grandeurs électromagnétiques (EM) et les résultats de conception de deux types de coupleurs directifs, symétriques, homogènes et à diaphragme métalliques. Ces deux coupleurs utilisent des lignes rectangulaires à conducteurs internes circulaires et carrés.

Finalement, le quatrième chapitre est consacré à la caractérisation numérique des grandeurs EM de coupleurs asymétriques très récemment introduits dans la littérature scientifique (coax-to-microstrip et coax-to-stripline), en fonction de leurs paramètres géométriques et physiques. Cette caractérisation nous a permis de concevoir des coupleurs directifs asymétriques, larges bandes pour des applications hautes puissances en Télécommunications.

## I.1 INTRODUCTION

A partir des années 60/70, la méthode des éléments finis a été utilisée pour la réalisation de grands projets de l'industrie (espace, nucléaire). Dans les années 80, les grandes entreprises se dotent d'ordinateurs centraux et appliquent la méthode des éléments finis pour des réalisations industrielles (aéronautique, automobile). Ces techniques sont maintenant à notre portée avec tout ordinateur fonctionnant sous windows. Ainsi, la méthode des éléments finis est une méthode numérique qui permet de prévoir le comportement de structures avant leur réalisation effective.

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes les plus utilisées pour résoudre les équations aux dérivées partielles, décrivant le comportement des systèmes physiques.

C'est une méthode numérique permettant la discrétisation d'un problème à l'aide d'une formulation variationnelle pour obtenir finalement des systèmes algébriques auxquels on peut appliquer différentes techniques numériques de résolution. [1]

## I.2 METHODE DES ELEMENTS FINIS (MEF)

C'est une méthode d'approximation permettant de remplacer un système inconnu (de dimension infinies) par un système discret (de dimension finies) équivalent.

Dans ce cadre nous allons étudier les techniques d'approximation utilisées par la méthode des éléments finis en s'appuyant sur l'approximation nodale par sous domaine dite approximation par élément finis permettant de traduire cette formulation en un système d'équations algébriques fournissant une solution approchée du problème [2].

### I.2.1 APPROXIMATION D'UNE FONCTION

On cherche à exprimer une approximation  $U(x)$ , d'une fonction  $U_{ex}(x)$  définie sur un domaine  $V$  borné de  $R^N$ . Si le domaine  $V$  n'est pas de forme simple, ou si la fonction  $U_{ex}(x)$  n'est pas très régulière, il devient impossible de définir une approximation  $U(x)$  sur tout le domaine  $V$ , à l'aide d'une seule fonction analytique simple (par exemple un polynôme).

La méthode des éléments finis consiste à partitionner le domaine d'étude  $V$  en éléments  $K$  de géométrie simple (réalisation d'un maillage de  $V$ ) et à déterminer l'approximation de  $U_{ex}(x)$  sur chacun des éléments.

Les divers éléments sont ensuite reliés par des conditions de frontière afin d'assurer une représentation correcte du comportement global de  $U_{ex}$ .

### I.2.1.1 Approximation nodale

Soit  $U_{ex}(x)$  une fonction exacte décrivant un système physique (courant, tension, ou autres), et soit  $U(x)$  sa fonction approchée, telle que l'erreur

$$e(x) = U(x) - U_{ex}(x) \quad (I.1)$$

soit assez faible.

Pour construire une fonction approchée, on choisit un ensemble fini de fonctions dépendant de  $n$  paramètres  $a_i$  :  $U(x, a_1, a_2, \dots, a_n)$ .

La détermination des paramètres  $a_i$  se fait en annulant  $e(x)$  en  $n$  points  $x_1, x_2, \dots, x_n$ .

$U$  étant généralement linéaire en  $a_i$ , on peut écrire :

$$U(x) = \langle N_1(x), N_2(x), \dots, N_n(x) \rangle \begin{Bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_n \end{Bmatrix} \quad (I.2)$$

$$U(x) = \langle N \rangle \{a\}$$

Avec :

$N_i$  : Fonctions d'interpolation connues et indépendantes linéairement.

$a_i$  : Paramètres généraux représentant les valeurs de la fonction  $U_{ex}$  en  $n$  points  $x_1, x_2, \dots, x_n$  appelés nœuds.

D'autant plus que la fonction approchée  $U(x)$  coïncide avec  $U_{ex}(x)$  en ces mêmes points, d'où :

$$U(x_i) = U_{ex}(x_i) = u_i$$

Les paramètres  $u_i$  sont les paramètres nodaux ou variables nodales. Ils correspondent à la valeur physique de la fonction discrétisée.

$$U(x) = N_1(x)u_1 + N_2(x)u_2 + \dots + N_n(x)u_n$$

$$U(x) = \langle N \rangle \{u\} \quad (I.3)$$

Cette approximation nodale possède deux propriétés fondamentales :

$$a/ \quad N_j(x_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } i \neq j \\ 1 & \text{si } i = j \text{ puisque } U(x_i) = u_i \end{cases}$$

b/ Pour tous les nœuds  $x_i$ , l'erreur d'approximation  $e(x)$  est nulle.

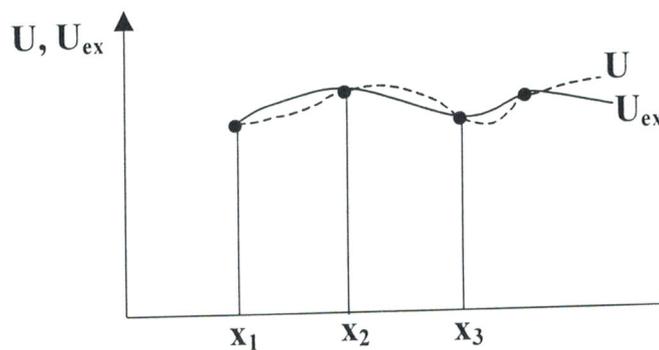


Figure I.1 : Représentation des fonctions  $U$  et  $U_{ex}$

Souvent le domaine étudié  $V$  est à géométrie complexe, et sa fonction approchée doit satisfaire des conditions aux limites aux frontières de  $V$ . Ceci nécessite un nombre de nœuds plus élevé, et de ce fait, l'utilisation de l'approximation nodale devient plus complexe. Ce qui serait le mieux approprié dans ce cas est une approximation par éléments finis.

### I.2.1.2 Approximation par éléments finis

Supposons que l'on veuille résoudre une certaine équation aux dérivées partielles sur une fonction  $f(x, y)$  de deux variables, cette équation étant valable dans un certain domaine  $V$  du plan. Très schématiquement, le principe de la méthode des éléments finis se traduit par deux principales opérations:

1- On décompose le domaine  $V$  en un grand nombre  $N$  de petits éléments de forme géométrique simple, en général des triangles (dans cette opération, le bord de  $V$  n'est reproduit que de manière approximative, sauf si  $V$  est polygonal). Si  $V$  était un volume, on pourrait utiliser comme éléments des tétraèdres ou des pentaèdres par exemple.

2- On considère qu'à l'intérieur de chacun de ces éléments, la fonction recherchée est approximée par une expression polynomiale en  $x$  et  $y$ . Par exemple, dans un élément donné, disons l'élément  $N^\circ i$ , on considère que  $f$  est approximativement égale à

$$U_i(x, y) = a_0 + a_1x + a_2y + a_3x^2 + a_4xy + a_5y^2 + a_6x^2y + \dots,$$

où  $a_i$  sont des constantes à déterminer (qui diffèrent a priori d'un élément à un autre).

Ainsi, au lieu de chercher les valeurs de  $f$  en tout point  $(x, y)$ , le problème devient celui de chercher les valeurs des coefficients  $a_i$  pour  $i = 1, 2, \dots, N$ . Ces coefficients obéissent à des contraintes:

- La fonction  $f$  doit être suffisamment régulière, ce qui impose que sur le segment commun à deux éléments adjacents  $i$  et  $j$ , les valeurs des fonctions  $U_i$  et  $U_j$  coïncident;
- La fonction  $f$  doit obéir à l'équation aux dérivées partielles donnée au départ (plus précisément, pour pouvoir admettre des fonctions  $f$  définies par segments, cette équation n'est pas supposée satisfaite strictement mais seulement en un certain sens dit "faible", qui permet de la transformer et d'obtenir une formulation plus commode pour la résolution);
- La fonction  $f$  doit vérifier une certaine "condition aux limites" faisant partie de l'énoncé du problème, par exemple la condition  $f(x, y) = 0$  pour tous les points situés sur la frontière de  $V$ .

En écrivant explicitement ces trois contraintes en termes des polynômes  $U_i$ , on obtient un système d'équations algébriques dont les inconnues sont les  $a_i$ .

Des techniques classiques de l'analyse numérique prennent alors le relais pour résoudre ces équations et trouver les valeurs de  $a_i$ .

Par ailleurs, pour améliorer l'approximation de  $f$  définie par les polynômes  $U_i$ , on peut répéter la procédure en décomposant le domaine  $V$  en éléments encore plus petits et plus nombreux, ou en utilisant des polynômes  $U_i$  de degré plus élevé.

## I.2.2 DEFINITION DE LA GEOMETRIE DES ELEMENTS

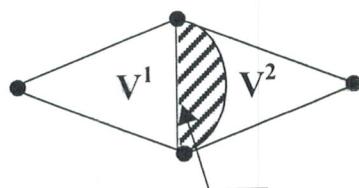
### I.2.2.1 Nœuds géométriques

Nous choisissons un ensemble de  $\bar{n}$  points, sur le domaine  $V$ , qui servira à définir la géométrie des éléments. Ces points, appelés nœuds géométriques, peuvent éventuellement coïncider avec les nœuds d'interpolation. Puis nous remplaçons le domaine  $V$  par un ensemble d'éléments  $V^e$  de formes relativement simples. Chaque élément  $V^e$  doit être défini analytiquement de manière unique en fonction des coordonnées des nœuds géométriques qui appartiennent à cet élément, c'est-à-dire qui sont situés sur  $V^e$  et sur sa frontière.

### I.2.2.2 Règles de répartition du domaine en éléments finis

La partition du domaine  $V$  en éléments  $V^e$  doit respecter les deux règles suivantes:

a) deux éléments distincts ne peuvent avoir en commun que des points situés sur leur frontière commune, si elle existe. Cette condition exclut le recouvrement de deux éléments. Les frontières entre éléments peuvent être des points, des courbes ou des surfaces:



Recouvrement inadmissible

Figure I.2 : Recouvrement de deux éléments

b) L'ensemble de tous les éléments  $V^e$  doit constituer un domaine aussi proche que possible du domaine donné  $V$ . Nous excluons en particulier les "trous" entre éléments:

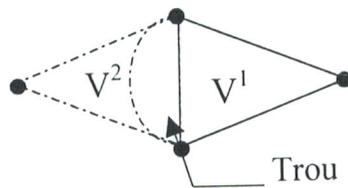


Figure I.3 : Trou inadmissible entre deux éléments

Lorsque la frontière du domaine  $V$  est constituée par des courbes ou des surfaces plus complexes que celles qui définissent les frontières des éléments, une erreur est inévitable. Cette erreur est appelée erreur de discrétisation géométrique. Elle peut être réduite en diminuant la taille des éléments, ou en utilisant des éléments à frontières plus complexes :

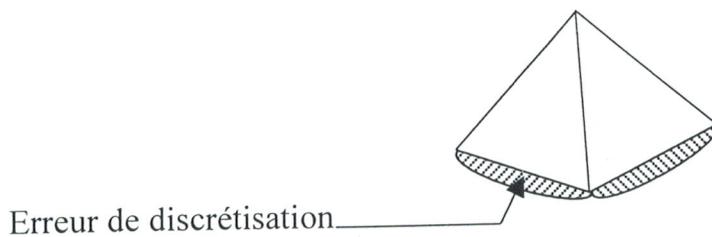


Figure I.4 : Erreur de discrétisation géométrique

Les deux règles précédentes sont respectées si les éléments sont construits de la manière suivante :

- Chaque élément est défini de manière unique à partir des coordonnées des nœuds géométriques situés sur cet élément. Le plus souvent ces nœuds géométriques sont situés sur les frontières de l'élément et sont communs à plusieurs éléments.
- La frontière d'un élément à deux ou trois dimensions est formée par un ensemble de courbes ou de surfaces. Chaque portion de frontière doit être définie de manière unique à partir des coordonnées des seuls nœuds géométriques situés sur cette portion de frontière. Ainsi les portions de frontière communes à deux éléments sont définies de manière identique pour l'un ou l'autre élément.

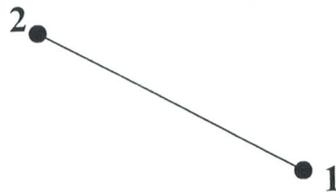
### I.2.2.3 Formes d'éléments classiques

Nous présentons maintenant les formes de quelques éléments classiques correspondant à des domaines à une, deux ou trois dimensions.

Chaque élément est identifié par un nom précisant sa forme ainsi que par le type de courbe ou de structure qui en forme la frontière. De plus nous donnons le nombre de nœuds géométriques nécessaires pour définir l'élément.

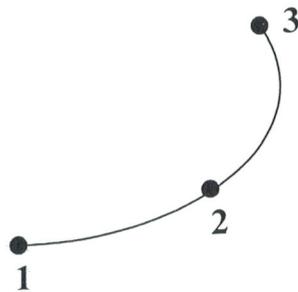
- **Une dimension**

Linéaire : sa base polynomiale est de forme  $(1 \ x)$



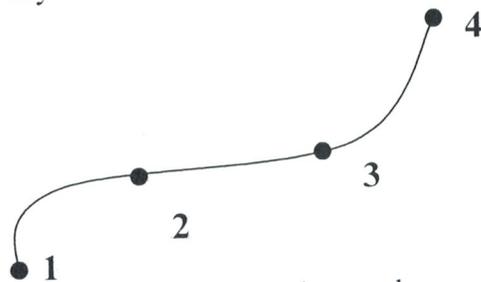
2 nœuds

Quadratique : sa base polynomiale est de forme  $(1 \ x \ x^2)$



3 nœuds

Cubique : sa base polynomiale est de forme  $(1 \ x \ x^2 \ x^3)$

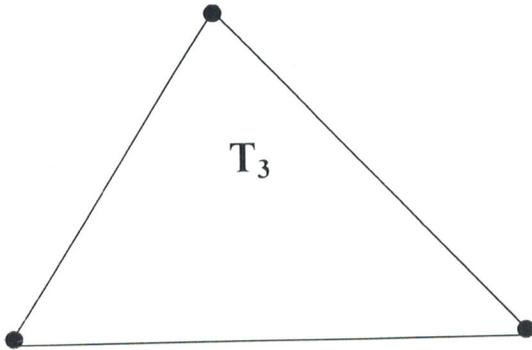


4 nœuds

• Deux dimensions

Eléments triangulaires

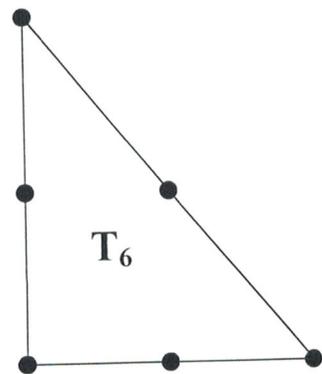
D'ordre 1



3 noeuds

$(1 \ x \ y)$

D'ordre 2



$(1 \ x \ y \ x^2 \ xy \ y^2)$

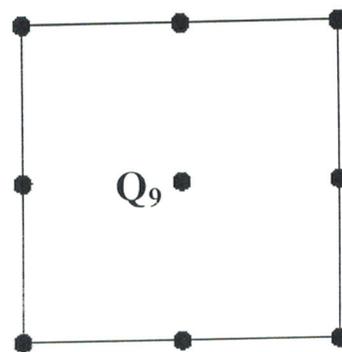
Eléments quadrilatéraux

D'ordre 1



$(1 \ x \ y \ xy)$

D'ordre 2

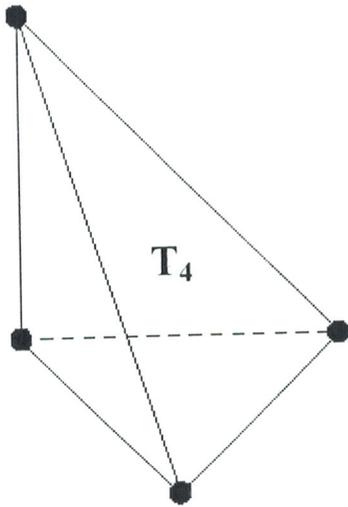


$(1 \ x \ y \ x^2 \ xy \ y^2 \ x^2y \ y^2x)$

c) Trois dimensions

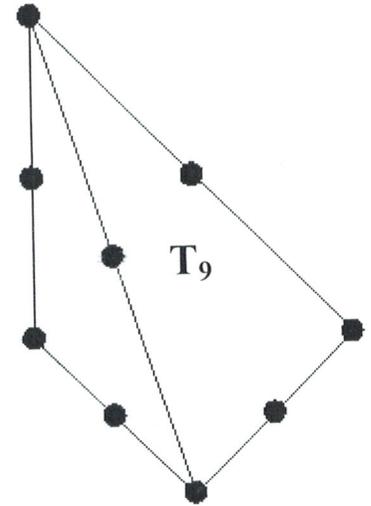
Eléments tétraédriques

D'ordre 1



$$(1 \ x \ y \ z)$$

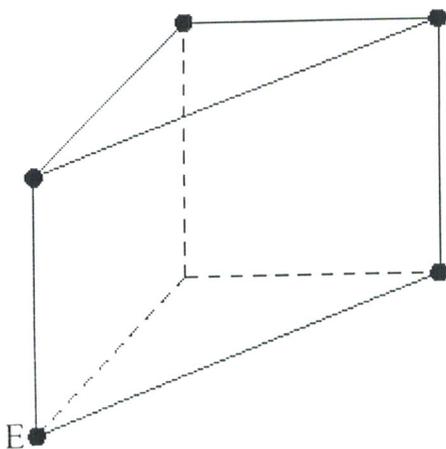
D'ordre 2



$$(1 \ x \ y \ z \ x^2 \ y^2 \ z^2 \ xy \ xz \ yz)$$

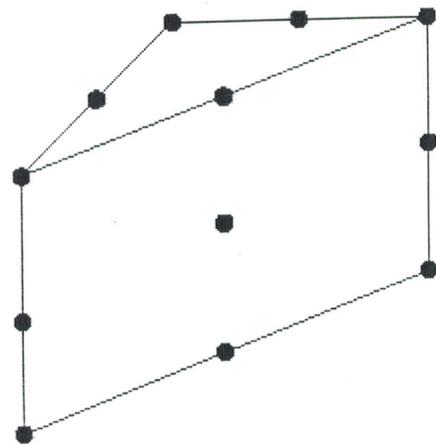
Eléments prismatiques

D'ordre 1

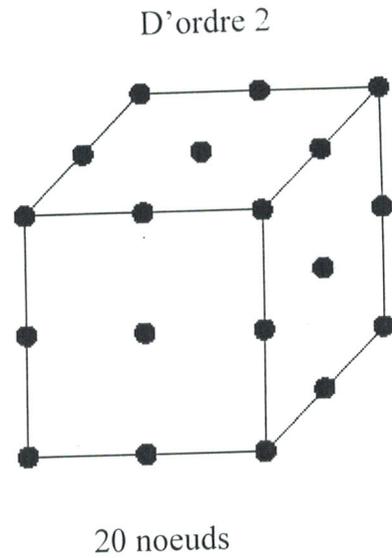
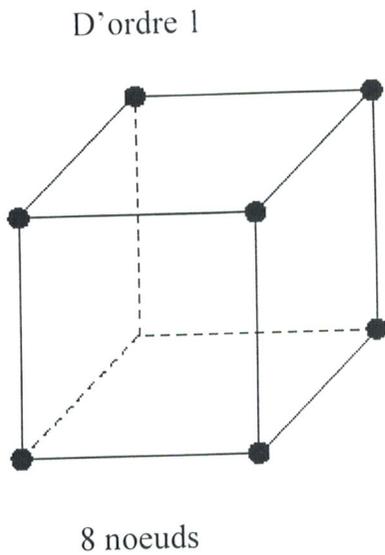


6 noeuds

D'ordre 2



15 noeuds



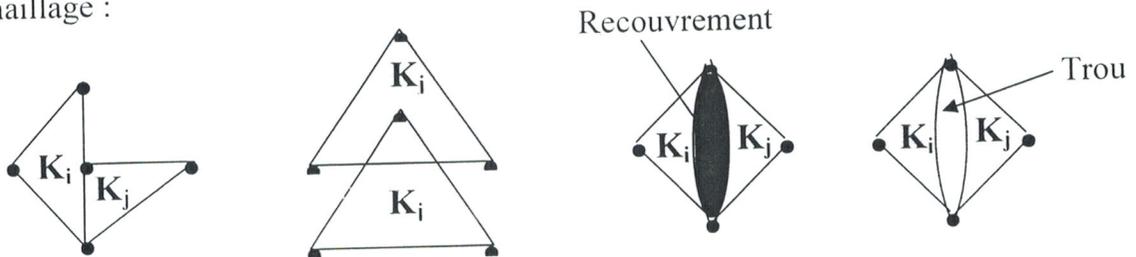
### 1.2.3 ELEMENT TRIANGULAIRE ET REGLES DE MAILLAGE

Les structures qu'on va étudier sont toutes à deux dimensions ; les éléments du maillage seront par exemple des **éléments triangulaires**.

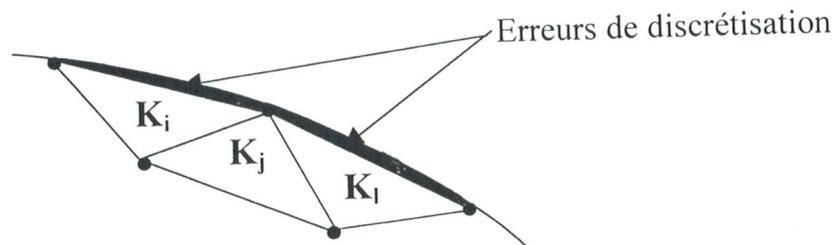
Le domaine d'étude  $V$  sera constitué d'un ensemble de triangle  $K_i$ , qui doivent satisfaire les conditions suivantes :

- $V = \cup_i K_i$
- $K_i \cap K_j, i \neq j = \begin{cases} \text{Soit l'ensemble vide.} \\ \text{Soit un sommet commun.} \\ \text{Soit un côté commun.} \end{cases}$
- L'élément  $K_i$  doit appartenir entièrement à un milieu homogène.

Dans ce qui suit, nous verrons des situations qui ne sont pas permises dans le maillage :



Dans certains cas, la frontière du domaine est curviligne, et on aura des erreurs de discrétisation géométrique qu'on peut réduire en faisant un maillage plus fin.



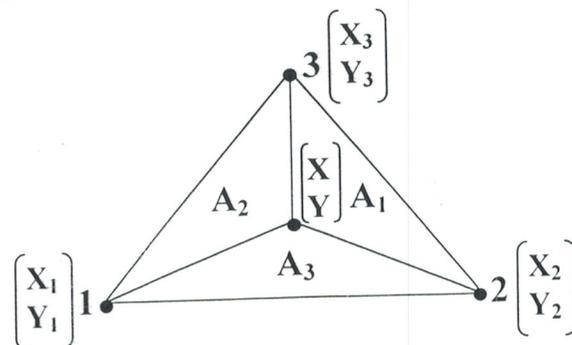
### I.2.3.1 Propriétés du maillage

Pour assurer un bon maillage, on doit respecter certaines propriétés qui sont les suivantes :

- Eviter la présence d'un angle obtus au cas où les mailles sont triangulaires.
- Eviter que la variation de taille entre deux éléments successifs ne soit trop brutale.
- La densité d'éléments n'est pas obligatoirement uniforme dans tout le volume étudié. Elle peut varier, et on aura un maillage plus fin dans les zones où l'on a de forts gradients de la solution, et un maillage plus lâche ailleurs.
- Respecter la numérotation des sommets de chaque élément, ce qui permet le calcul de sa surface.
- Dans le cas où les éléments sont triangulaires, il suffit de choisir et numéroté le premier sommet, le reste se déduit par simple rotation dans le sens direct.

### I.2.4 ELEMENT TRIANGULAIRE DE LAGRANGE

Considérons un élément triangulaire  $K$ , dont les trois nœuds géométriques sont numérotés dans le sens direct.



Il est difficile de calculer l'interpolée, et donc la fonction  $U(x)$  en un point de coordonnées cartésiennes  $(x, y)$ . L'utilisation d'un autre type de coordonnées appelées coordonnées barycentriques s'avère nécessaire.

#### 1.2.4.1 Coordonnées barycentriques

Elles sont définies comme suit :

$$\begin{cases} \lambda_1 = \frac{A_1}{A} \\ \lambda_2 = \frac{A_2}{A} \\ \lambda_3 = \frac{A_3}{A} \end{cases}$$

A étant l'aire du triangle  $K$

$A_i$  étant l'aire du triangle limité par les points de coordonnées  $(X_i, Y_i)$ ,  $(X_{i+1}, Y_{i+1})$  et  $(X_{i+2}, Y_{i+2})$ ,  $i+1$  et  $i+2$  sont à calculer modulo 3.

Pour passer des coordonnées barycentriques aux coordonnées cartésiennes, il suffit d'appliquer :

$$\begin{cases} X = \lambda_1 X_1 + \lambda_2 X_2 + \lambda_3 X_3 \\ Y = \lambda_1 Y_1 + \lambda_2 Y_2 + \lambda_3 Y_3 \end{cases}$$

sachant que  $\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 1$

#### 1.2.4.2 Construction des polynômes d'interpolations sur l'élément triangulaire

L'interpolée de la fonction inconnue  $U_{ex}(x)$  sur l'élément de maillage  $K$  est définie par :

$$\prod_K U_{ex}(x) = \sum_{i=1}^m N_i(x, y) U_{ex}(X_i, Y_i)$$

avec  $m$  : nombre de nœuds d'interpolation sur l'élément  $K$ , et en même temps, le nombre de fonctions d'interpolation.

Les fonctions d'interpolation  $N_i(x, y)$  sont des polynômes de LAGRANGE de degré  $r$  ( $r \geq 1$ ), linéairement indépendants, constituant une base de l'espace vectoriel  $P_r$  des polynômes de degré  $r$  sur le triangle  $K$ . La dimension de  $P_r$ , qui est aussi le nombre de polynômes d'interpolation  $N_i$  sur  $K$  est donnée par :

$$d = \frac{(r+1)(r+2)}{2}$$

Où  $d$  représente le nombre de nœuds d'interpolation sur  $K$ .

Les coordonnées de ces nœuds sont données par :

$$(x, y) = \sum_{i=1}^3 \lambda_i (X_i, Y_i) \quad \text{avec} \quad \sum_{i=1}^3 \lambda_i = 1.$$

Pour les polynômes de LAGRANGE de premier degré ( $r=1$ ), les trois nœuds d'interpolation sont confondus avec les nœuds géométriques (ou sommets) du triangle  $K$ . Leurs coordonnées barycentriques sont présentées dans le tableau suivant :

Numéro du nœud	1	2	3
$\lambda_1$	1	0	0
$\lambda_2$	0	1	0
$\lambda_3$	0	0	1

Chaque nœud peut être représenté par un triplet d'entiers  $(\mu_1, \mu_2, \mu_3)$  tels que :

$$\begin{cases} \mu_1 + \mu_2 + \mu_3 = r \\ 0 \leq \mu_i \leq r \\ \lambda_i = \frac{\mu_i}{r} \end{cases} \quad \text{avec} \quad 1 \leq i \leq 3$$

On a alors :

$$\prod_K U_{\text{ex}}(x, y) = \sum_{\mu} N_{\mu}(x, y) U(X_{\mu}, Y_{\mu})$$

et si  $v = (v_1, v_2, v_3)$  désigne un nœud du triangle  $K$ , auquel on associe le polynôme d'interpolation  $N_v$ , alors :

$$N_\mu(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{si } \mu = v \\ 0 & \text{si } \mu \neq v \end{cases}$$

Ce polynôme peut être exprimé en fonction des coordonnées barycentriques  $(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$  par :

$$N_\mu(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = \prod_{i=1}^3 Q_{v_i}(\lambda_i(x, y))$$

$$\text{où : } Q_{v_i}(\lambda_i) = \begin{cases} 1 & \text{si } \mu_i = 1 \\ \frac{1}{\mu_i!} \prod_{j=0}^{\mu_i-1} (r \lambda_{i-j}) & \text{si } \mu_i \geq 1 \end{cases}$$

Le triplet  $(K, \text{ensemble de nœuds d'interpolation définis sur } K, P_r)$  est appelé élément triangulaire de LAGRANGE.

### I.2.4.3 Calcul des fonctions d'interpolation et de leur dérivées premières

Les polynômes de LAGRANGE  $N_\mu$  d'ordre 1 sont calculés sur les trois nœuds d'interpolation de l'élément  $K$ , numérotés 1, 2, 3 dans le sens direct.

Numéro du nœud	1	2	3
$N_\mu(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$\lambda_3$

Les dérivées du polynôme de LAGRANGE sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial N_i}{\partial x} = \sum_{i=1}^3 \frac{\partial N_i}{\partial \lambda_m} \frac{\partial \lambda_m}{\partial x} \\ \frac{\partial N_i}{\partial y} = \sum_{i=1}^3 \frac{\partial N_i}{\partial \lambda_m} \frac{\partial \lambda_m}{\partial y} \end{array} \right. \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \lambda_m}{\partial x} = \frac{\lambda_{m+1} - \lambda_{m+2}}{\Delta K} \\ \frac{\partial \lambda_m}{\partial y} = \frac{\lambda_{m+2} - \lambda_{m+1}}{\Delta K} \end{array} \right.$$

Avec  $m = 1, 2$  ou  $3$  ;  $(m+1)$  et  $(m+2)$  sont à calculer modulo 3.

$\Delta K$  est égal à deux fois l'aire de l'élément triangulaire  $K$ .

### I.2.5 METHODE GENERALE D'UTILISATION DE LA MEF

La résolution d'un problème par la méthode des éléments finis doit se faire comme suit [3] :

- Mettre en équation le problème à résoudre.
- Diviser le domaine à étudier en milieux homogènes  $V_i$ .
- Mailler les sous domaines  $V_i$  en éléments (Triangulaire)  $V^e$ .
- Choisir les polynômes d'interpolation sur le triangle.
- Numéroter tous les nœuds d'interpolation.
- Numéroter tous les éléments.
- Discrétiser les équations différentielles à résoudre sur chaque élément du maillage et calculer le système matriciel relatif à un élément de maillage.
- Assembler toutes les matrices élémentaires en une matrice globale.
- Introduire les conditions aux limites.
- Résoudre le système final par des méthodes numériques.

### I.3 CONCLUSION

La méthode des éléments (MEF) est une méthode numérique simple et très efficace pour la résolution du problème (ici équation de Laplace) de caractérisation des grandeurs électromagnétiques des lignes couplées symétriques et asymétriques, homogènes et inhomogènes.

Dans le chapitre suivant, nous présentons la théorie des lignes couplées pour pouvoir l'appliquer à la caractérisation par la méthode des éléments finis (MEF) de coupleurs de formes très complexes récemment introduits dans la littérature scientifique.

## **Chapitre II**

### **Théorie des lignes couplées**

## II.1 INTRODUCTION

Quand un courant électrique circule sur une ligne, il crée des champs électromagnétiques autour de cette ligne. Lorsque la fréquence du signal est basse, les énergies électriques et magnétiques sont concentrées dans le voisinage immédiat du conducteur et aucun couplage ne peut se produire avec un autre conducteur placé à proximité. Sous excitation HF et plus, si l'on place une seconde ligne de transmission à proximité de la première, les champs qui se propagent sur l'une des lignes peuvent produire un signal sur la seconde. On dira que ces deux lignes sont couplées. Le champ électrique fait apparaître une tension (couplage capacitif), alors que le champ magnétique induit un courant (couplage inductif). Evidemment, ces deux couplages augmentent avec la proximité des lignes. Ils sont caractérisés par un coefficient appelé coefficient de couplage, qui fera l'objet de notre étude dans ce chapitre

On peut tirer profit du couplage entre deux lignes pour construire des coupleurs directifs. Les coupleurs directifs sont des composants à quatre accès (quadriportes) très utilisés en hyperfréquence, notamment pour prélever une partie du signal dont on peut mesurer ou contrôler la fréquence et la puissance. Par conséquent, nous avons vu utile d'introduire dans ce chapitre d'une part les notions fondamentales de coupleurs directifs ou directionnels et d'autre part la méthode de conception de ces composants [4], [5].

## II.2 EQUATIONS DES LIGNES COUPLEES

### II.2.1 CAS GENERAL

On considère deux lignes quelconques couplées, dont on représente une section de longueur  $dz$  par le schéma équivalent de la figure II.1.

Ces deux lignes pouvant comporter des pertes, sont couplées l'une à l'autre inductivement (élément  $M$ ), capacitivement (élément  $\gamma$ ), et par conduction de fuite (élément  $G_m$ ) [6].

Considérons des tensions et des courants sinusoïdaux aux deux extrémités de la ligne :

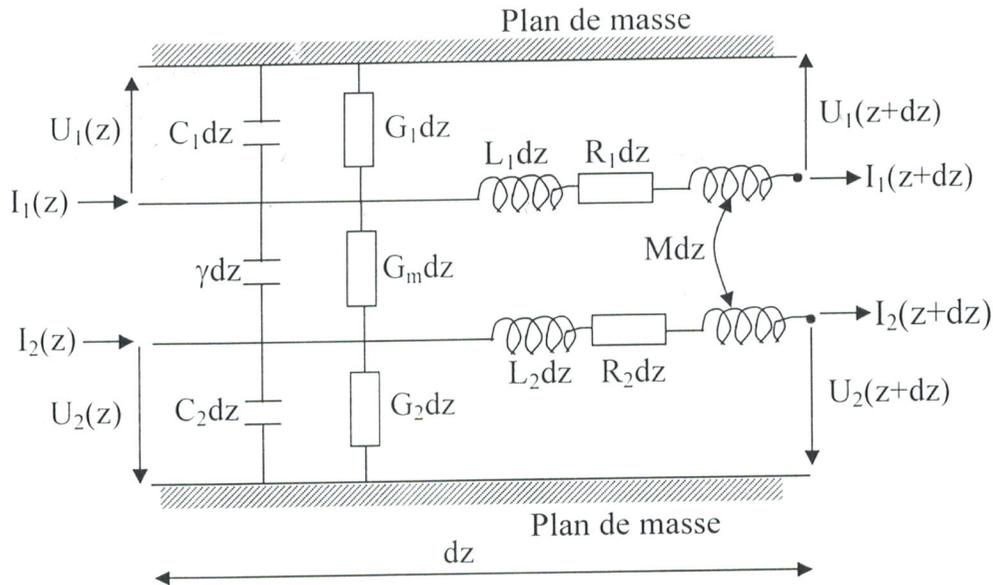


Figure II.1 : Schéma électrique de deux lignes couplées

$$U_1(z) = (jL_1\omega + R_1) dz \cdot I_1(z) + U_1(z+dz) + j\omega M dz I_2(z)$$

$$\Rightarrow -\frac{\partial U_1(z)}{\partial z} = (R_1 + jL_1\omega) I_1(z) + j\omega M I_2(z) \quad (\text{II.1})$$

de même :

$$-\frac{\partial U_2(z)}{\partial z} = jM\omega I_1(z) + (R_2 + j\omega L_2) I_2(z) \quad (\text{II.2})$$

Pour les courants :

$$I_1(z) = (j\omega C_1 + G_1) dz \cdot U_1(z) + (G_m + j\omega\gamma) dz (U_1(z) - U_2(z)) + I_1(z+dz)$$

$$\Rightarrow -\frac{\partial I_1(z)}{\partial z} = (G_1 + G_m + j\omega(C_1 + \gamma)) U_1(z) - (G_m + j\omega\gamma) U_2(z) \quad (\text{II.3})$$

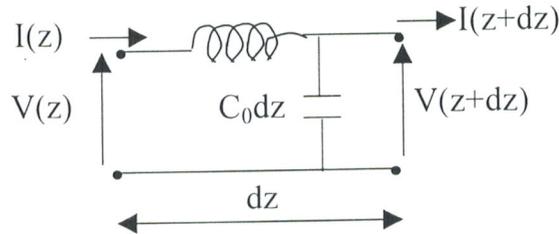
même chose pour  $I_2$  :

$$-\frac{\partial I_2(z)}{\partial z} = -(G_m + j\omega\gamma) U_1(z) + (G_2 + G_m + j\omega(C_2 + \gamma)) U_2(z) \quad (\text{II.4})$$

L'analyse des lignes couplées peut donner lieu à des développements très complexes, de sorte qu'on limite souvent l'étude à des cas simples tels que: deux lignes parallèles, identiques et sans pertes ( $G_i = \infty$ ,  $R_i = 0$ ).

### II.2.1 EQUATIONS DES LIGNES A CONDUCTEURS SANS PERTES

L'élément de longueur  $dz$  de chaque ligne prise séparément possède le schéma électrique suivant :



La figure II.1 est alors simplifiée :

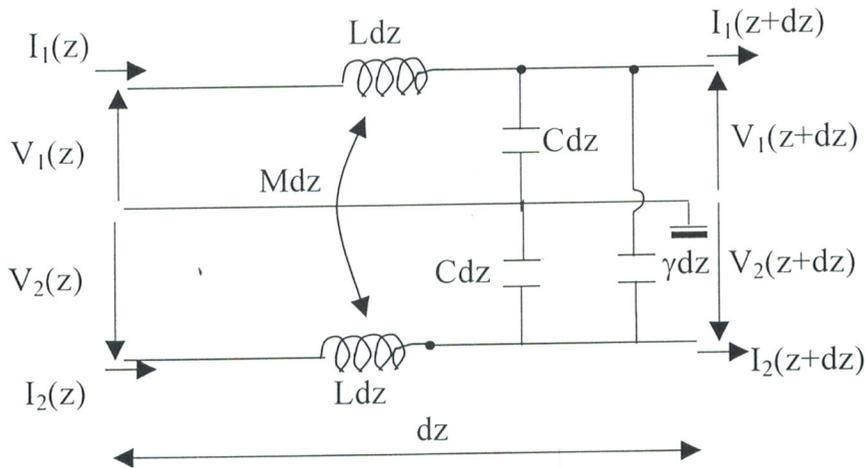


Figure II.2

Sachant que  $C = C_0 - \gamma$

Les équations (II.1, II.2 II.3 et II.4) deviennent alors :

$$-\frac{\partial V_1}{\partial z} = jL\omega I_1 + jM\omega I_2 \tag{II.5}$$

$$-\frac{\partial V_2}{\partial z} = jM\omega I_1 + jL\omega I_2 \tag{II.6}$$

$$-\frac{\partial I_1}{\partial z} = j(C + \gamma)\omega V_1 - j\gamma\omega V_2 \tag{II.7}$$

$$-\frac{\partial I_2}{\partial z} = -j\gamma\omega V_1 + j(C + \gamma)\omega V_2 \tag{II.8}$$

### II.2.2.1 Résolution des équations

Pour simplifier les calculs, on doit éliminer en premier temps  $I_1$  et  $I_2$ . Pour cela on dérive (II.5) et (II.6) par rapport à  $z$  et on remplace  $\frac{\partial I_1}{\partial z}$  et  $\frac{\partial I_2}{\partial z}$  à partir de (II.7) et (II.8),

soit:

$$\frac{\partial^2 V_1}{\partial z^2} = -[L(C + \gamma) - M\gamma]\omega^2 V_1 - [M(C + \gamma) - L\gamma]\omega^2 V_2 \quad (\text{II.9})$$

$$\frac{\partial^2 V_2}{\partial z^2} = -[M(C + \gamma) - L\gamma]\omega^2 V_1 - [L(C + \gamma) - M\gamma]\omega^2 V_2 \quad (\text{II.10})$$

La somme et la différence de ces deux dernières équations donnent naissance à deux nouvelles formules :

$$\frac{\partial^2 V_c}{\partial z^2} = -(L + M)C\omega^2 V_c \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{\partial^2 V_d}{\partial z^2} = -(L - M)(C + 2\gamma)\omega^2 V_d \quad (\text{II.12})$$

avec :  $V_c = V_1 + V_2$  et  $V_d = V_1 - V_2$

On dérive également les équations (II.7) et (II.8) par rapport à  $z$  et on remplace

$\frac{\partial V_1}{\partial z}$  et  $\frac{\partial V_2}{\partial z}$  par leurs expressions à partir de (II.5) et (II.6), on trouve :

$$\frac{\partial^2 I_1}{\partial z^2} = [L(C + \gamma) - M\gamma]\omega^2 I_1 + [M(C + \gamma) - L\gamma]\omega^2 I_2 \quad (\text{II.13})$$

$$\frac{\partial^2 I_2}{\partial z^2} = [M(C + \gamma) - L\gamma]\omega^2 I_1 + [L(C + \gamma) - M\gamma]\omega^2 I_2 \quad (\text{II.14})$$

La somme et la différence de ces deux dernières équations, en introduisant les paramètres  $I_c = I_1 + I_2$  et  $I_d = I_1 - I_2$ , donne :

$$\frac{\partial^2 I_c}{\partial z^2} = -(L + M)C\omega^2 I_c \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{\partial^2 I_d}{\partial z^2} = -(L - M)(C + 2\gamma)\omega^2 I_d \quad (\text{II.16})$$

Nous sommes donc en présence de quatre équations différentielles :

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \begin{Bmatrix} V_c \\ I_c \end{Bmatrix} + \Gamma_c^2 \begin{Bmatrix} V_c \\ I_c \end{Bmatrix} = 0 \quad (\text{II.17})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \begin{Bmatrix} V_d \\ I_d \end{Bmatrix} + \Gamma_d^2 \begin{Bmatrix} V_d \\ I_d \end{Bmatrix} = 0 \quad (\text{II.18})$$

$$\text{avec : } \Gamma_c^2 = \omega^2(L+M)C \quad \text{et} \quad \Gamma_d^2 = \omega^2(L-M)(C+2\gamma)$$

L'équation (II.17) caractérise le mode commun, appelé aussi mode pair (Even mode). L'équation (II.18) caractérise le mode différentiel, appelé aussi mode impair (Odd mode).

Les tensions et les courants, solutions des systèmes (II.17) et (II.18), sont en fait la superposition d'une onde incidente et d'une onde rétrograde.

$$V_c = V_c^+ e^{-j\Gamma_c z} + V_c^- e^{j\Gamma_c z}$$

$$I_c = I_c^+ e^{-j\Gamma_c z} + I_c^- e^{j\Gamma_c z}$$

$$V_d = V_d^+ e^{-j\Gamma_d z} + V_d^- e^{j\Gamma_d z}$$

$$I_d = I_d^+ e^{-j\Gamma_d z} + I_d^- e^{j\Gamma_d z}$$

Les vitesses de propagation du mode commun et du mode différentiel sont respectivement :

$$\varphi_c = \frac{\omega}{\Gamma_c} = \frac{1}{\sqrt{(L+M)C}} \quad \text{et} \quad \varphi_d = \frac{\omega}{\Gamma_d} = \frac{1}{\sqrt{(L-M)(C+2\gamma)}}$$

### II.2.2.2 Coefficients de couplage

On définit les coefficients de couplage capacitif et inductif respectivement

$$\text{par : } k_c = \frac{\gamma}{C_0} \quad \text{et} \quad k_L = \frac{M}{L}$$

(Nous rappelons que  $C_0$  est la capacité linéique de la ligne isolée).

$$\Gamma_c^2 = \omega^2(L+M)C = \omega^2(L+M)(C_0 - \gamma)$$

$$\text{ceci implique que : } \Gamma_c^2 = \omega^2 L C_0 (1 + k_L)(1 - k_c)$$

de même :  $\Gamma_d^2 = \omega^2 LC_0(1 - k_L)(1 + k_C)$

Idem pour les vitesses de propagation :

$$\varphi_C = \frac{1}{\sqrt{LC_0} \sqrt{(1 + k_L)(1 - k_C)}} = \frac{\varphi}{\sqrt{(1 + k_L)(1 - k_C)}}$$

$$\varphi_d = \frac{1}{\sqrt{LC_0} \sqrt{(1 - k_L)(1 + k_C)}} = \frac{\varphi}{\sqrt{(1 - k_L)(1 + k_C)}}$$

avec :  $\varphi = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$  : vitesse de propagation dans la ligne isolée

A priori  $\varphi_C$  est différente de  $\varphi_d$ .

Nous allons étudier le cas des lignes propageant l'onde TEM pure. Par conséquent, la vitesse de propagation est la même, ce qui implique que :  $\varphi_C = \varphi_d$ .

$$\text{Soit : } \frac{1}{(1 + k_L)(1 - k_C)} = \frac{1}{(1 - k_L)(1 + k_C)}$$

$$\Rightarrow k_L = k_C = k$$

avec  $k = \frac{\gamma}{C_0} = \frac{M}{L}$  : Coefficient de couplage des lignes.

### II.2.2.3 Conditions d'excitation des modes

#### ◆ Mode commun :

Pour que le mode commun puisse exister seul, il faut vérifier que :

$$\begin{cases} V_C \\ I_C \end{cases} \neq 0 \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_d \\ I_d \end{cases} = 0$$

$$\text{Autrement dit : } \begin{cases} V_1(z) = V_2(z) \\ I_1(z) = I_2(z) \end{cases}$$

Il suffit donc d'appliquer la même tension aux deux lignes pour exciter le mode commun ou mode pair.

◆ Mode différentiel :

On doit vérifier :

$$\begin{cases} V_d \neq 0 \\ I_d \neq 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_c = 0 \\ I_c = 0 \end{cases}$$

donc : 
$$\begin{cases} V_1(z) = -V_2(z) \\ I_1(z) = -I_2(z) \end{cases}$$

Il suffit donc d'appliquer aux entrées des deux lignes, la même tension mais de signe contraire pour n'avoir que le mode impair.

◆ Mode en régime sinusoïdal :

Le milieu considéré est homogène alors

$$\Gamma_c = \Gamma_d = \Gamma = \omega^2 LC_0 (1-k^2)$$

d'où :

$$\begin{cases} V_c = V_c^+ e^{-j\Gamma z} + V_c^- e^{j\Gamma z} \\ I_c = I_c^+ e^{-j\Gamma z} + I_c^- e^{j\Gamma z} \\ V_d = V_d^+ e^{-j\Gamma z} + V_d^- e^{j\Gamma z} \\ I_d = I_d^+ e^{-j\Gamma z} + I_d^- e^{j\Gamma z} \end{cases}$$

On sait également que  $V_c$ ,  $V_d$ ,  $I_c$  et  $I_d$  sont liés à  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$  par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{V_c + V_d}{2} \\ V_2 = \frac{V_c - V_d}{2} \\ I_1 = \frac{I_c + I_d}{2} \\ I_2 = \frac{I_c - I_d}{2} \end{cases}$$

On prendra pour le mode pair : 
$$\begin{cases} V_1 = V_2 = \frac{V_c}{2} \\ I_1 = I_2 = \frac{I_c}{2} \end{cases}$$

$$\text{et pour le mode impair : } \begin{cases} V_1 = -V_2 = \frac{V_d}{2} \\ I_1 = -I_2 = \frac{I_d}{2} \end{cases}$$

#### II.2.2.4 Calcul des impédances caractéristiques des deux modes

Revenons aux équations (II.5) et (II.6), dont la somme et la différence donnent respectivement :

$$-\frac{\partial V_c}{\partial z} = j\omega(L+M)I_c \quad \text{et} \quad -\frac{\partial V_d}{\partial z} = j\omega(L-M)I_d$$

En faisant pareil pour les équations (II.7) et (II.8), on obtient :

$$-\frac{\partial I_c}{\partial z} = jC\omega V_c \quad \text{et} \quad -\frac{\partial I_d}{\partial z} = j\omega(C+2\gamma)V_d$$

#### ◆ Impédance caractéristique du mode pair (Even mode) $Z_{oe}$

Nous venons d'élaborer le système suivant :

$$\begin{cases} -\frac{\partial V_c}{\partial z} = j\omega(L+M)I_c \\ -\frac{\partial I_c}{\partial z} = jC\omega V_c = j\omega(C_0 - \gamma)V_c \end{cases}$$

Si on considère l'onde incidente, l'opérateur  $\frac{\partial}{\partial z}$  équivaut à une multiplication par  $(-j\Gamma)$ . Pour l'onde rétrograde, cet opérateur équivaut à  $(+j\Gamma)$ .

$$\text{Ceci implique : } \begin{cases} +j\Gamma V_c^+ = j\omega(L+M)I_c^+ \\ -j\Gamma V_c^- = j\omega(L+M)I_c^- \\ +j\Gamma I_c^+ = j\omega(C_0 + \gamma)V_c^+ \\ +j\Gamma I_c^- = j\omega(C_0 - \gamma)V_c^- \end{cases}$$

On définit l'impédance  $Z_{oe}$  par :

$$Z_{oe} = \frac{V_c^+}{I_c^+} = -\frac{V_c^-}{I_c^-} = \frac{\omega L(1+k)}{\omega \sqrt{LC_0} \sqrt{1-k^2}}$$

$$\Rightarrow Z_{oe} = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \quad (\text{II.19})$$

avec  $Z_0$  : Impédance caractéristique de la ligne isolée.

◆ Impédance caractéristique du mode impair (odd mode)  $Z_{00}$

Considérons le système :

$$\begin{cases} -\frac{\partial V_d}{\partial z} = j\omega(L - M)I_d \\ -\frac{\partial I_d}{\partial z} = j\omega(C + 2\gamma)V_d = j\omega(C_0 + \gamma)V_d \end{cases}$$

En appliquant la dérivée par rapport à  $z$ , on aboutit à :

$$\begin{cases} +j\Gamma V_d^+ = j\omega(L - M)I_d^+ \\ -j\Gamma V_d^- = j\omega(L - M)I_d^- \\ +j\Gamma I_d^+ = j\omega(C_0 + \gamma)V_d^+ \\ -j\Gamma I_d^- = j\omega(C_0 + \gamma)V_d^- \end{cases}$$

L'impédance  $Z_{00}$  est définie par :

$$Z_{00} = \frac{V_d^+}{I_d^+} = -\frac{V_d^-}{I_d^-} = \frac{\omega L(1 - k)}{\omega \sqrt{LC_0} \sqrt{1 - k^2}}$$

$$\Rightarrow Z_{00} = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \sqrt{\frac{1 - k}{1 + k}} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - k}{1 + k}} \quad (\text{II.20})$$

Remarques : •  $Z_{00} < Z_0 < Z_{0e}$

$$\bullet Z_{00} \cdot Z_0 = \frac{L}{C_0} = Z_0^2$$

### II.3 EFFET DU COUPLAGE

On peut tirer profit du couplage entre deux lignes pour construire des coupleurs directifs, qui sont des composants à quatre accès (quadriportes), très utilisés en hyperfréquence, notamment pour prélever une partie du signal dont on peut mesurer ou contrôler la fréquence et la puissance.

En revanche, dans le cas des lignes téléphoniques par exemple, le couplage de proximité entre deux lignes de transmission est un phénomène hautement indésirable. Le signal transmis à un abonné peut atteindre d'autres utilisateurs, à qui il n'est pas destiné. Ce couplage parasite est appelé diaphonie.

## II.3.1 COUPLEURS DIRECTIFS

### II.3.1.1 Définitions

a) Un composant à quatre accès est représenté par une matrice de répartition en puissance  $[S]$ , comportant 16 termes [7].

Soit :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

Les paramètres  $S_{ii}$  représentent la réflexion au niveau de l'accès  $i$  quand tous les autres accès sont adaptés.

$$\text{Soit : } S_{ii} = \frac{b_i}{a_i}, \quad \forall a_j = 0 ; j \neq i$$

Le terme  $S_{ij}$  ( $i \neq j$ ) représente la fonction de transfert de l'accès  $j$  à l'accès  $i$  ( $j$  : entrée,  $i$  : sortie) tel que :  $S_{ij} = b_i/a_j$ .  $\forall a_l = 0 ; l \neq j$ .

Le coupleur directif est un quadriporte réciproque ( $S_{ij} = S_{ji}$ ,  $\forall j \neq i$ ), adapté à tous ces accès ( $S_{ii} = 0$ ), et sans pertes (Conservation de l'énergie).

$[S]$  s'écrit alors :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}$$

La conservation d'énergie du système entraîne 16 équations liant les paramètres  $S_{ij}$  ; en particulier nous citons :

$$S_{13}^* S_{14} + S_{23}^* S_{24} = 0 \quad (\text{II.21})$$

$$S_{13}^* S_{23} + S_{14}^* S_{24} = 0 \quad (\text{II.22})$$

La différence de ces deux équations multipliées respectivement par  $S_{14}^*$  et  $S_{23}^*$ , aboutit à l'équation suivante :

$$S_{13}^* (|S_{14}|^2 - |S_{23}|^2) = 0 \quad (\text{II.23})$$

1<sup>er</sup> éventualité :  $S_{13} = 0$

et si de plus  $\begin{cases} S_{14} \\ S_{23} \end{cases} \neq 0$ ,  $S_{24}$  est également nul ( relation II.21)

2<sup>eme</sup> éventualité :  $|S_{14}| = |S_{23}|$  aboutit également en faisant un bon choix des plans de référence, à :

$$S_{13} = S_{24} = 0.$$

La matrice [S] devient :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & 0 & S_{34} & 0 \end{bmatrix}$$

$S_{13} = 0$ , exprime le découplage entre l'accès (1) et l'accès (3). La puissance incidente n'est transmise qu'aux accès (2) et (4).

b) Niveau d'affaiblissement :

On le déduit à partir du quotient des signaux à la sortie et à l'entrée correspondant au transfert maximum de puissance entre deux accès :

$$\alpha = -20 \log |S_{12}| \quad \text{en dB.}$$

c/ Niveau de couplage :

Il définit le transfert de puissance entre les accès 1 et 4 :

$$C_p = -20 \log |S_{14}| \quad \text{en dB.}$$

d/ Isolation :

C'est le transfert de signal entre deux accès isolés d'un coupleur (Ici les accès 1 et 3)

$$I = -20 \log |S_{13}| \quad \text{en dB.}$$

e/ Directivité :

C'est la différence entre l'isolation I et le couplage  $C_p$  :

$$D = I - C_p$$

$$D = -20 \log \frac{|S_{13}|}{|S_{14}|} \quad \text{en dB.}$$

La directivité traduit la qualité du coupleur.

### II.3.1.2 Etude du fonctionnement d'un coupleur réalisé à partir de deux lignes placées dans un milieu homogène

Le schéma du circuit est donnée dans la figure II.3.

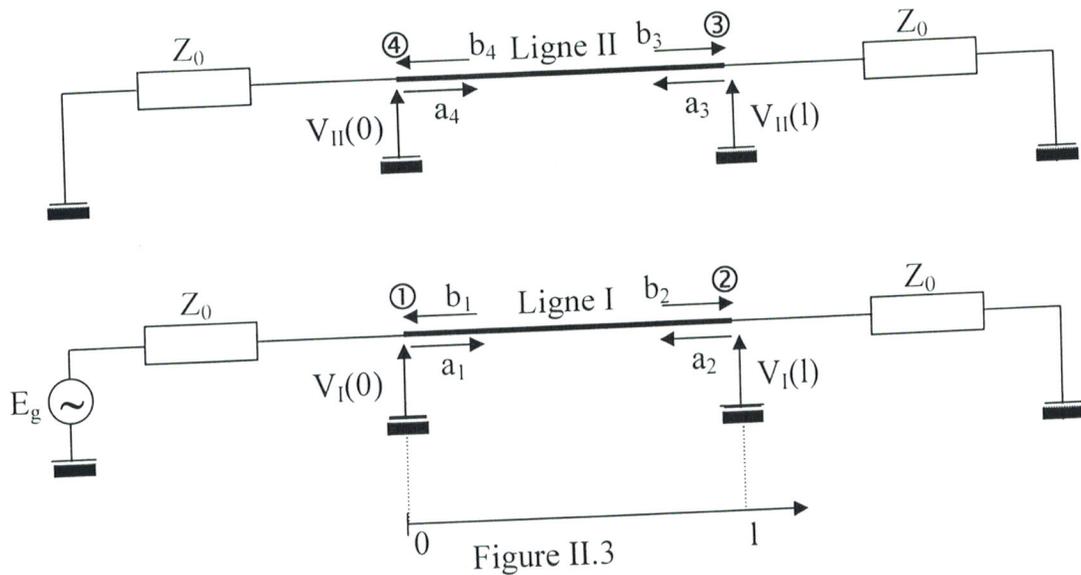


Figure II.3

En partant de la tension  $V_i$ , du courant  $I_i$  et de l'impédance caractéristique  $Z_{oi}$ , on définit les amplitudes complexes normalisées, de l'accès  $i$  par :

$$a_i = \frac{V_i + Z_{oi} I_i}{2\sqrt{Z_{oi}}} \quad \text{et} \quad b_i = \frac{V_i - Z_{oi} I_i}{2\sqrt{Z_{oi}}}$$

$a_i$  correspond à l'onde progressive et  $b_i$  correspond à l'onde rétrograde.

Les tensions et les courants sont donnés par les équations suivantes :

$$V_1(z) = \frac{1}{2} [V_c^+ e^{-j\Gamma z} + V_c^- e^{j\Gamma z} + V_d^+ e^{-j\Gamma z} + V_d^- e^{j\Gamma z}]$$

$$V_{II}(z) = \frac{1}{2} [V_c^+ e^{-j\Gamma z} + V_c^- e^{j\Gamma z} - V_d^+ e^{-j\Gamma z} - V_d^- e^{j\Gamma z}]$$

$$I_I(z) = \frac{V_C^+ e^{-j\Gamma z} - V_C^- e^{j\Gamma z}}{2Z_{oc}} + \frac{V_d^+ e^{-j\Gamma z} - V_d^- e^{j\Gamma z}}{2Z_{oo}}$$

$$I_{II}(z) = \frac{V_C^+ e^{-j\Gamma z} - V_C^- e^{j\Gamma z}}{2Z_{oc}} + \frac{-V_d^+ e^{-j\Gamma z} + V_d^- e^{j\Gamma z}}{2Z_{oo}}$$

• Conditions aux limites :

$$E_g = V_I(0) + Z_0 I_I(0)$$

$$0 = V_{II}(0) + Z_0 I_{II}(0)$$

$$0 = V_I(1) + Z_0 I_I(1)$$

$$0 = V_{II}(1) + Z_0 I_{II}(1)$$

Où  $E_g$  est la tension d'excitation et les indices I et II sont relatifs respectivement à la ligne I et la ligne II.

On va considérer le mode pair et le mode impair séparément, ensuite on applique le théorème de superposition :

Mode pair :

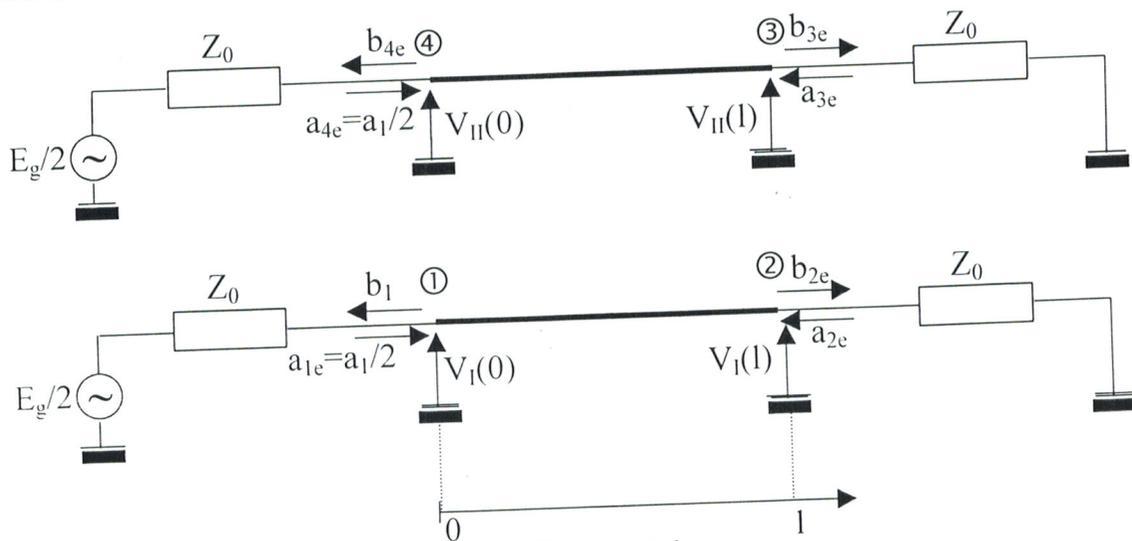


Figure II.4

accès (1) :  $E_g/2 = Z_0 I_I(0) + V_I(0)$

accès (4) :  $E_g/2 = Z_0 I_{II}(0) + V_{II}(0)$

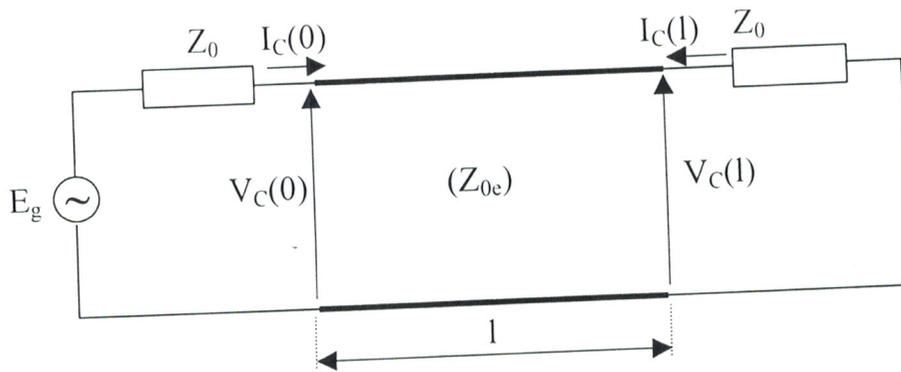
La somme de ces deux équations nous donne :  $E_g = Z_0 I_C(0) + V_C(0)$

accès (2) :  $Z_0 I_I(1) + V_I(1) = 0$

accès (3) :  $Z_0 I_{II}(l) + V_{II}(l) = 0$

La somme de ces deux équations nous donne :  $Z_0 I_C(l) + V_C(l) = 0$

De ce fait, l'octopôle peut être représenté comme suit :



Mode impair :

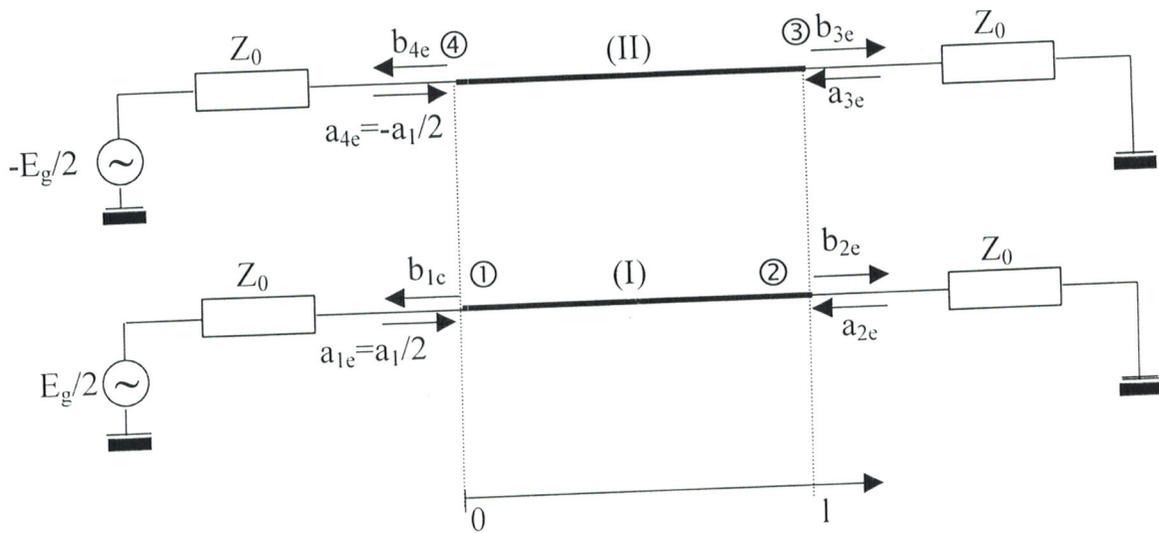


Figure II.5

accès (1) :  $E_g/2 = V_I(0) + Z_0 I_I(0)$

accès (4) :  $-E_g/2 = V_{II}(0) + Z_0 I_{II}(0)$

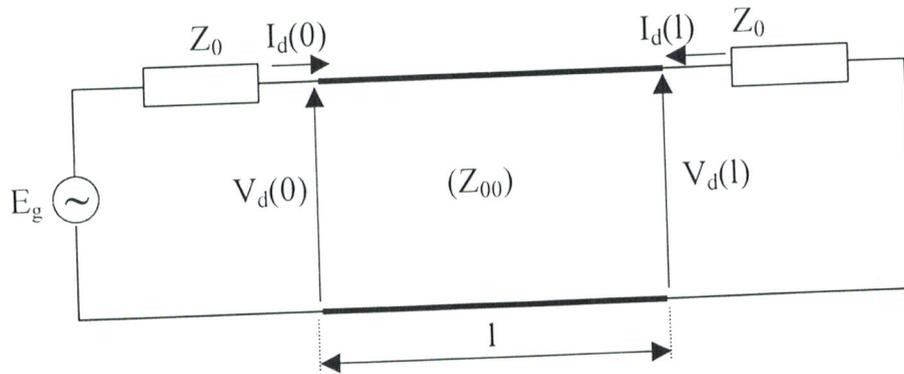
La différence de ces équations nous donne :  $E_g = V_d(0) + Z_0 I_d(0)$

accès (2) :  $V_I(l) + Z_0 I_I(l) = 0$

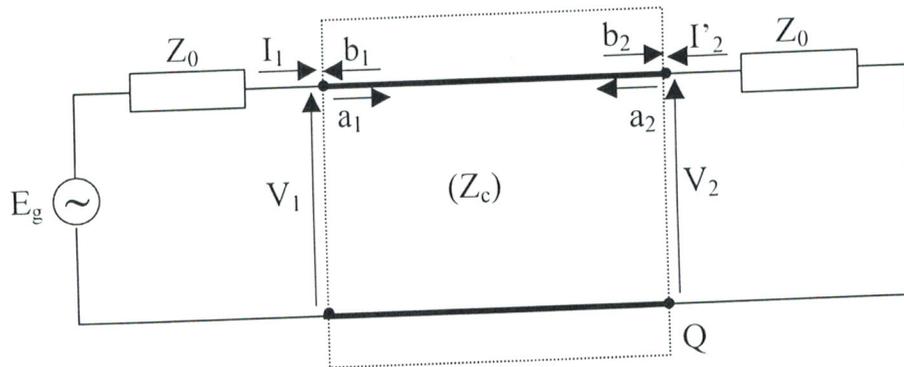
accès (3) :  $V_{II}(l) + Z_0 I_{II}(l) = 0$

Leur différence nous donne :  $V_d(l) + Z_0 I_d(l) = 0$

Le schéma électrique du quadriporte, dans le cas du mode impair sera alors :



Ceci nous ramène à étudier un circuit de la forme :



Les amplitudes complexes normalisées de ce quadripôle sont :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \quad ; \quad b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I'_2}{2\sqrt{Z_0}} \quad ; \quad b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I'_2}{2\sqrt{Z_0}}$$

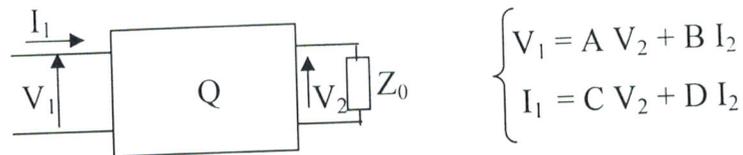
Soit  $Z_1$ , l'impédance d'entrée du quadripôle :  $Z_1 = \frac{V_1}{I_1}$ .

Le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle serait :  $\rho = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{V_1^-}{V_1^+}$

Le coefficient de transmission de la tension est :  $t = \frac{V_2^+}{V_1^+} = \frac{V_2}{V_1^+}$ , (La sortie étant adaptée).

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + \rho) \Rightarrow t = \frac{V_2}{V_1} (1 + \rho)$$

- Matrice chaîne d'un quadripôle :



$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{A + B I_2 / V_2}{C + D I_2 / V_2} = \frac{A + B / Z_0}{C + D / Z_0}$$

$$\rho = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{A + B / Z_0 - C Z_0 - D}{A + B / Z_0 + C Z_0 + D}$$

Et  $t = \frac{V_2}{V_1} (1 + \rho)$  avec  $\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{A + B / Z_0}$

Retenons ces deux résultats : 
$$\begin{cases} t = \frac{2}{A + B / Z_0 + C Z_0 + D} \\ \rho = \frac{A + B / Z_0 - C Z_0 - D}{A + B / Z_0 + C Z_0 + D} \end{cases}$$

Les équations de propagation relatives à un tronçon de ligne de longueur  $l$

$$\text{sont : } \begin{cases} V_1 = V_2 \cos \Gamma l + j Z_C I_2 \sin \Gamma l \\ I_1 = I_2 \cos \Gamma l + j \frac{V_2}{Z_C} \sin \Gamma l \end{cases}$$

$$\text{Par identification, nous obtenons : } \begin{cases} A = \text{Cos}\Gamma l = \text{Cos}\theta \\ B = jZ_c \text{Sin}\theta \\ C = j \frac{\text{Sin}\theta}{Z_c} \\ D = \text{Cos}\theta \\ \text{avec } \theta = \Gamma l \end{cases}$$

Dans ce cas :

$$t = \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_c & Z_0 \\ Z_0 & Z_c \end{pmatrix}} \quad \text{et} \quad \rho = \frac{j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_c & Z_0 \\ Z_0 & Z_c \end{pmatrix}}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_c & Z_0 \\ Z_0 & Z_c \end{pmatrix}}$$

Il suffit maintenant de remplacer  $Z_c$  par  $Z_{0e}$  pour caractériser le coefficient de transmission ( $t_e$ ) et celui de réflexion ( $\rho_e$ ) en mode pair ; et de remplacer  $Z_c$  par  $Z_{0o}$  pour définir ( $t_o$ ) et ( $\rho_o$ ) relatif au mode impair.

Ceci aboutit au système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_e = \frac{j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_{0e} & Z_0 \\ Z_0 & Z_{0e} \end{pmatrix}}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_{0e} & Z_0 \\ Z_0 & Z_{0e} \end{pmatrix}} \\ t_e = \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_{0e} & Z_0 \\ Z_0 & Z_{0e} \end{pmatrix}} \\ \rho_o = \frac{j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_{0o} & Z_0 \\ Z_0 & Z_{0o} \end{pmatrix}}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_{0o} & Z_0 \\ Z_0 & Z_{0o} \end{pmatrix}} \\ t_o = \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \begin{pmatrix} Z_{0o} & Z_0 \\ Z_0 & Z_{0o} \end{pmatrix}} \end{array} \right.$$

On appelle  $z_{0e}$  et  $z_{0o}$ , les impédances normalisées (respectivement du mode pair et impair), définies par :  $z_{0e} = \frac{Z_{0e}}{Z_0}$  et  $z_{0o} = \frac{Z_{0o}}{Z_0}$

Le système précédent devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_e = \frac{j \sin \theta \left( z_{0e} - \frac{1}{z_{0e}} \right)}{2 \cos \theta + j \sin \theta \left( z_{0e} + \frac{1}{z_{0e}} \right)} \\ t_e = \frac{2}{2 \cos \theta + j \sin \theta \left( z_{0e} + \frac{1}{z_{0e}} \right)} \\ \rho_o = \frac{j \sin \theta \left( z_{0o} - \frac{1}{z_{0o}} \right)}{2 \cos \theta + j \sin \theta \left( z_{0o} + \frac{1}{z_{0o}} \right)} \\ t_o = \frac{2}{2 \cos \theta + j \sin \theta \left( z_{0o} + \frac{1}{z_{0o}} \right)} \end{array} \right.$$

On sait que :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_{1e} = \rho_e a_{1e} = \rho_e \frac{a_1}{2} \\ b_{2e} = t_e a_{1e} = t_e \frac{a_1}{2} \\ b_{3e} = t_e a_{4e} = \\ b_{4e} = \rho_e a_1 \end{array} \right.$$

E:

$$\begin{cases} b_{10} = \rho_0 a_{10} = \rho_0 \frac{a_1}{2} \\ b_{20} = t_0 a_{10} = t_0 \frac{a_1}{2} \\ b_{30} = t_0 a_{40} = -t_0 \frac{a_1}{2} \\ b_{40} = \rho_0 a_{40} = -\rho_0 \frac{a_1}{2} \end{cases}$$

Le mode de propagation étant la superposition du mode pair et du mode impair, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} b_1 = b_{1e} + b_{10} = \frac{a_1}{2} (\rho_e + \rho_0) \\ b_2 = b_{2e} + b_{20} = \frac{a_1}{2} (t_e + t_0) \\ b_3 = b_{3e} + b_{30} = \frac{a_1}{2} (t_e - t_0) \\ b_4 = b_{4e} + b_{40} = \frac{a_1}{2} (\rho_e - \rho_0) \end{cases}$$

Le quadriporte est symétrique, sa matrice de répartition [S] l'est également, et l'on a :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\rho_e + \rho_0}{2} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{t_e + t_0}{2} = S_{12} = S_{34} = S_{43}$$

$$S_{31} = \frac{b_3}{a_1} = \frac{t_e - t_0}{2} = S_{13} = S_{24} = S_{42}$$

$$S_{41} = \frac{b_4}{a_1} = \frac{\rho_e - \rho_0}{2} = S_{14} = S_{23} = S_{32}$$

$$\Rightarrow [S] = \begin{bmatrix} \frac{\rho_e + \rho_0}{2} & \frac{t_e + t_0}{2} & \frac{t_e - t_0}{2} & \frac{\rho_e - \rho_0}{2} \\ \frac{t_e + t_0}{2} & \frac{\rho_e + \rho_0}{2} & \frac{\rho_e - \rho_0}{2} & \frac{t_e - t_0}{2} \\ \frac{t_e - t_0}{2} & \frac{\rho_e - \rho_0}{2} & \frac{\rho_e + \rho_0}{2} & \frac{t_e + t_0}{2} \\ \frac{\rho_e - \rho_0}{2} & \frac{t_e - t_0}{2} & \frac{t_e + t_0}{2} & \frac{\rho_e + \rho_0}{2} \end{bmatrix}$$



$$\rho_e + \rho_0 = \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{0e} - \frac{1}{z_{0e}} \right)}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0e} - \frac{1}{z_{0e}} \right)} + \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{00} - \frac{1}{z_{00}} \right)}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{00} + \frac{1}{z_{00}} \right)}$$

On sait que :  $Z_{0e} \cdot Z_{00} = Z_0^2 \Rightarrow z_{0e} \cdot z_{00} = 1$

Posons  $D_e = 2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0e} + \frac{1}{z_{0e}} \right)$  et  $D_0 = 2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{00} + \frac{1}{z_{00}} \right)$

puisque  $z_{0e} = \frac{1}{z_{00}}$  alors  $z_{0e} + \frac{1}{z_{0e}} = \frac{1}{z_{00}} + z_{00}$

ceci implique que :  $D_e = D_0 = D$

dans ce cas :  $\rho_e + \rho_0 = \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{0e} - \frac{1}{z_{0e}} \right) + j\text{Sin}\theta \left( \frac{1}{z_{0e}} - z_{0e} \right)}{D} = 0$

Par conséquent :  $S_{ii} = \frac{\rho_e + \rho_0}{2} = 0$

Les paramètres de réflexion  $S_{ii}$  seront donc tous nuls, ce qui veut dire que tous les accès sont adaptés.

$$t_e + t_0 = \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0e} + \frac{1}{z_{0e}} \right)} + \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{00} + \frac{1}{z_{00}} \right)} = \frac{4}{D}$$

$\Rightarrow S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 2/D.$

$$t_c - t_0 = 0$$

$$\Rightarrow S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = 0.$$

On déduit que les accès (1) et (3) sont découplés ; même chose pour les accès (2) et (4).

$$\rho_c - \rho_0 = \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} - \frac{1}{z_{0c}} \right) - j\text{Sin}\theta \left( \frac{1}{z_{0c}} - z_{0c} \right)}{D}$$

$$= \frac{2j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} - \frac{1}{z_{0c}} \right)}{D}$$

$$\Rightarrow S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} - \frac{1}{z_{0c}} \right)}{D}$$

Ainsi la matrice de répartition en puissance s'écrit :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} + \frac{1}{z_{0c}} \right)} & 0 & \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} - \frac{1}{z_{0c}} \right)}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} + \frac{1}{z_{0c}} \right)} \\ \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} + \frac{1}{z_{0c}} \right)} & 0 & \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} - \frac{1}{z_{0c}} \right)}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} + \frac{1}{z_{0c}} \right)} & 0 \\ 0 & \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} - \frac{1}{z_{0c}} \right)}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} + \frac{1}{z_{0c}} \right)} & 0 & \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} + \frac{1}{z_{0c}} \right)} \\ \frac{j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} - \frac{1}{z_{0c}} \right)}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} + \frac{1}{z_{0c}} \right)} & 0 & \frac{2}{2\text{Cos}\theta + j\text{Sin}\theta \left( z_{0c} + \frac{1}{z_{0c}} \right)} & 0 \end{bmatrix}$$

Cette matrice représente un quadriporte réciproque, adapté à tous ces accès, symétrique et sans perte. Elle vérifie ainsi toutes les propriétés d'un coupleur directif.

*Remarque :*

Nous obtenons un couplage maximum si :  $\text{Sin}\theta = 1 \Rightarrow \text{Cos}\theta = 0$

Ceci est vérifié si la longueur de la ligne l respecte la condition suivante :

$$\Gamma l = \frac{\pi}{2} + h\pi, \quad h \in \mathbb{Z}.$$

dans ces cas là nous avons :

$$\begin{cases} S_{11} = 0 \\ S_{12} = \frac{2}{j \left( z_{0e} + \frac{1}{z_{0e}} \right)} = \frac{2}{j(z_{0e} + z_{00})} \\ S_{31} = 0 \\ S_{41} = \frac{z_{0e} - \frac{1}{z_{0e}}}{\left( z_{0e} + \frac{1}{z_{0e}} \right)} = \frac{z_{0e} - z_{00}}{z_{0e} + z_{00}} \end{cases}$$

$$z_{0e} - z_{00} = \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} - \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = \frac{2k}{\sqrt{1-k^2}}$$

$$z_{0e} + z_{00} = \frac{2}{\sqrt{1-k^2}}$$

L'expression de  $S_{41}$  se simplifie et devient :  $S_{41} = k$

Le paramètre  $S_{41}$  qui définit le transfert d'énergie de l'accès 1 de la ligne perturbatrice à l'accès 4 de la ligne perturbée traduit le coefficient de couplage entre les deux lignes.

Ainsi la matrice [S] est parfaitement déterminée si l'on connaît le coefficient de couplage ( k ) et les impédances caractéristiques en mode pair ( $Z_{0e}$ ) et impair ( $Z_{00}$ ).

## II.4 METHODE DE CONCEPTION DES COUPLEURS DIRECTIFS

La conception des coupleurs se fait systématiquement pour une longueur  $l = \lambda/4$ , soit des lignes couplées 1/4 d'onde (Figure II.6).

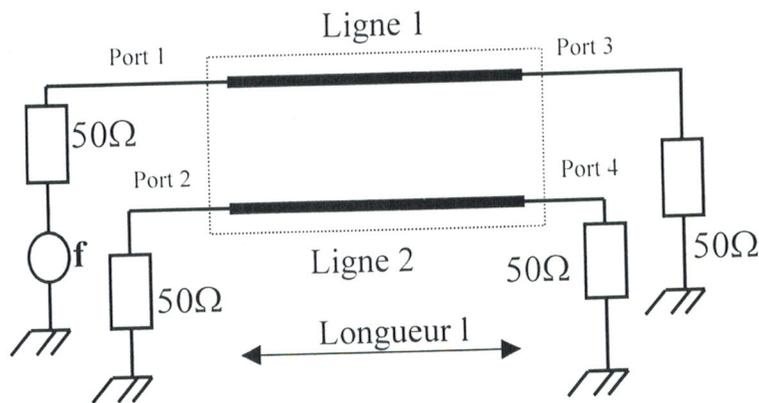


Figure II.6 : Schéma électrique du coupleur

- 1<sup>ère</sup> étape : choix du couplage :  $C_p = -20 \text{ Log}(k) = -20 \text{ Log}(S_{14})$ . On détermine ainsi le coefficient de couplage  $k$ .

- 2<sup>ème</sup> étape : calcul de l'impédance caractéristique des modes pair et impair

$$Z_{oe} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \text{ et } Z_{oo} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \cdot Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ est quasiment toujours égale à } 50\Omega.$$

- 3<sup>ème</sup> étape : Calcul des dimensions géométriques.

A ce stade, il faut choisir la technologie utilisée. Dans le cas de lignes ne possédant pas de modèles analytiques exacte ou approché, l'utilisation de méthodes numériques est indispensable.

## II.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord étudié le comportement des lignes couplées dans un cadre général, définissant le moyen de déterminer les paramètres du couplage.

L'effet recherché de ce phénomène est son exploitation dans la réalisation des coupleurs directifs. Ceux-ci ont un champ d'application très vaste, vue leur utilisation dans plusieurs circuits en Télécommunications tels que : les mélangeurs équilibrés, les amplificateurs équilibrés, les déphaseurs, les atténuateurs, les modulateurs, les discriminateurs, ainsi que les ponts de mesure.

Dans les chapitres suivants, nous nous intéressons à la caractérisation numérique par la méthode des éléments finis (MEF) des grandeurs électromagnétiques et à la conception de coupleurs directifs homogènes et inhomogènes symétriques et asymétriques et de formes très complexes introduits récemment dans la littérature scientifique.

## **Chapitre III**

### **Coupleurs symétriques homogènes**

### III.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la caractérisation numérique des grandeurs électromagnétiques (impédances caractéristiques  $Z_{oe}$ ,  $Z_{oo}$  respectivement des modes pair et impair ; matrices d'inductances [L] et de capacités [C]) de deux types de coupleurs symétriques de formes complexes en fonction de leurs caractéristiques géométriques (rayons de conducteurs...) et physiques (permittivités relatives, fréquence...).

Ces deux coupleurs utilisent des lignes rectangulaires à conducteurs internes circulaires et carrés.

La caractérisation est menée en deux dimensions par le biais de la méthode des éléments finis (MEF) du fait que la résolution analytique s'avère difficile en raison de la complexité de la configuration des systèmes de lignes coupées et couplées. Cette complexité est due principalement à la présence d'un diaphragme métallique séparant partiellement les conducteurs internes de ces lignes.

A titre d'applications, nous présentons les résultats de conception de coupleurs symétriques, obtenus en tenant compte de l'influence des paramètres électriques et géométriques des coupleurs étudiés [8].

### III.2 PRINCIPE DE LA CAO RADIOFREQUENCE ET MICROONDE

La Conception Assistée par Ordinateur (CAO) joue un rôle majeur aujourd'hui dans tous les domaines des sciences. En électronique, on ne conçoit pas un système complexe sans avoir recours aux logiciels de CAO.

Parmi les logiciels très utilisés en électronique est le logiciel SPICE. Ce logiciel constitue le logiciel incontournable de l'électronicien. SPICE, conçu à l'Université de Berkeley durant le début des années 70, à l'origine pour des problèmes liés à la micro électronique, a rapidement été appliqué à tous les problèmes de l'électronique. Il serait ainsi possible de l'appliquer aux problèmes radiofréquences et micro-ondes.

Cependant il est alors mal adapté et la mise en place des problèmes s'avère lourde : la bibliothèque est peu riche en lignes, composants ou circuits hyperfréquences et l'utilisation de la matrice  $S$  n'est pas naturelle.

Les concepteurs préfèrent ainsi utiliser des logiciels de modélisation et de simulation dédiés aux problèmes dans lesquels les phénomènes de propagation doivent être pris en compte.

On peut distinguer dans un premier temps les problèmes de modélisation et de simulation, même si en pratique les logiciels offrent aujourd'hui ces deux aspects de manière intégrée.

### III.2.1 MODELISATION

La modélisation consiste, à partir de paramètres physiques : dimensions, caractéristiques des diélectriques, semi-conducteurs et conducteurs utilisés, à déterminer un modèle électrique ou mathématique équivalent.

Le modèle électrique se présente sous la forme d'un circuit électrique dans lequel on trouve les éléments de base des circuits : lignes de propagation, inductances, capacités, résistances, diodes, transistors, sources de courant et de tension. On peut noter que les lignes de propagation, diodes et transistors peuvent être modélisés à partir d'inductances, capacités, résistances, sources de courant et de tension. En pratique cependant, afin d'obtenir un aspect modulaire, des modèles de lignes de propagation, diodes et transistors spécifiques ont été développés.

Le modèle mathématique consiste, dans le cas général, en une matrice de répartition, qui permet de relier les grandeurs d'entrée et de sortie du quadripôle ou du multipôle considéré. Il permet de dériver le modèle électrique.

Dans tous les cas, la modélisation repose sur la résolution des équations de Maxwell qui constituent une extension ou généralisation des lois de l'électrostatique (loi de Faraday, de Lenz, de Laplace ou de Lorentz) et de la magnétostatique (théorème d'Ampère), à l'ensemble des problèmes faisant intervenir des champs électrique et magnétique.

L'espace étant constitué de trois dimensions, la modélisation des phénomènes de propagation impose en toute rigueur de modéliser les circuits en considérant les trois dimensions. En pratique cependant, la propagation s'effectue souvent sur des lignes

circulaires ou planaires, avec uniquement deux directions de propagation possibles, permettant ainsi de restreindre le domaine d'étude à deux dimensions. On trouve ainsi de manière commerciale des logiciels de modélisation en deux (2D) ou en trois dimensions (3D). Les logiciels 2D sont nettement plus rapides que leurs homologues 3D pour résoudre les problèmes 2D. Ils sont également souvent moins coûteux.

### III.2.2 SIMULATION

L'opération de simulation consiste à exciter les modèles mathématiques ou électriques obtenus après modélisation, et de déterminer les ondes de tension ou de courant générées dans le circuit étudié, ainsi évidemment qu'à ses extrémités. Par exemple, si l'on considère une résistance  $R$ , qui constitue le modèle électrique d'un fil en basse fréquence, et que l'on injecte un courant  $i$ , le simulateur donnera une tension  $v$  aux bornes de la résistance proportionnelle au courant injecté, du fait que le modèle d'une résistance  $R$  est régi par l'équation  $Ri = v$ .

Un logiciel de simulation est forcément couplé à une modélisation amont car on ne peut simuler un circuit que si l'on connaît son modèle. On distingue alors plusieurs types de logiciels de simulation, comme le décrit la figure (III.1) :

- CAO basée sur des modèles déjà définis dans des bibliothèques.
- CAO basée sur des modélisations électromagnétiques partant des dimensions et caractéristiques électriques et magnétiques des matériaux.

Il est évident que la modélisation électromagnétique est toujours applicable. Cependant les temps de calcul sont nettement plus longs, de l'ordre de 100 à 10000 fois selon la complexité du problème traité. Chaque fois que les modèles correspondant au problème traité sont fiables, on a donc recours aux bibliothèques, par exemple sur des problèmes connus comme les guides d'ondes, les lignes coaxiales, ou les lignes micro-rubans.

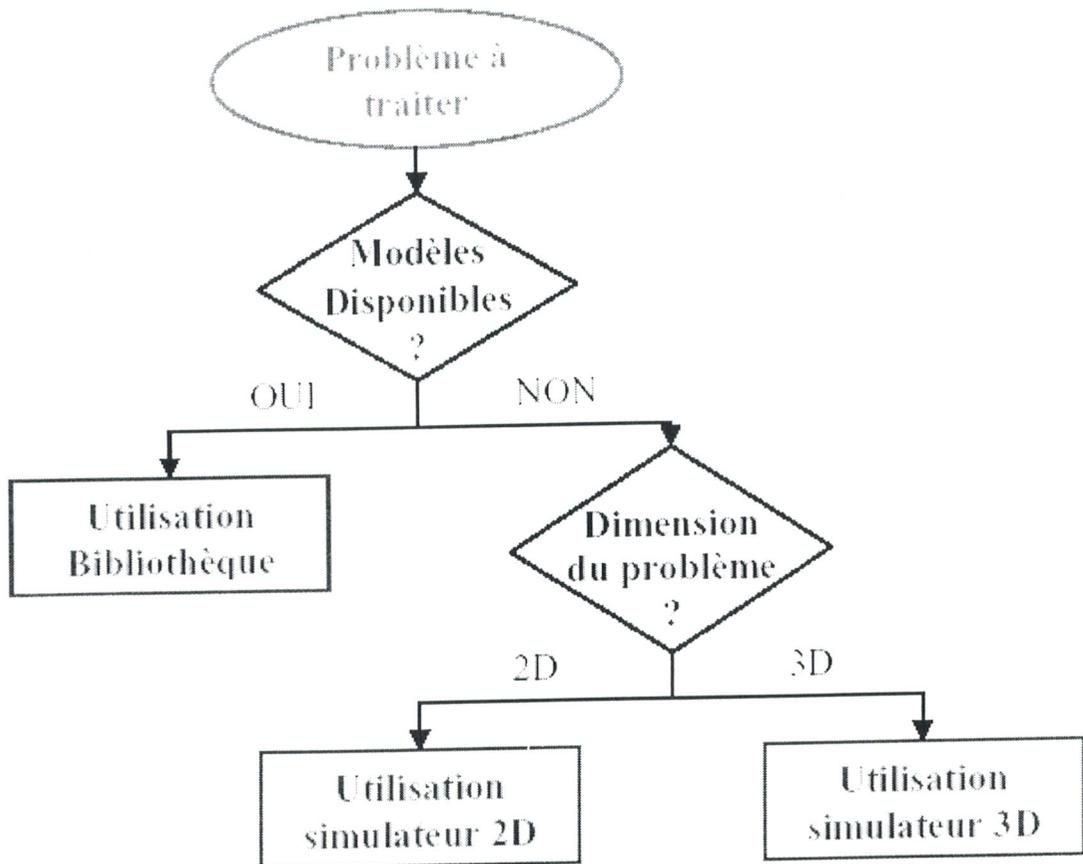


Figure III.1 : Classification des logiciels de CAO.

### III.3 DESCRIPTION DU LOGICIEL FREEFEM

Une équation partielle est une relation entre une fonction de plusieurs variables et ses dérivés (partiels). Beaucoup de problèmes de la physique, la technologie, les mathématiques sont modélisés par une ou plusieurs équations partielles.

Le logiciel des éléments finis Freefem est un logiciel permettant la résolution numérique des équations aux dérivées partielles (PDE) à deux dimensions (2D), telle que l'équation de Laplace. C'est un logiciel souple, rapide, efficace et très performant. Son jeu d'instruction suit généralement la syntaxe du langage Pascal [9].

Parmi les instructions très répondues dans la programmation par Freefem, nous citons :

- **Border ( ), buildmesh( )**: respectivement utilisées pour le tracé et le maillage de la structure à étudier en 2D.
- **Onbdy( )**: utilisé pour définir une condition aux limites à l'équation aux dérivées partielles.
- **Pde( )**: pour définir l'équation aux dérivées partielles au moyen des opérateurs suivants : `id( )`, `dx( )`, `dy( )`, `laplace( )`, `dxx( )`, `dxy( )`, `dyx( )`, `dyy( )`.
- **Solve( )**: pour résoudre l'équation aux dérivées partielles.
- **Plot, save**: utilisées respectivement pour tracer la distribution de la fonction recherchée et l'enregistrement des résultats.

#### III.4 COUPLEURS SYMETRIQUES RECTANGULAIRES A DIAPHRAGMES METALLIQUES

Récemment, de nouveaux types de coupleurs directifs symétriques ont été élaborés à partir de deux câbles coaxiaux, à blindages rectangulaires et à diaphragmes métalliques couplés entre eux [8]. Le diaphragme métallique séparant partiellement les conducteurs internes des coupleurs permet facilement d'ajuster le coefficient de couplage des coupleurs.

Ces deux types de coupleurs sont très performants, vu leurs grandes directivités, leurs faibles rapports d'ondes stationnaires, leurs bonnes isolations et leurs faibles coûts [8].

Les sections transversales de ces deux coupleurs sont présentées sur les figures III.2 et III.3.

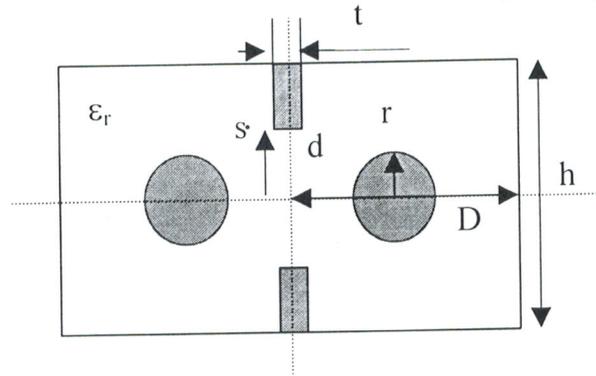


Figure III.2: Section transversale du coupleur rectangulaire à conducteurs internes circulaires et à diaphragme métallique.

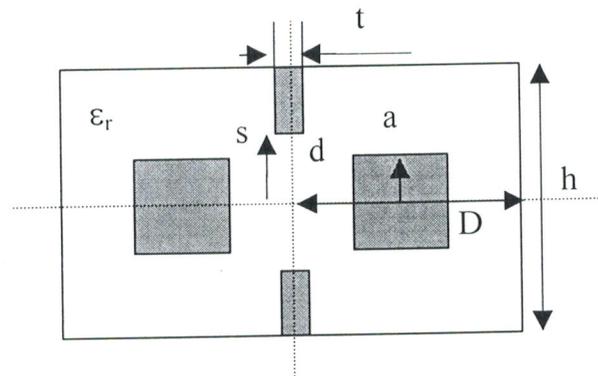


Figure III.3: Section transversale du coupleur rectangulaire à conducteurs internes carrés et à diaphragme métallique.

Les paramètres géométriques de ces coupleurs chargés par un diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r$  sont :

- Pour le coupleur rectangulaire à conducteurs internes circulaires et à diaphragme métallique ( $h=2D$ ) :

Le rapport :  $D/r$

La demi largeur d'ouverture du diaphragme :  $s$

L'épaisseur du diaphragme :  $t$

La distance de couplage (ou de coupure) :  $d$

- Pour le coupleur rectangulaire à conducteurs internes carrés et à diaphragme métallique ( $h=2D$ ):

Le rapport :  $D/a$

La demi largeur d'ouverture du diaphragme :  $s$

L'épaisseur du diaphragme :  $t$

La distance de couplage (ou de coupure) :  $d$

Nous rappelons que les propriétés électriques pour ces deux types de coupleurs symétriques à faibles pertes et propageant le mode transverse électromagnétique (TEM), peuvent être décrites en termes d'impédances caractéristiques d'un mode pair ( $Z_{oc}$ ) et d'un mode impair ( $Z_{oo}$ ) et en termes de matrices  $[L]$  et  $[C]$ .

$$[L] = \begin{bmatrix} L_o & M \\ M & L_o \end{bmatrix} \text{ et } [C] = \begin{bmatrix} C_o & -\gamma \\ -\gamma & C_o \end{bmatrix}$$

Où :

$L_o$  et  $C_o$  sont respectivement l'inductance et la capacité propre de la ligne coupée isolée.  $M$  et  $\gamma$  sont respectivement l'inductance mutuelle et la capacité de couplage du système de lignes couplées.

Dans la littérature scientifique, pour ces deux types de lignes couplées il n'existe aucun modèle analytique ni approché des grandeurs électromagnétiques à causes de la complexité de leurs formes. Par conséquent l'utilisation de méthodes numériques s'impose.

Plusieurs techniques numériques peuvent être utilisées pour la détermination des grandeurs électromagnétiques (impédances caractéristiques des modes pair et impair et des matrices d'inductance et de capacité). La méthode des éléments finis est très performante, nous l'utilisons pour mener cette étude.

### III.4.1 CARACTERISATION NUMERIQUE PAR LA MEF

L'étude des structures symétriques montrées sur les figures III.2 et III.3, dans le domaine électrostatique, est basé sur la résolution de l'équation de Laplace en deux dimensions pour les deux modes (pair et impair).

$$\operatorname{div} [\nabla_t V(x, y)] = 0 \quad (\text{III.1})$$

**Mode pair :**  $V = 1V$  sur les deux conducteurs internes.

$V = 0$  sur le blindage.

**Mode impair :**  $V = 1V$  sur l'un des deux conducteurs internes.

$V = -1V$  sur l'autre.

$V = 0$  sur le blindage.

La solution de cette équation est trouvée en utilisant la méthode des éléments finis.

Cette solution représente la distribution du potentiel  $V$  aux différents nœuds de maillage de la structure.

La théorie des lignes de transmission sans pertes nous permet de déterminer le champ électrique et le champ magnétique à partir du potentiel  $V$ . L'énergie électrique  $W_{em}$  accumulée dans la structure est calculée à partir du champ électrique et toutes les grandeurs électromagnétiques sont déduites facilement de l'énergie électrique  $W_{em}$ . Par conséquent, il est impératif de calculer le potentiel  $V$  avec une grande précision.

- **Champ électrique:**

Le champ électrique est déduit par une simple dérivation du potentiel  $V$ , en utilisant l'expression:

$$\vec{E}_t = -\operatorname{grad}_t(V) \quad (\text{III.2})$$

- **Energie électrique:**

La structure emmagasine une énergie électrique moyenne qu'on peut déduire du champ électrique comme suit:

$$\overline{W}_{em} = \frac{1}{4} \iint \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \vec{E}_t \cdot \vec{E}_t^* dx dy \quad (\text{III.3})$$

- **Capacité linéique**

La capacité linéique est déduite directement de l'énergie électrique moyenne. Soit :

$$C = \frac{4\overline{W}_{em}}{(V_1 - V_2)} \quad (F/m) \quad (III.4)$$

$V_1$  et  $V_2$  sont les conditions d'excitation.

- **Impédances caractéristiques**

Elles sont calculées à partir de la relation suivante (pour un mode donné) :

$$Z_o = \frac{1}{v_\varphi C} \quad (\Omega) \quad (III.5)$$

Où:  $v_\varphi = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$  ( $m/s$ ), avec  $c_0 = 3.10^8$  ( $m/s$ ) est la célérité de la lumière.

- **Coefficient de couplage**

Les valeurs des impédances caractéristiques  $Z_{oe}$  et  $Z_{oo}$ , respectivement associées aux modes pair et impair, étant connues, nous calculons le coefficient de couplage  $k$  en utilisant la relation suivante :

$$k = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (III.6)$$

- **Inductance mutuelle et capacité de couplage**

Une fois le coefficient de couplage  $k$  déterminé, on peut déduire les valeurs de  $\gamma$  (capacité de couplage), et de  $M$  (inductance mutuelle), en écrivant:

$$k = \frac{\gamma}{C_o} = \frac{M}{L_o} \quad (III.7)$$

- **Inductance et capacité propres**

Elles sont calculées numériquement par MEF, comme nous l'avons déjà cité, en résolvant l'équation de Laplace dans le cas de la ligne isolée.

Finalement les matrices  $[L]$ ,  $[C]$  sont déduites des formules ci dessous pour un système formé des deux lignes en question.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_o & M \\ M & L_o \end{bmatrix} \text{ et } [C] = \begin{bmatrix} C_o & -\gamma \\ -\gamma & C_o \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

### III.4.2 RESULTATS DE LA MEF

Sur la base de cette théorie, nous avons établi un programme de CAO pour calculer numériquement les grandeurs électromagnétiques (coefficient du couplage  $k$ , matrice  $[L]$  et la matrice  $[C]$ ) des lignes couplées. Toutes ces grandeurs sont fortement dépendantes des paramètres géométriques et physiques des coupleurs symétriques étudiés.

Quand les impédances caractéristiques sont calculées nous évaluons les réponses fréquentielles des coupleurs en utilisant un modèle numérique adapté [10]

#### III.4.2.1 Coupleur rectangulaire à conducteurs internes circulaires et à diaphragme métallique

##### III.4.2.1.1 Validation des résultats numériques

Pour valider les résultats de calculs numériques du logiciel en éléments finis que nous avons réalisé pour ce type de coupleur utilisant deux lignes rectangulaires à conducteurs internes circulaires et à diaphragme métallique, nous l'avons appliqué (Figure III.4) pour étudier l'influence de la demi largeur d'ouverture du diaphragme métallique ( $s$ ) sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair et sur le coefficient de couplage. Puis nous avons comparé nos résultats numériques obtenus par la MEF à ceux trouvés par la méthode des transformations conformes (CM) (pour les mêmes paramètres géométriques et physiques) [8].

Les figures III.4 et III.5 illustrent respectivement le maillage de la section transversale du coupleur et les équipotentielles de ses deux modes.

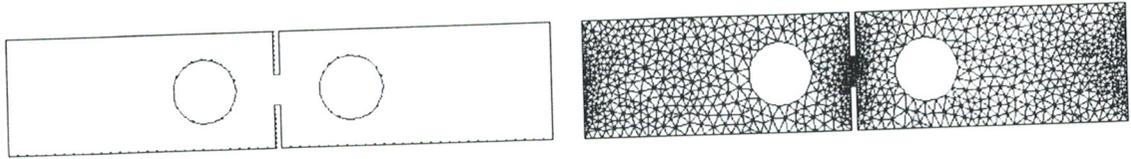


Figure III.4 : Maillage

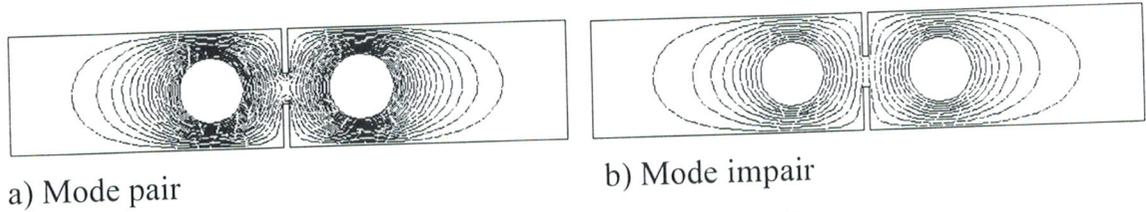


Figure III.5 : Lignes équipotentielles

L'influence de la demi largeur d'ouverture du diaphragme métallique ( $s$ ) sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair et sur le coefficient de couplage pour ( $\epsilon_r=1$ ;  $r=0,65\text{mm}$ ;  $h=2,63\text{mm}$ ;  $2d=2,5\text{mm}$ ;  $D=4\text{mm}$ ;  $t=0,1\text{mm}$ ) est montrée sur les graphes des figure III.6 et III.7.

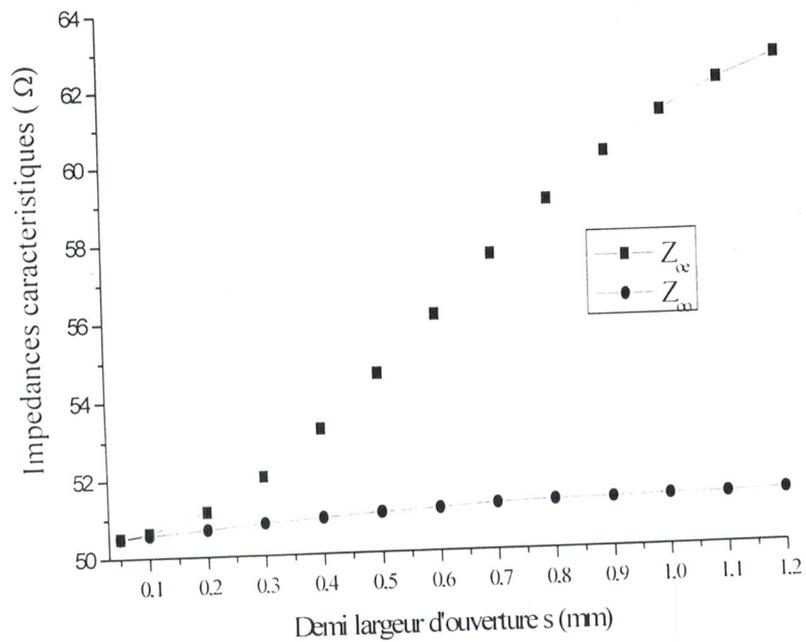


Figure III.6 : Influence de la demi largeur d'ouverture sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair.

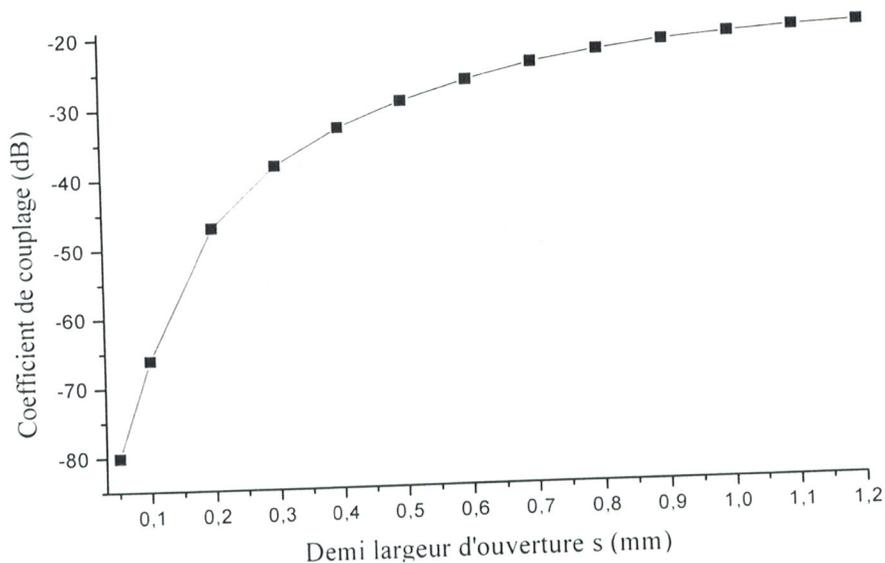


Figure III.7 : Influence de la demi largeur d'ouverture sur le coefficient de couplage.

Pour les mêmes paramètres géométriques et physiques, les résultats obtenus par la méthode des transformations conforme (CM) sont montrés sur la figure suivante [8]:

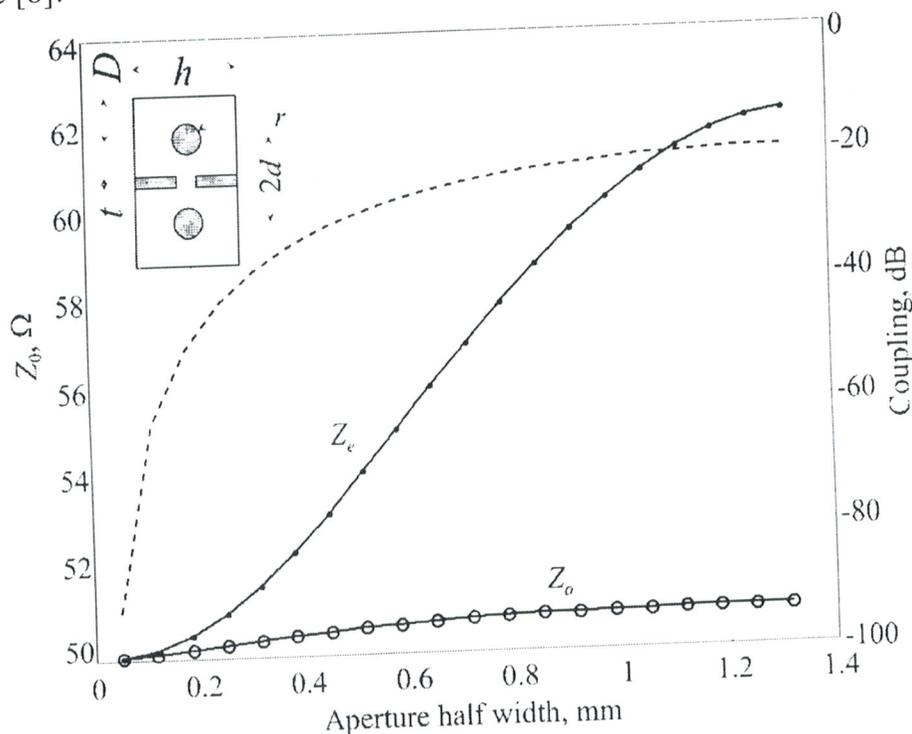


Figure III.8 : Influence de la demi largeur d'ouverture sur le coefficient de couplage et sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair obtenue par (CM).

A travers la comparaison qu'on peut faire entre les résultats obtenus par MEF et ceux obtenus par CM, il apparaît clairement une très bonne cohérence entre les deux méthodes numériques.

A partir de ces résultats il apparaît clairement, pour une épaisseur  $t$  fixée du diaphragme métallique, que l'influence de la demi largeur d'ouverture ( $s$ ) est négligeable sur l'impédance caractéristique du mode impair ( $Z_{oo}$ ) par contre son influence est importante sur l'impédance caractéristique du mode pair ( $Z_{oe}$ ).

Ensuite, nous avons montré sur la figure III.9 l'influence de l'épaisseur du diaphragme métallique sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair pour une demi largeur d'ouverture ( $s=0.6\text{mm}$ ).

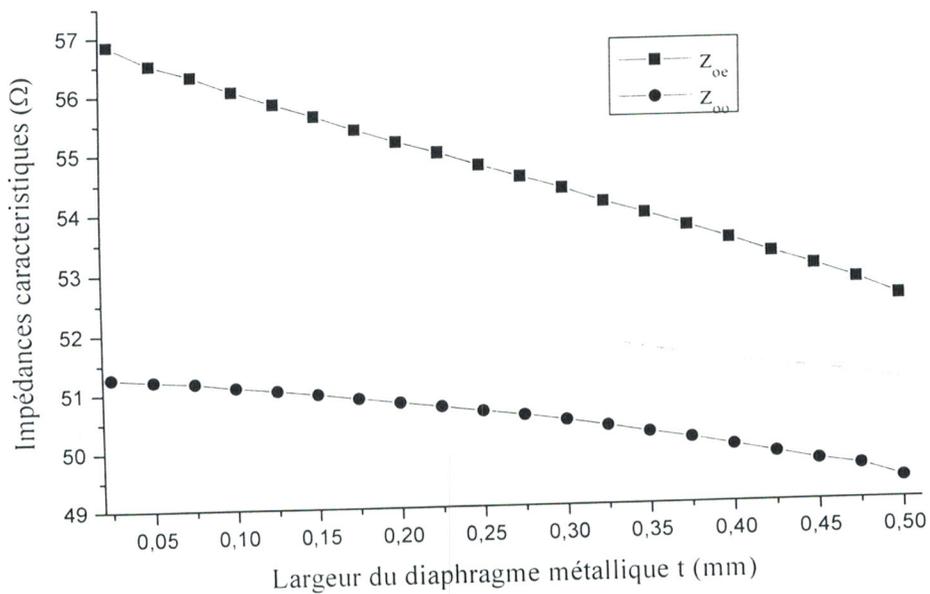


Figure III.9 : Influence de la largeur du diaphragme métallique sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair.

On constate que, pour une demi largeur d'ouverture fixée, l'influence de l'épaisseur du diaphragme métallique sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair est importante et par conséquent cette influence reste importante sur le coefficient de couplage comme le montre le graphe de la figure III.10. Le couplage diminue au fur et à mesure que l'épaisseur du diaphragme métallique augmente.

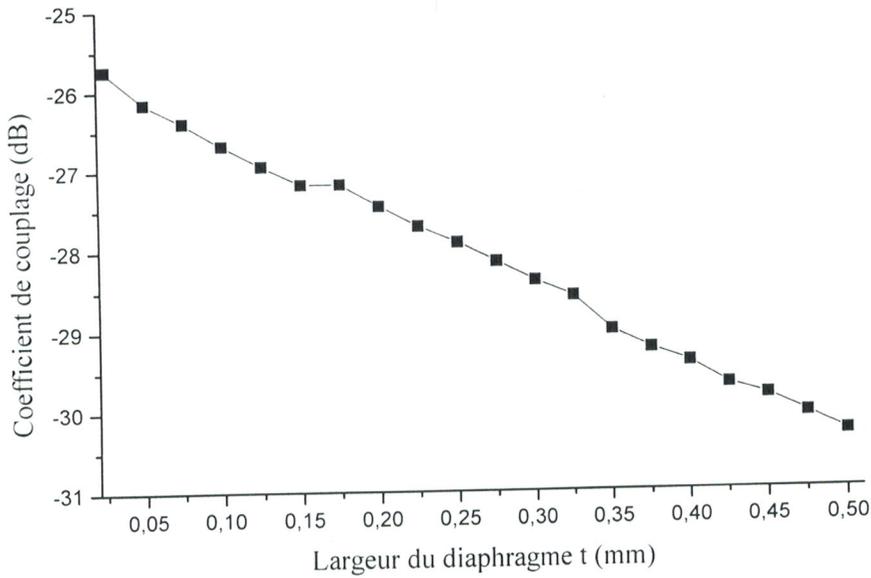


Figure III.10 : Influence de la largeur du diaphragme métallique sur le coefficient de couplage.

### III.4.2.1.2 Conception de coupleur directif

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à la conception d'un coupleur directif de 20dB à 5GHz et utilisant des lignes rectangulaires, à conducteurs internes circulaires et à diaphragme métallique, couplées. La figure III.11 montre le schéma électrique d'un tel coupleur chargé par des impédances de 50Ω.

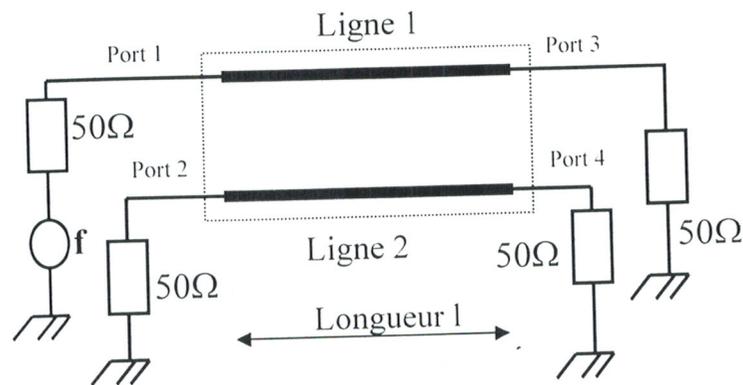


Figure III.11 : Schéma électrique du coupleur

Pour atteindre notre objectif, nous avons opté pour les paramètres géométriques et physiques suivants :  $r=0,65\text{mm}$ ;  $t=0,1\text{mm}$ ;  $D/r=2,9$ ;  $d/r= 2,3$ ;  $h=2D$  et  $\epsilon_r=2,03$  assurant une bonne adaptation aux différentes portes du coupleur chargé par  $50\Omega$ . Cependant il nous a fallu étudier l'influence du rapport  $s/h$  sur les caractéristiques électromagnétiques du coupleur.

La dépendance des impédances caractéristiques des deux modes (pair et impaire) et le rapport  $s/h$  est montrée sur les graphes de la figure suivante.

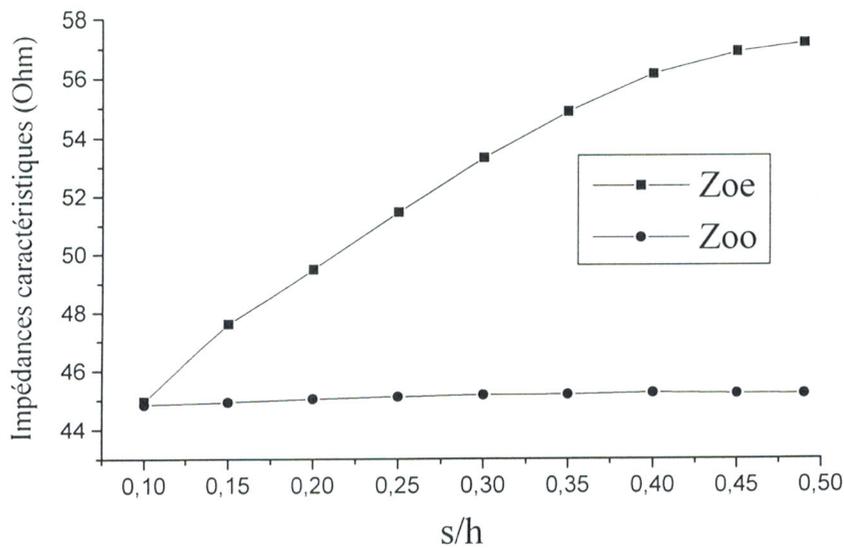


Figure III.12: Influence du rapport  $s/h$  sur les impédances des deux modes du coupleur.

La figure III.13 montre les résultats du coefficient de couplage calculé à partir des résultats des graphes de la figure précédente.

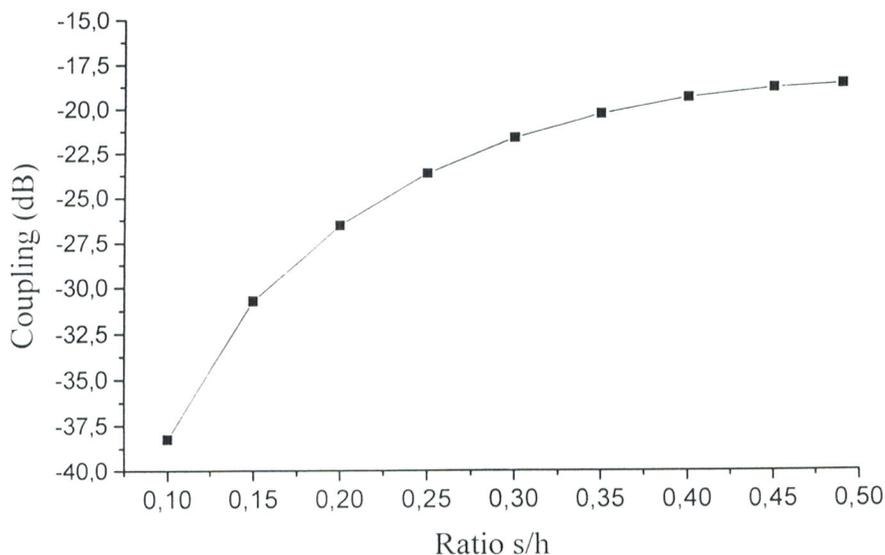


Figure III.13: Couplage en fonction de  $s/h$

A partir de ce graphe, on constate qu'un couplage de 20dB est obtenu pour un rapport  $s/h=0,35$ .

Les effets du rapport  $s/h$  sur les éléments des matrices [L] et [C] calculés par le logiciel MEF que nous avons réalisé, sont présentés sur les figures III.14 à III.17.

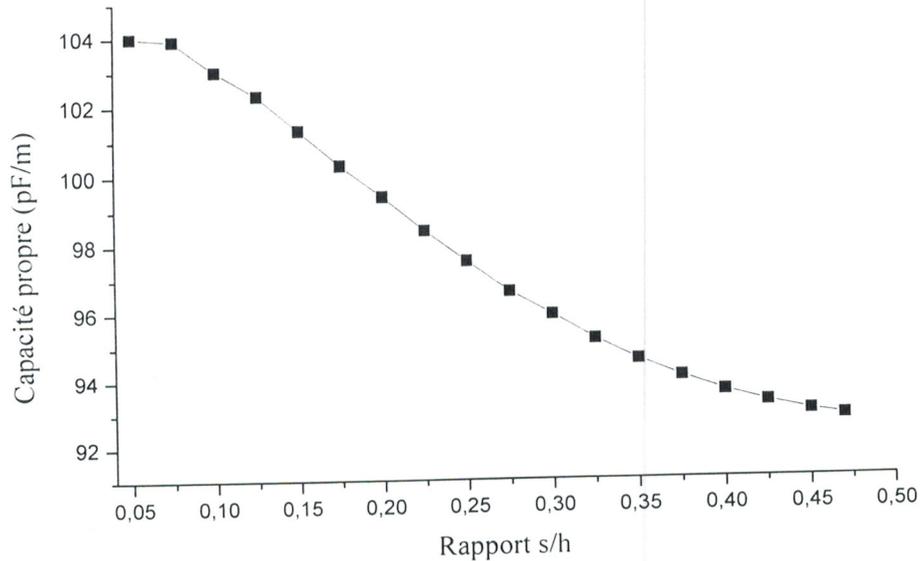


Figure III.14 : Influence du rapport  $s/h$  sur la capacité propre du coupleur ( $\epsilon_r = 2,03$ ).

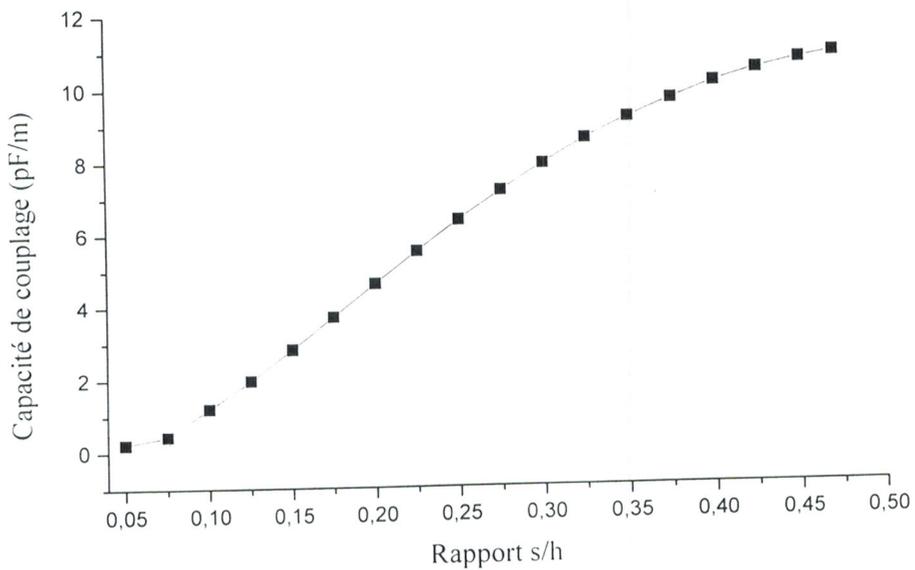


Figure III.15 : Influence du rapport  $s/h$  sur la capacité de couplage ( $\epsilon_r = 2,03$ ).

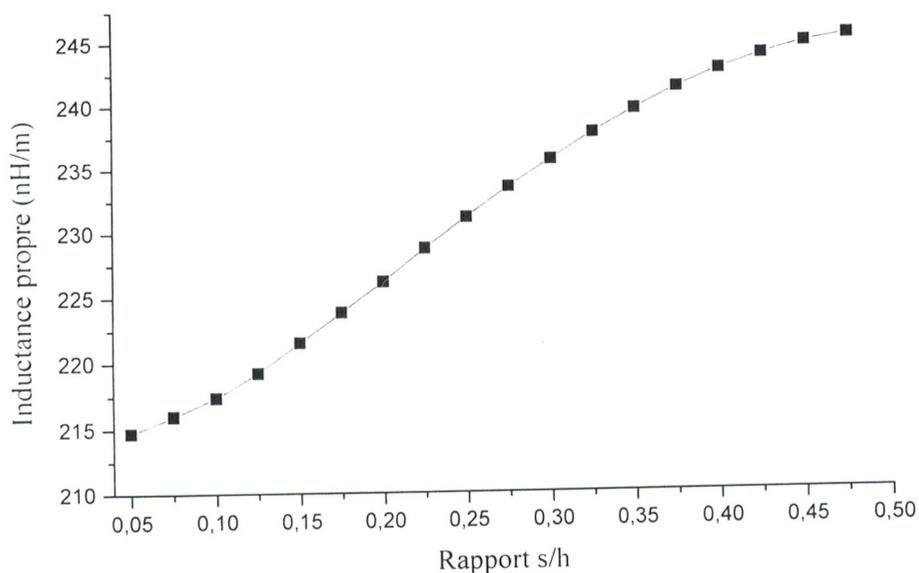


Figure III.16 : Influence du rapport s/h sur l'inductance propre

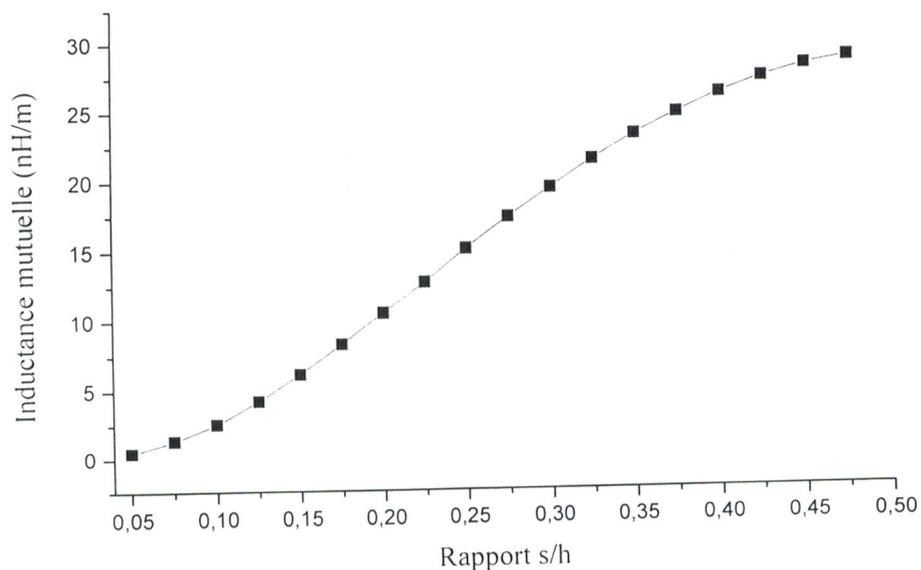


Figure III.17 : Influence du rapport s/h sur l'inductance mutuelle

A partir des résultats précédents, on peut déterminer les valeurs des paramètres électromagnétique du coupleur de 20dB à concevoir ( $s/h=0,35$ ). Ces paramètres sont :

- Impédances caractéristiques:  $Z_{oc}=55,58\Omega$  et  $Z_{oo}=45,79\Omega$

- Matrice inductance :  $[L] = \begin{bmatrix} 239,4 & 23,13 \\ 23,13 & 239,4 \end{bmatrix} \left( \frac{nH}{m} \right)$

- Matrice capacité:  $[C] = \begin{bmatrix} 94,56 & -9,13 \\ -9,13 & 94,56 \end{bmatrix} \left( \frac{pF}{m} \right)$

Pour ces paramètres électromagnétiques et pour une longueur du coupleur  $l=10,5\text{mm}$ , nous montons la réponse fréquentielle du coupleur directif ainsi conçu sur les graphes de la figure suivante :

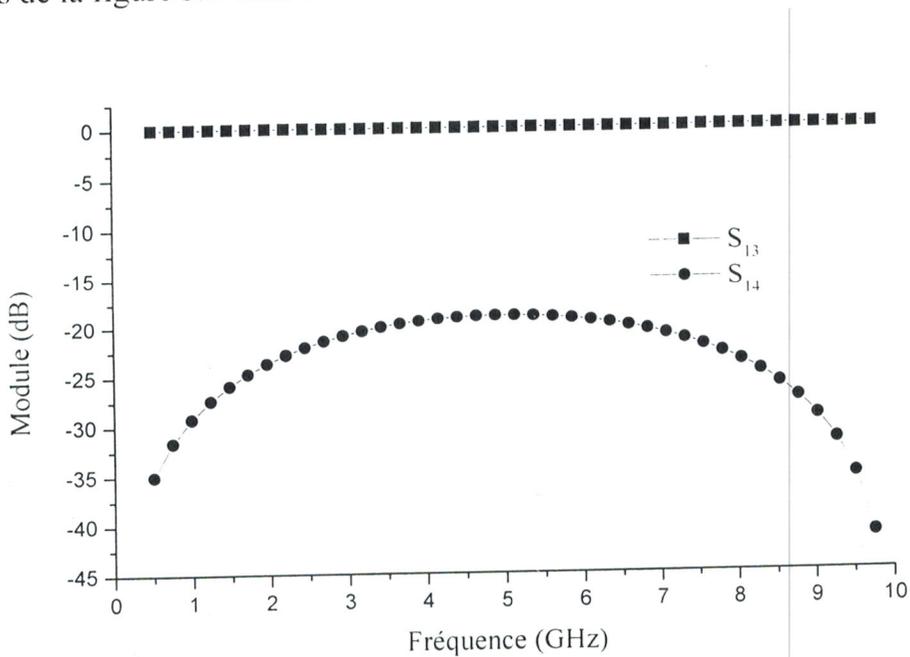


Figure III.18 : Réponse fréquentielle du coupleur

Le graphe donnant  $S_{14}$  en fonction de la fréquence montre que dans la bande  $[3,5-6,5]\text{GHz}$  le couplage est compris entre  $-22\text{ dB}$  et  $-20\text{dB}$  permettant au coupleur ainsi conçu d'avoir une large bande autour de la fréquence de travail égale à  $5\text{GHz}$

### III.4.2.2 Coupleur rectangulaire à conducteurs internes carrés et à diaphragme métallique

Pour le coupleur rectangulaire à conducteurs internes carrés et à diaphragme métallique, nous ne possédant d'aucun résultat analytique (ni exacte ni approché) ou numérique dans la littérature scientifique pour pouvoir valider nos résultats numériques obtenus par la MEF. Par conséquent, nous avons adapté notre premier logiciel MEF au cas des lignes rectangulaires à conducteurs internes carrés, à diaphragme métallique, coupées et couplées. Le même travail que précédemment a été réalisé pour pouvoir concevoir un coupleur directif de 20dB à 5GHz (Figure III.11). Ce travail se présente comme suit pour les paramètres géométriques et physiques suivants:  $a=0.65\text{mm}$ ;  $t=0,1\text{mm}$ ;  $D/a=2,9$ ;  $d/a=2,3$ ;  $h=2D$ ; et  $\epsilon_r=2,03$ .

Le maillage en éléments finis de la section transversale du coupleur rectangulaire à conducteurs internes carrés et à diaphragme métallique ainsi que les équipotentielles des modes pair et impair sont illustrées respectivement sur les figures III.19 et III.20.

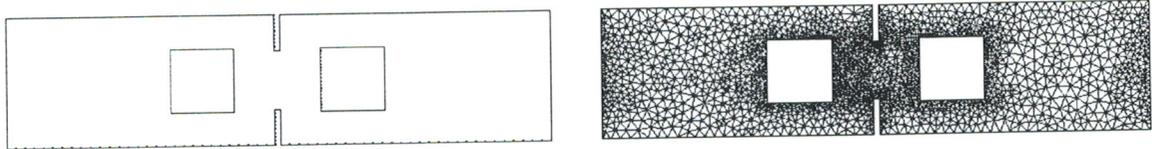
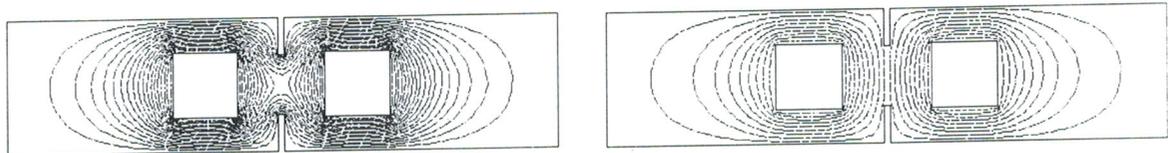


Figure III.19 : Maillage



a) Mode pair

b) Mode impair

Figure III.20 : Lignes équipotentielles

Les graphes des figure III.21 et III.22 montrent l'influence du rapport  $s/h$  respectivement sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair et sur le coefficient de couplage.

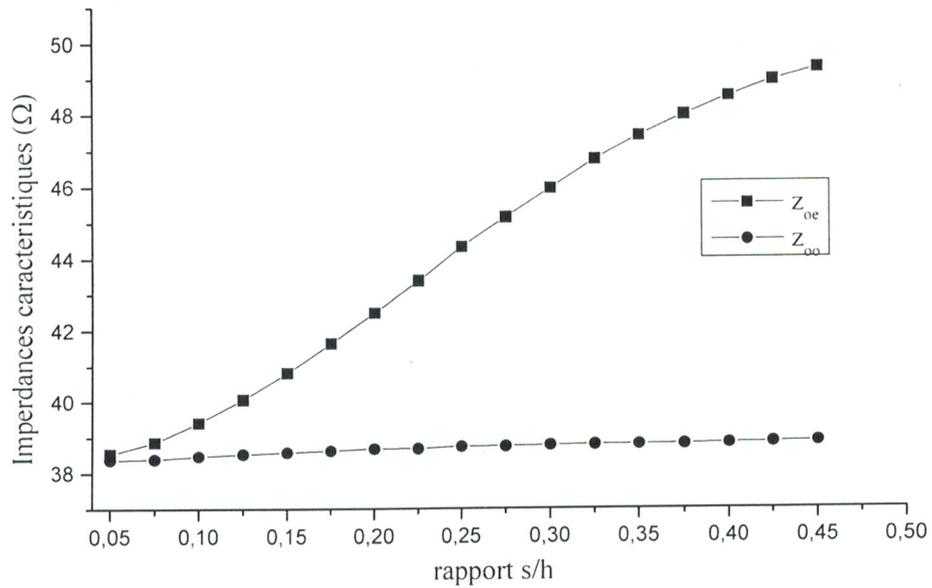


Figure III.21 : Influence du rapport  $s/h$  sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair.

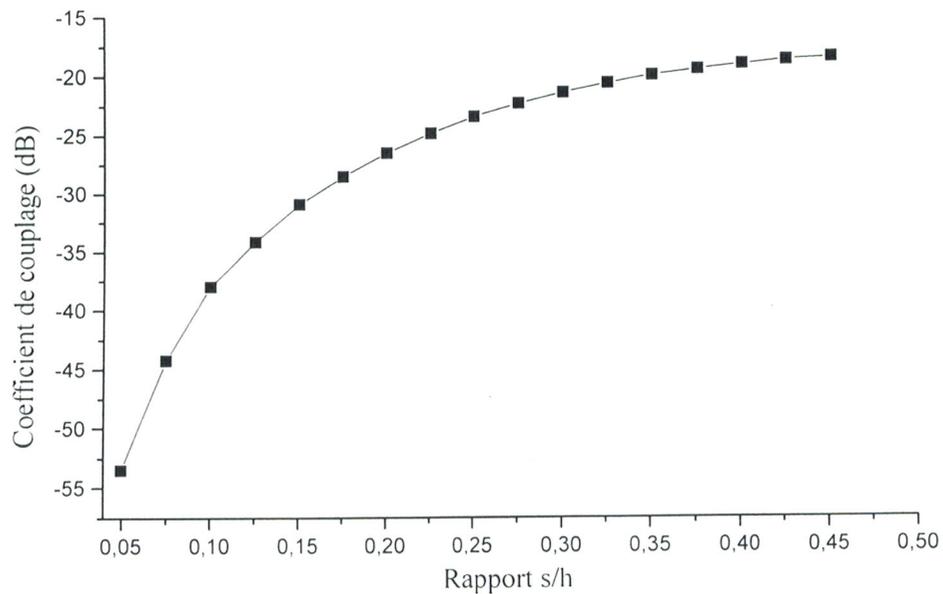


Figure III.22: Influence du rapport  $s/h$  sur le coefficient de couplage.

A partir du graphe de la figure précédente, on remarque clairement, qu'avec les paramètres géométriques et physiques que nous nous sommes fixé, on peut concevoir un coupleur de 20dB. Ce couplage de 20dB est obtenu pour le rapport  $s/h=0,352$ .

Après avoir déterminé le rapport  $s/h$ , nous avons vu utile de montrer l'influence du rapport  $s/h$  sur les valeurs des éléments des matrices  $[L]$  et  $[C]$  pour un couplage variant de 15 à 55dB environ (Figure III.22). Cette influence est montrée sur les graphes des figures III.23 à III.26.

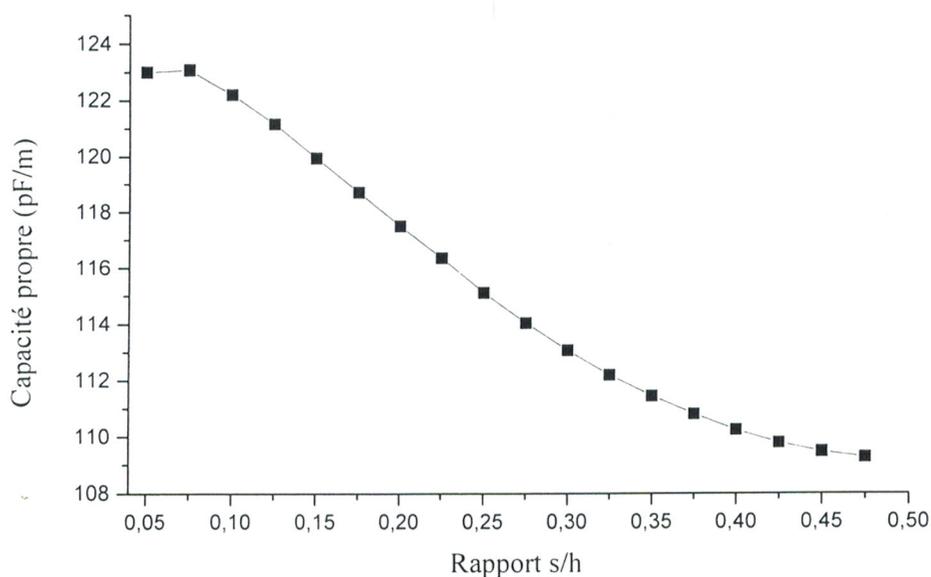


Figure III.23 : Influence du rapport  $s/h$  sur la capacité propre ( $\epsilon_r = 2.03$ )

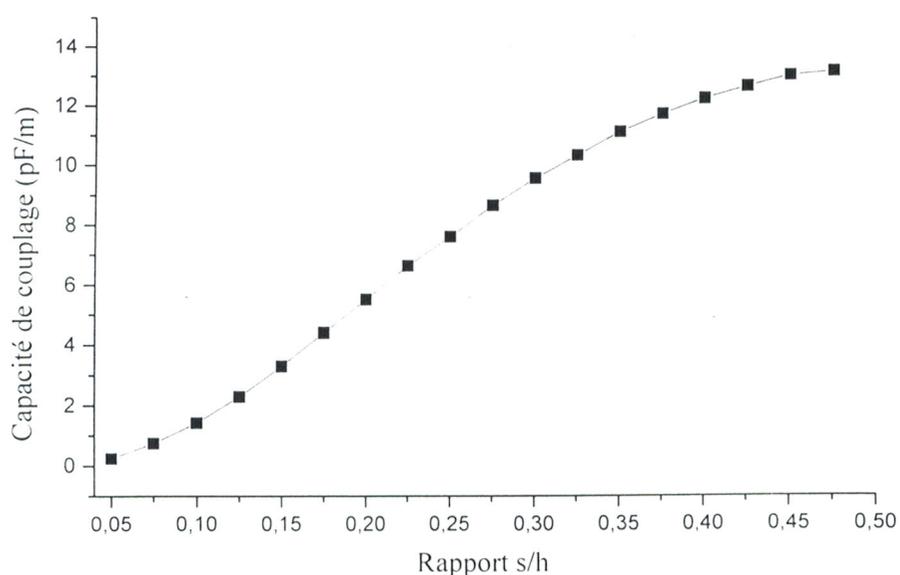


Figure III.24: Influence du rapport  $s/h$  sur la capacité de couplage ( $\epsilon_r = 2.03$ )

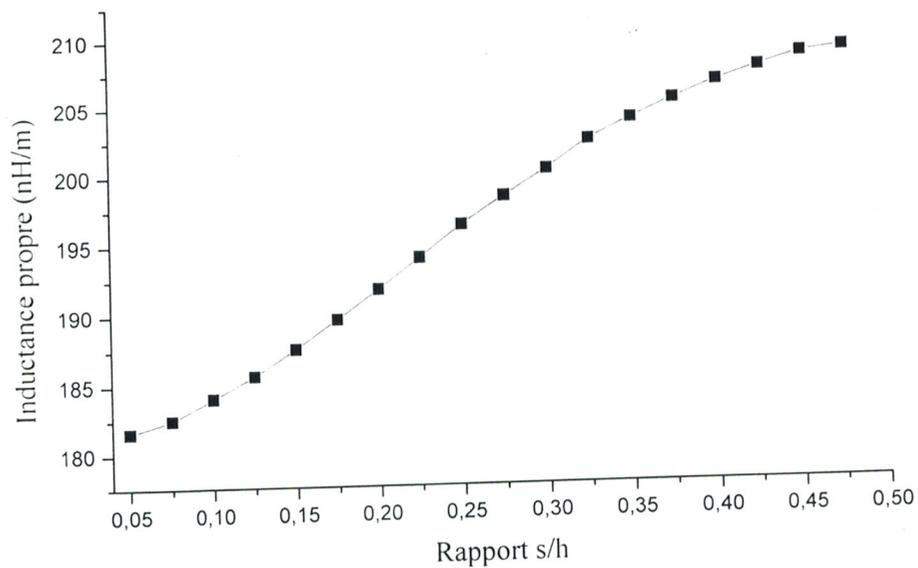


Figure III.25 : Influence du rapport s/h sur l'inductance propre

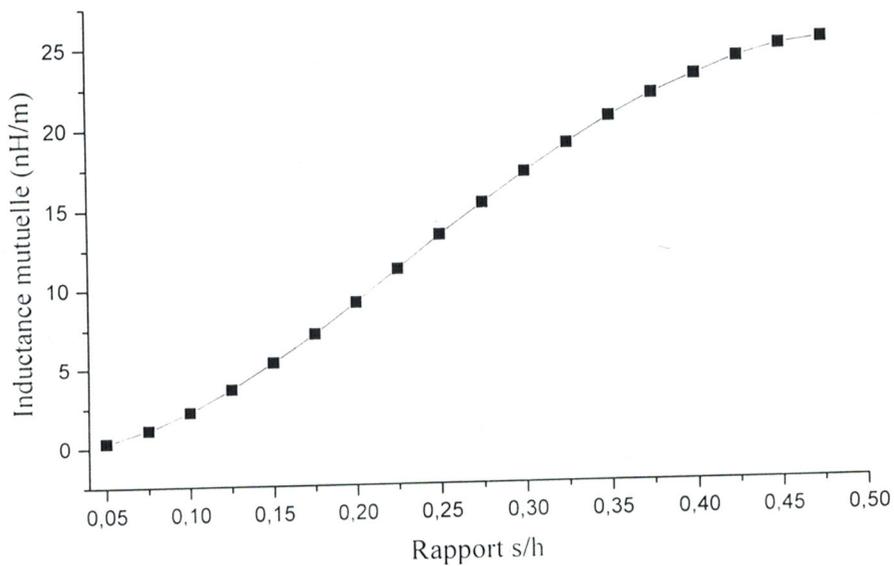


Figure III.26 : Influence du rapport s/h sur l'inductance mutuelle

Finalement pour un rapport  $s/h=0,352$  et une longueur du coupleur  $l=10,5\text{mm}$ , nous montrons la réponse fréquentielle du coupleur directif conçu, dans la plage de fréquences  $[0,5-10]\text{GHz}$ , sur les graphes de la figure III.27.

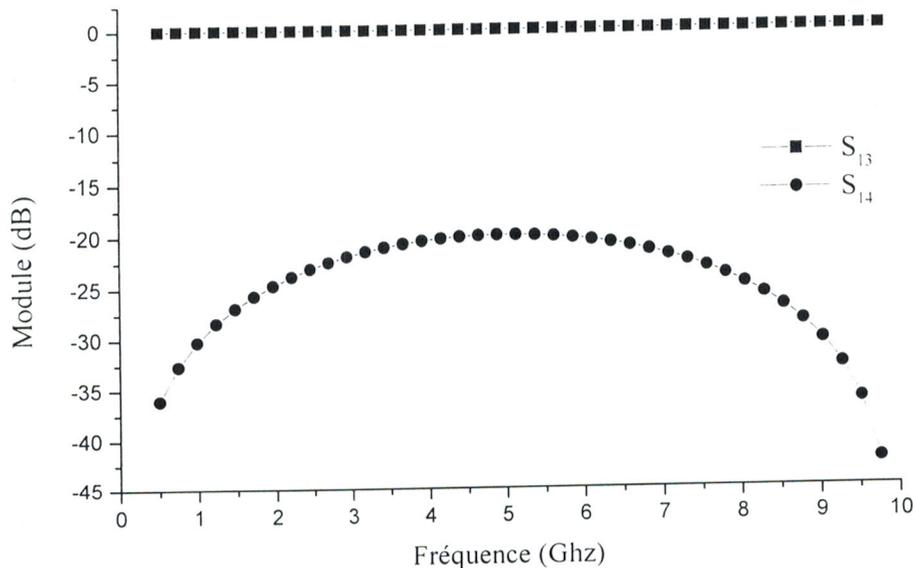


Figure III.27 : Réponse fréquentielle du coupleur

Dans la bande de fréquences  $[3,5-7]\text{GHz}$ , le couplage  $S_{14}$  varie entre 20 et 22dB. Ce qui permet au coupleur ainsi conçu d'avoir une large bande de travail.

Les résultats présentés ci dessus ont été obtenus pour les paramètres électromagnétiques suivants :

- Impédances caractéristiques:  $Z_{oe}=47,43\Omega$  et  $Z_{oo}=38,80\Omega$

- Matrice inductance :  $[L]=\begin{bmatrix} 208,9 & 22,13 \\ 22,13 & 208,9 \end{bmatrix} \left( \frac{nH}{m} \right)$

- Matrice capacité:  $[C]=\begin{bmatrix} 108,06 & -9,52 \\ -9,52 & 108,06 \end{bmatrix} \left( \frac{pF}{m} \right)$

### III.5 CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la caractérisation numérique par la méthode des éléments finis (MEF) des grandeurs électromagnétiques de deux types de coupleurs symétriques homogènes et à diaphragme métallique (coupleur rectangulaire à conducteurs internes circulaires et coupleur rectangulaire à conducteurs internes carrés), en fonction de leurs paramètres géométriques et physiques.

Pour atteindre cet objectif, il fallait résoudre l'équation de Laplace sur la section transversale des coupleurs avec des conditions aux limites fixées par les conditions d'excitation sur les conducteurs internes, sur le diaphragme métallique et sur le blindage.

Le diaphragme métallique séparant partiellement les conducteurs internes de ces coupleurs a permis l'ajustement du couplage à 20dB pour concevoir des coupleurs directifs micro-ondes de 20dB fonctionnant dans une grande plage de fréquences ([3,5-6,5] GHz environ).

Ces coupleurs symétriques introduits récemment dans la littérature scientifique sont facilement réalisables pour diverses applications en Télécommunications.

Les graphes présentés dans ce chapitre, tenant compte de l'influence de tous les paramètres géométriques et physiques des coupleurs sur leurs caractéristiques électromagnétiques, montrent l'intérêt des programmes réalisés.

Les résultats obtenus par MEF concordent avec ceux obtenus par CM, nous disposons donc d'un outil informatique précieux pour la caractérisation et la conception des coupleurs directifs.

Dans le chapitre qui suit, nous présentons la caractérisation numérique (par MEF) des grandeurs électromagnétiques d'autres types de coupleurs asymétriques très récemment introduits dans la littérature scientifique (coax-to-microstrip et coax-to-stripline) [11], [12], en fonction de leurs paramètres géométriques et physiques.

## **Chapitre IV**

### **Coupleurs asymétriques inhomogènes**

## IV.1 INTRODUCTION

Comme nous l'avons déjà cité les coupleurs directifs sont les composantes clés dans plusieurs applications RF et micro-ondes, en particulier pour la réalisation de ponts de mesures. De nos jours, les dispositifs disponibles sont des coupleurs microrubans, des coupleurs en guide d'ondes et des coupleurs coaxiaux. Les coupleurs microrubans sont utilisés pour des applications à bande large [13]; malheureusement leurs pertes significatives peuvent empêcher leur utilisation quand une manipulation de puissance élevée est exigée. Les coupleurs en guide d'ondes [14] sont utilisés dans des applications de puissance élevée, mais ne sont pas une solution pratique pour un usage à bande large, puisque le premier mode est limité en basses fréquences par la fréquence de coupure et les modes d'ordre plus supérieur limitent la fréquence haute [15], [16]. Par suite, les coupleurs coaxiaux directifs à air sont la solution traditionnelle pour les puissances élevées quand les caractéristiques de la largeur de bande ne sont pas critiques [17] et seraient idéales à cause de leurs faibles pertes d'une part et leurs champ TEM assurant une fréquence de coupure nulle.

La solution proposée récemment par l'auteur de la référence [11] est l'utilisation d'un nouveau coupleur dit : coax-to-microstrip (Figure IV.1). Un autre type de coupleurs que nous allons analyser et concevoir dans ce chapitre est le coupleur dit : coax-to-stripline (Figure IV.2). Ces derniers sont des coupleurs asymétriques et inhomogènes, de formes très complexés. Pour le premier type de coupleur (coax-to-microstrip), nous ne possédons dans la littérature que les résultats numériques obtenus par MEF de l'auteur de la référence [11], ce qui n'est pas le cas pour le deuxième type de coupleur.

La théorie que nous avons présentée au paragraphe III.4.1 du chapitre III ne peut pas être appliquée que dans le cas de structure de lignes couplées symétriques. Ici les deux structures sont asymétriques, par conséquent nous avons vu nécessaire de présenter la caractérisation numérique par MEF des grandeurs électromagnétiques de ces deux nouvelles structures après une description de ces dernières. Pour valider nos résultats obtenus par MEF, nous les confrontons à ceux de la référence [11] au cas du coupleur

coax-to-microstrip. Puis nous adaptons notre programme au cas du coupleur coax-to-stripline.

Dans le but de concevoir des coupleurs larges bandes, nous montrons l'influence des paramètres géométriques (ouverture du diaphragme métallique...) et physiques (permittivités relatives, fréquence...) sur les caractéristiques électromagnétiques (matrices d'inductances [L] et de capacités [C], coefficients de couplages inductif  $k_L$  et capacitif  $k_C$ ) des coupleurs asymétriques (coax-to-microstrip) et (coax-to-stripline) à diaphragmes métalliques.

## IV.2 COUPLEURS ASYMETRIQUES INHOMOGENES

Les sections transversales des coupleurs asymétriques (coax-to-microstrip) et (coax-to-stripline) à diaphragmes sont présentées respectivement sur les figures IV.1 et IV.2.

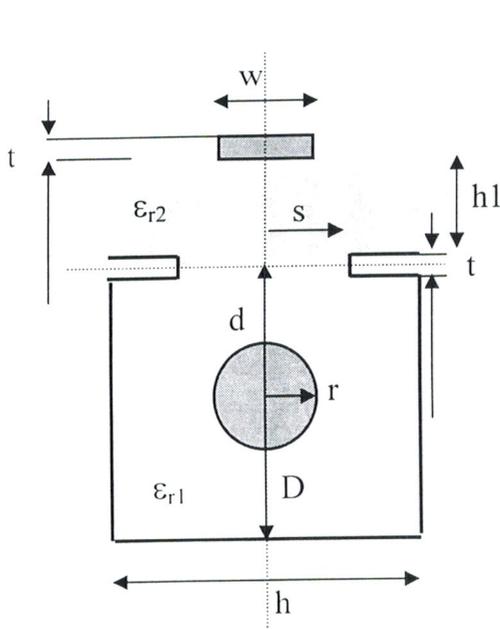


Figure IV.1 : Section transversale du coupleur inhomogène coax-to-microstrip

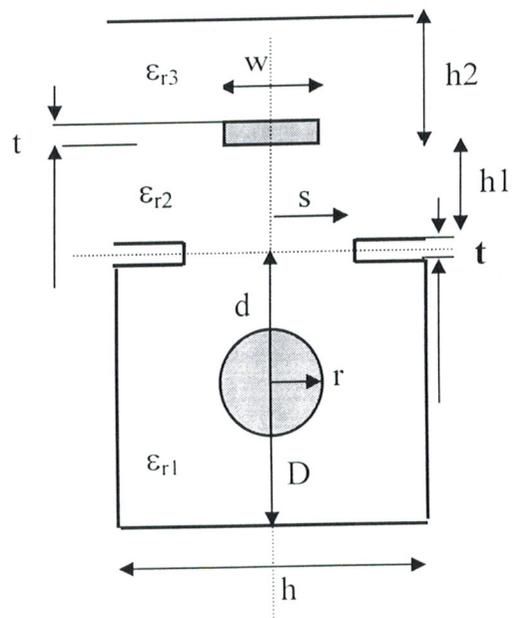


Figure IV.2 : Section transversale du coupleur inhomogène coax-to-stripline

Pour ces deux coupleurs la ligne coaxiale (ligne principale) est couplée à une ligne microstrip ou à une ligne stripline (ligne couplée) par une ouverture (diaphragme métallique) placée au dessous du substrat diélectrique.

Les paramètres géométriques et physiques de ces deux types de coupleurs sont montrés sur les deux figures précédentes.

Nous rappelons que les propriétés électriques pour ces deux types de coupleurs asymétriques à faibles pertes et propageant le mode quasi-TEM, peuvent être décrites en termes de matrices  $[L]$  et  $[C]$ .

$$[L] = \begin{bmatrix} L_1 & L_m \\ L_m & L_2 \end{bmatrix}, \quad [C] = \begin{bmatrix} C_1 & C_m \\ C_m & C_2 \end{bmatrix}$$

Où :

$L_i$  et  $C_i$  ( $i=1, 2$ ) sont respectivement l'inductance et la capacité propre de la ligne  $i$  en présence de la ligne  $j$  ( $j=1, 2, j \neq i$ ).

$L_m$  et  $C_m$  sont respectivement l'inductance mutuelle et la capacité de couplage du système de lignes couplées asymétriques.

#### IV.2.1 CARACTERISATION NUMERIQUE PAR LA MEF

L'étude des structures de lignes couplées asymétriques telles que celles montrées sur les figures IV.1 et IV.2, dans le domaine électrostatique, est basé sur la résolution de l'équation de Laplace.

Pour ces structures asymétriques, les capacités  $C_i(\epsilon_r)$  ( $i=1, 2$ ) sont calculées pour [18] :

$$V_i = 1 \text{ volt} \quad (\text{IV.1})$$

(Tous les autres conducteurs sont placés à la masse).

En posant  $V_1=V_2=1$ , nous pouvons évaluer numériquement une capacité  $C_3$ , ce qui permet de calculer la capacité de couplage  $C_m$  en utilisant la relation suivante [19]:

$$C_m = \frac{1}{2} (C_1(\epsilon_r) + C_2(\epsilon_r) - C_3) \quad (\text{IV.2})$$

Les inductances  $L_i$  sont calculées en fonction des capacités  $C_i(\epsilon_r)$  comme dans le cas d'une ligne quasi-statique [20].

L'inductance mutuelle  $L_m$  est déterminée à partir de la relation suivante [19]:

$$L_m = L_1 \frac{C_m(\varepsilon_r)}{C_2(\varepsilon_r)} = L_2 \frac{C_m(\varepsilon_r)}{C_1(\varepsilon_r)} \quad (\text{IV.3})$$

Une fois les matrices  $[L]$  et  $[C]$  déterminées, nous évaluons les coefficients de couplages inductif et capacitif en utilisant respectivement les relations (IV.4) et (IV.5) [20].

$$k_L = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (\text{IV.4})$$

$$k_C = \frac{C_m}{\sqrt{C_1 C_2}} \quad (\text{IV.5})$$

Ensuite nous évaluons les réponses fréquentielles des coupleurs en utilisant un modèle numérique adapté [10].

## IV.2.2 RESULTATS DE LA MEF

Sur la base de cette théorie, nous avons établi un programme de CAO pour calculer numériquement les grandeurs électromagnétiques (matrices  $[L]$  et  $[C]$ , coefficients de couplages inductif  $k_L$  et capacitif  $k_C$ ) des lignes couplées asymétriques. Toutes ces grandeurs sont fortement dépendantes des paramètres géométriques et physiques des coupleurs asymétriques étudiés.

### IV.2.2.1 Coupleur coax-to-microstrip

#### IV.2.2.1.1 Validation des résultats numériques

Pour valider les résultats de calculs numériques du logiciel en éléments finis que nous avons réalisé pour ce type de coupleur, nous l'avons appliqué pour étudier l'influence de la demi largeur d'ouverture du diaphragme métallique ( $s$ ) sur les éléments des matrices  $[L]$ ,  $[C]$  et sur les coefficients de couplages inductif  $k_L$  et capacitif  $k_C$ . Puis nous avons comparé nos résultats numériques obtenus par la MEF à ceux trouvés par l'auteur de la référence [11] utilisant le même outil numérique pour les paramètres

géométriques et physiques suivants :  $r=3,5\text{mm}$ ,  $h=15\text{mm}$ ,  $D=20\text{mm}$ ,  $d=6,035\text{mm}$ ,  $t=70\mu\text{m}$ ,  $h_1=0,508\text{mm}$ ,  $w=1,15\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=3,2$ .

Les figures IV.3 et IV.4 montrent respectivement l'influence de la demi largeur d'ouverture du diaphragme métallique ( $s$ ) sur les éléments des matrices  $[L]$  et  $[C]$  du coupleur.

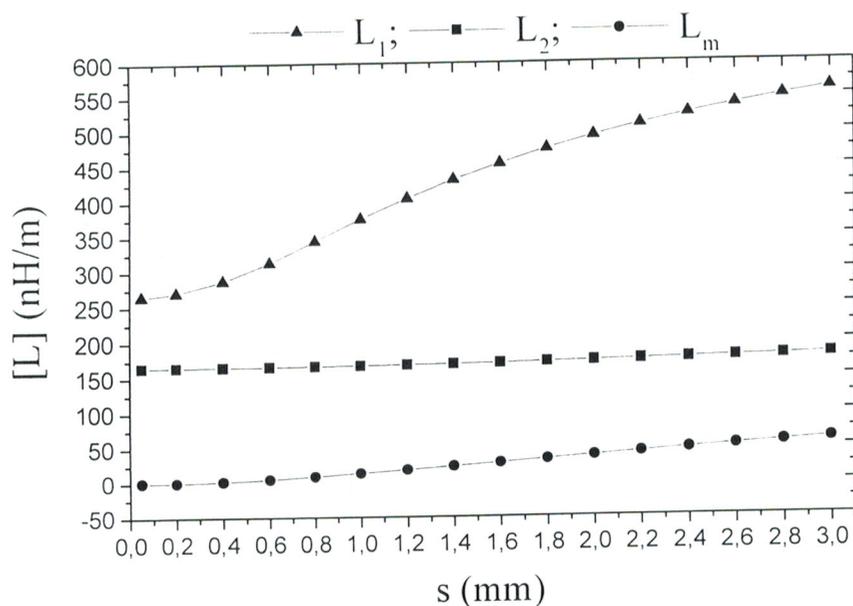


Figure IV.3: Influence de la demi largeur d'ouverture ( $s$ ) sur les éléments de la matrice  $[L]$  du coupleur.

Pour les mêmes paramètres géométriques et physiques, l'auteur de la référence [11] a trouvé les résultats des graphes de la figure IV.5. En comparant ces derniers avec ceux que nous avons obtenus, il apparaît clairement une bonne cohérence entre les résultats.

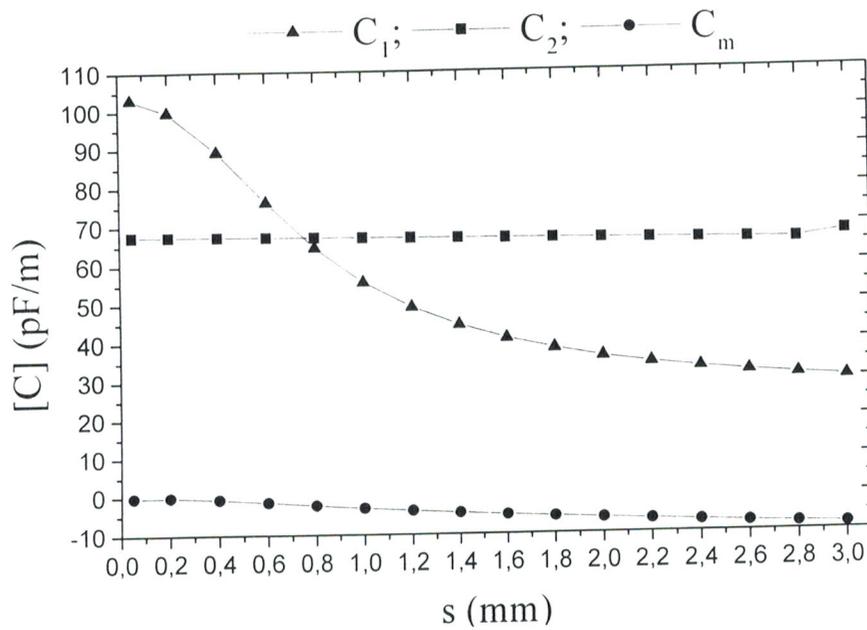


Figure IV.4: Influence de la demi largeur d'ouverture (s) sur les éléments de la matrice [C] du coupleur.

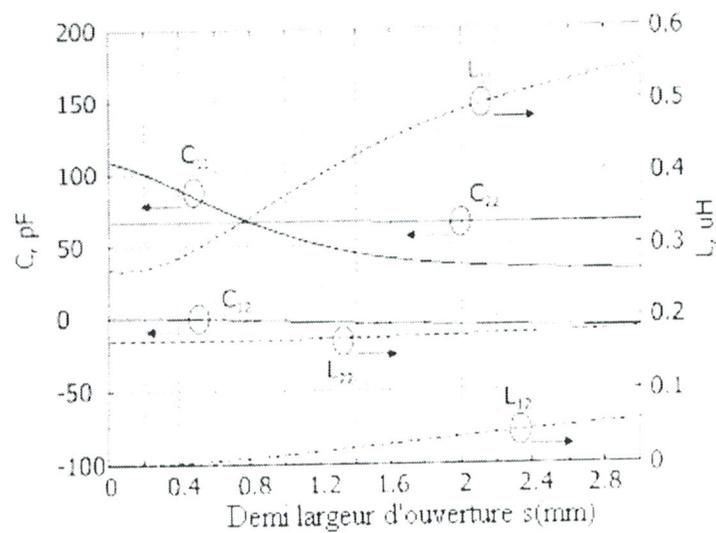


Figure IV.5 : Influence de la demi largeur d'ouverture (s) sur les éléments des matrices [C] et [L] de la référence [11]

Il est aussi très intéressant de montrer la dépendance entre la demi largeur d'ouverture et les coefficients de couplage inductif et capacitif. La figure IV.6 montre cette dépendance : l'ouverture du diaphragme métallique permet de contrôler le couplage.

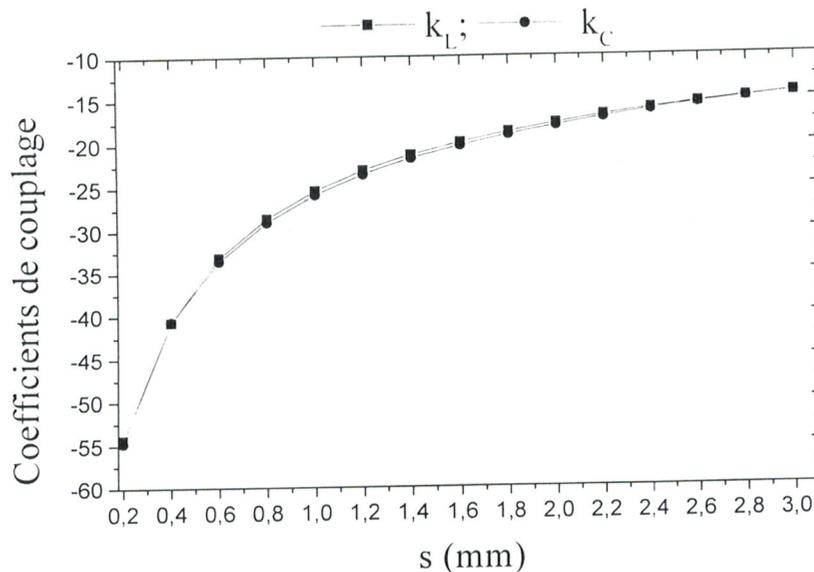


Figure IV.6: Influence de la demi largeur d'ouverture ( $s$ ) sur les coefficients de inductif  $k_L$  et capacitif  $k_C$

A partir de ces deux graphes, nous constatons que pour une demi largeur d'ouverture du diaphragme métallique ( $0,2 \text{ mm} \leq s \leq 3 \text{ mm}$ ), les deux coefficients de couplage inductif et capacitif sont identiques. Par conséquent, dans cette plage de variation de ( $s$ ) la configuration de lignes constituant ce type de coupleur (coax-to-microstrip) propage l'onde TEM pure. Ceci constitue un avantage majeur de ce type de coupleur par rapport à une autre configuration de lignes formant un coupleur de même type (c'est à dire coax-to-microstrip) que nous allons caractériser plus loin.

#### IV.2.2.1.2 Conception de coupleur directif

Pour concevoir un coupleur coax-to-microstrip directif de 20dB à 5GHz (Figure III.11), il nous a fallu choisir une demi largeur d'ouverture du diaphragme ( $s=1,6\text{mm}$ ) (Figure IV.6) et une longueur du coupleur ( $l=15\text{mm}$ ).

Dans ces conditions, les paramètres électromagnétiques du coupleur sont (Figures IV.3 et IV.4):

- Matrice inductance : 
$$[L] = \begin{bmatrix} 454 & 28,21 \\ 28,21 & 169,9 \end{bmatrix} \left( \frac{nH}{m} \right)$$

- Matrice capacité : 
$$[C] = \begin{bmatrix} 40,9 & -5,08 \\ -5,08 & 66,67 \end{bmatrix} \left( \frac{pF}{m} \right)$$

La réponse fréquentielle du coupleur coax-to-microstrip ainsi conçu, dans la plage de fréquences [0,4-8] GHz, est présentée sur la figure suivante :

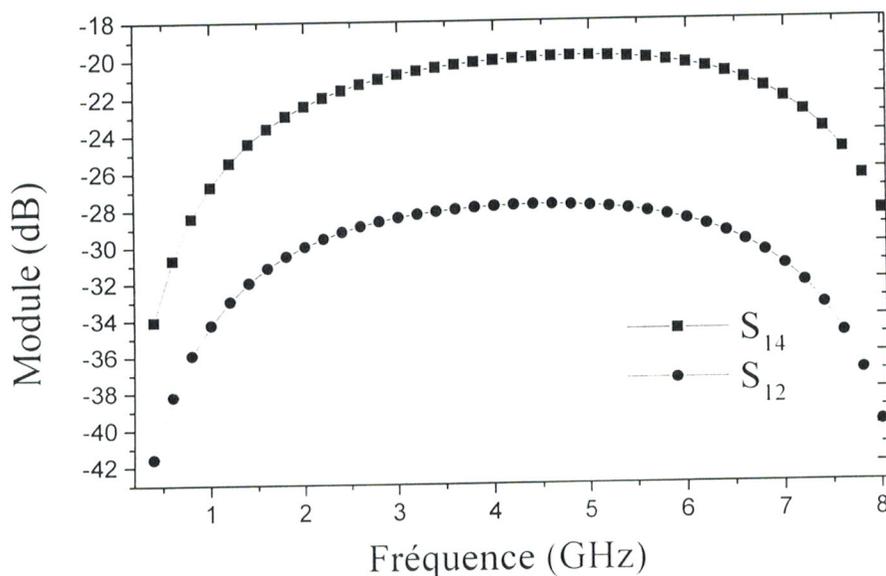


Figure IV.7: Réponse du coupleur coaxial-to-microstrip

Les graphes, de la figure précédente, donnants  $S_{14}$  (couplage) et  $S_{12}$  (isolation) en fonction de la fréquence montre le couplage de 20dB (environ) à partir de 3GHz jusqu'à 7GHz, avec un minimum de directivité de 8dB.

#### IV.2.2.2 Coupleur coax-to-stripline

##### IV.2.2.2.1 Résultats numériques

Nous avons adapté notre premier logiciel MEF au cas du coupleur coax-to-stripline, à diaphragme métallique (Figure IV.2). Le même travail que précédemment a été réalisé pour pouvoir concevoir un coupleur directif de 20dB à 5GHz. Ce travail se présente comme suit pour les paramètres géométriques et physiques suivants:  $r=3,5\text{mm}$ ,  $h=15\text{mm}$ ,  $D=20\text{mm}$ ,  $t=70\mu\text{m}$ ,  $d=6,035\text{mm}$ ,  $h_1=h_2=0,508\text{mm}$ ,  $w=1,15\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=3,2$ .

L'effet de la demi largeur d'ouverture ( $s$ ) du diaphragme métallique sur les valeurs des éléments des matrices  $[L]$  et  $[C]$  est montré sur les graphes des deux figures suivantes.

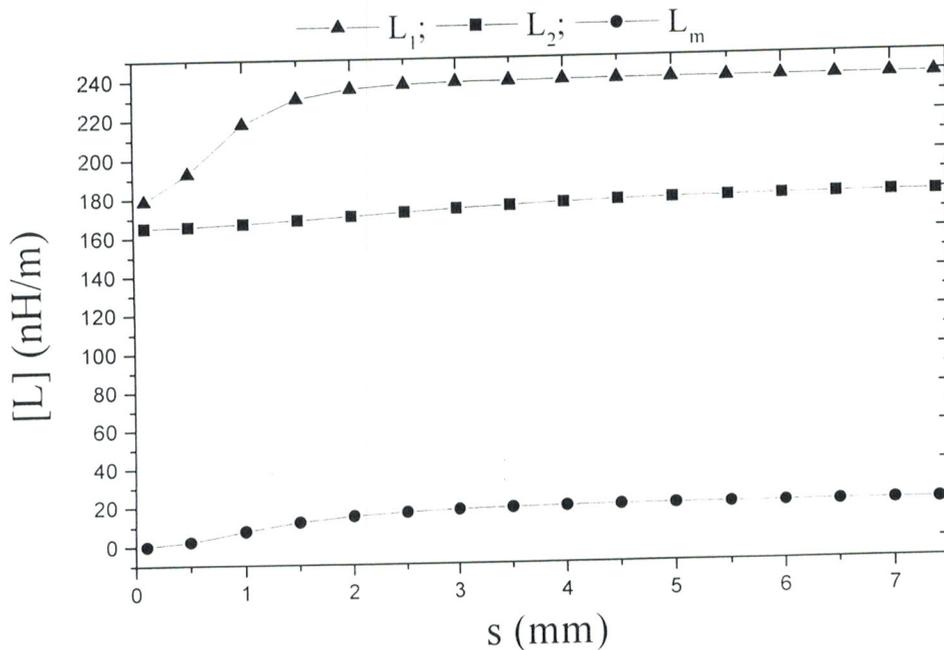


Figure IV.8 : Effet de la demi largeur d'ouverture ( $s$ ) sur les valeurs des éléments de la matrice  $[L]$

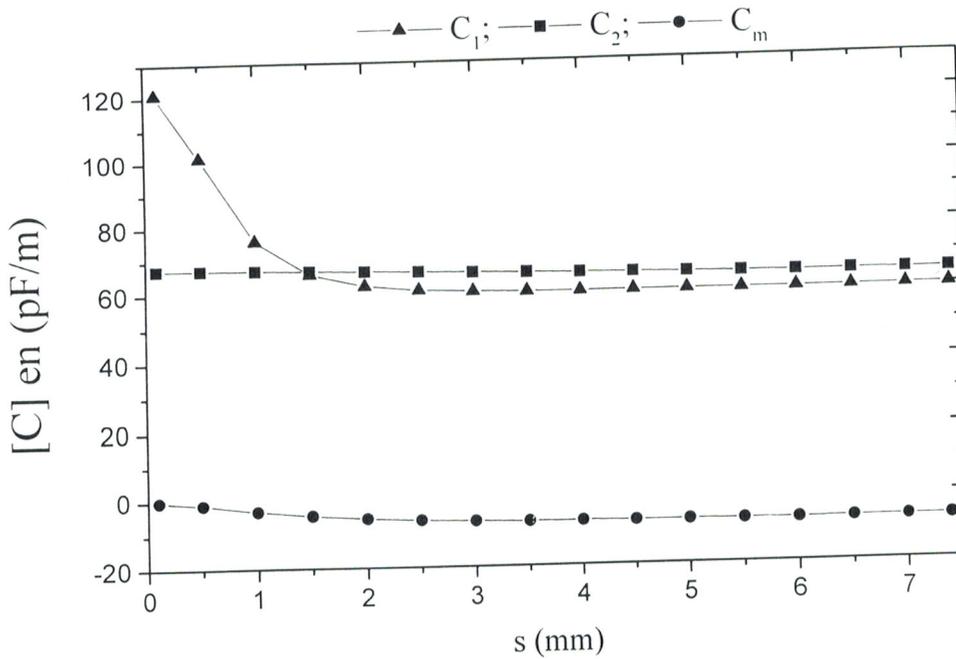


Figure IV.9 : Effet de la demi largeur d'ouverture (s) sur les valeurs des éléments de la matrice [C]

La variation des coefficients de couplage inductif  $k_L$  et capacitif  $k_C$  en fonction de la demi largeur d'ouverture (s) est montrée sur les graphes de la figure IV.10

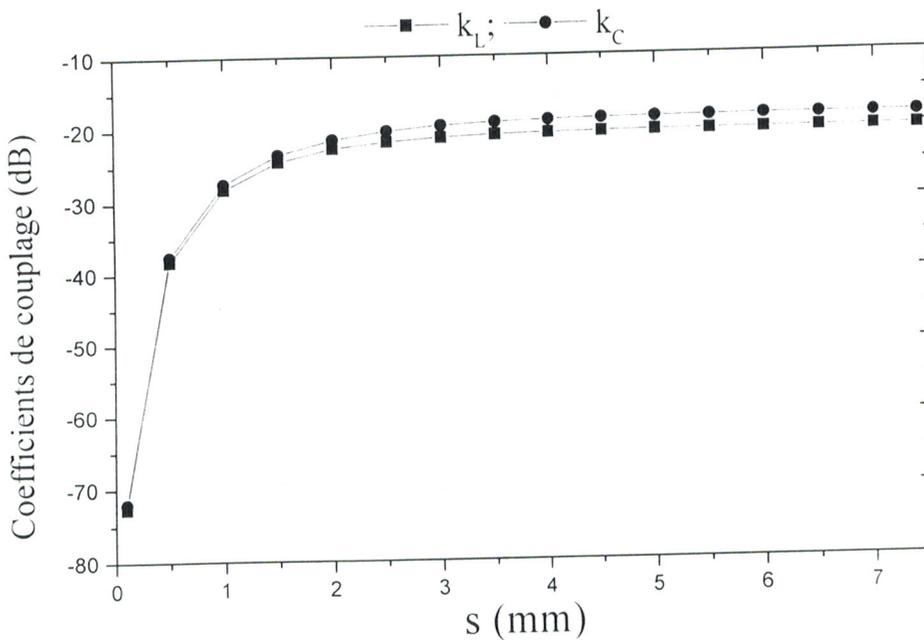


Figure IV.10 : Effet de la demi largeur d'ouverture (s) sur les coefficients de couplage inductif et capacitif

Il est clair que l'écart observé entre le couplage inductif  $k_L$  et capacitif  $k_C$  est faible pour une variation de la demi largeur d'ouverture de 0,2mm à 7,5mm. Ici encore nous pouvons dire que la configuration de lignes constituant ce type de coupleur (coax-to-stripline) propagent l'onde TEM pure.

#### IV.2.2.2.2 Conception de coupleur directif

La réponse du coupleur montrée sur la figure IV.11 et donnant  $S_{14}$  (couplage) en fonction de la fréquence est obtenue pour :

- Demi largeur d'ouverture :  $s=2,8\text{mm}$ ,

- Longueur de coupleur :  $l=15\text{mm}$ ,

- Couplage inductif :  $k_L = -21,58\text{dB}$

- Couplage capacitif :  $k_C = -20,17\text{dB}$

- Matrice inductance :  $[L] = \begin{bmatrix} 237,16 & 15,67 \\ 15,67 & 172,08 \end{bmatrix} \left( \frac{nH}{m} \right)$ ;

- Matrice capacité :  $[C] = \begin{bmatrix} 60,02 & -6,06 \\ -6,06 & 65,47 \end{bmatrix} \left( \frac{pF}{m} \right)$ .

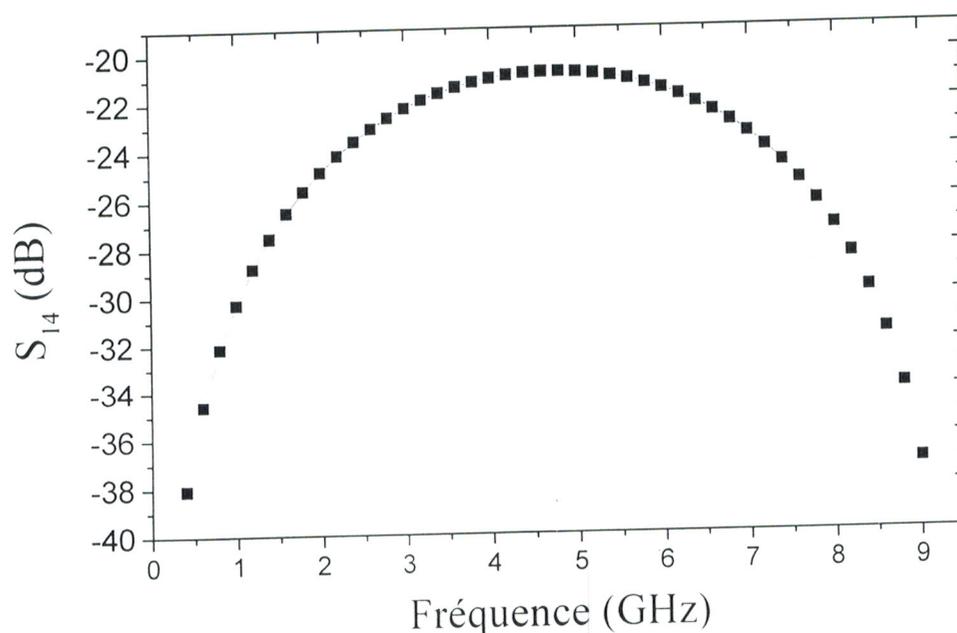


Figure IV.11 : Réponse du coupleur coaxial-to-stripline

A partir du graphe de la figure précédente, on constate d'une part que dans la bande de fréquences [3-6,5]GHz, le couplage  $S_{14}$  varie entre 20 et 22dB et d'autre part qu'à la fréquence de 5GHz, le couplage est de -20,91dB. Ce ci est due principalement à cause des coefficients de couplages inductif ( $k_L = -21,58\text{dB}$ ) et capacitif ( $k_C = -20,17\text{dB}$ ) qui ne sont pas vraiment identiques.

#### IV.2.2.3 Coupleur coax-to-microstrip (deuxième configuration)

Dans la première configuration que nous avons caractérisée par MEF (Figure IV.1), la ligne couplée (la ligne microstrip) était placée au dessus de la ligne principale (la ligne coaxiale à air).

Récemment une deuxième configuration de coupleur coax-to-microstrip a été proposée par l'auteur de la référence [12], où un coupleur directif de 20dB fonctionnant dans la plage de fréquences [1,5-2,5] GHz a été analysé par la méthode des moment (MoM) en 2D, conçu et réalisé. La section de ce nouveau coupleur coax-to-microstrip ainsi que ses paramètres géométriques et physiques sont présentés sur la figure IV.12.

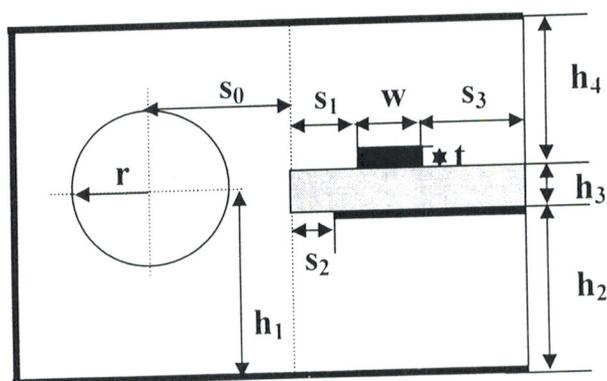


Figure IV.12: Section transversale du coupleur coax-to-microstrip.

Dans cette structure, seulement la ligne couplée est imprimée dans la carte PCB (circuit imprimé). Le substrat diélectrique dépasse le bord du plan de masse variable ( $s$ ) vers le conducteur central de la ligne coaxiale rectangulaire d'une distance ( $s_2$ ).

Pour ce type de coupleur, le niveau du couplage peut être ajusté d'une part par le déplacement du plan de masse variable par rapport au bord du PCB et aussi par changement du niveau de suspension ( $h_2$ ) de ce dernier (PCB).

Le but de cette partie du travail est l'analyse numérique par la MEF de cette nouvelle structure de lignes couplées, pour pouvoir concevoir un coupleur directif de 20dB fonctionnant dans la plage de fréquence [1,5-4]GHz. Aussi nous montrons la distribution du potentiel sur la section transversale du coupleur puisque l'outil numérique utilisé dans la référence [12] ne le permet pas.

#### IV.2.2.3.1 Résultats numériques

Nous avons analysé la structure de lignes couplées présentée sur la figure IV.12 pour les paramètres suivants :  $r=2,37\text{mm}$ ,  $h_1=5\text{mm}$ ,  $h_3=0,6\text{mm}$ ,  $h_4=2h_1-h_2-h_3$ ,  $s_0=4\text{mm}$ ,  $s_1=1\text{mm}$ ,  $s_2=0$ ,  $s_3=3\text{mm}$ ,  $w=1,5\text{mm}$ ,  $t=0,035\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=4,8$ .

Ces valeurs ont été choisies en garantissant aux deux lignes (principale et couplée) une impédance de  $50\Omega$  (lorsque  $s_2=0$ ) pour assurer une adaptation du coupleur au niveau de ses quatre portes.

Nous avons appliqué la méthode des éléments finis pour résoudre l'équation de Laplace comme le montre la figure IV.13.

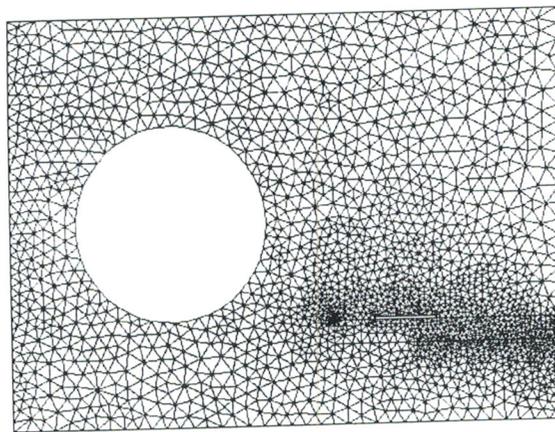


Figure IV.13 : Maillage en éléments finis de la section transversale du coupleur coax-to-microstrip.

La solution représente la distribution du potentiel aux différents nœuds de maillage de la section transversale du coupleur. La figure IV.14 présente la distribution du potentiel pour différentes conditions aux limites  $V_1$  et  $V_2$  (où  $V_1$  et  $V_2$  sont respectivement les tensions fixées sur la ligne coaxiale et sur la ligne microstrip).

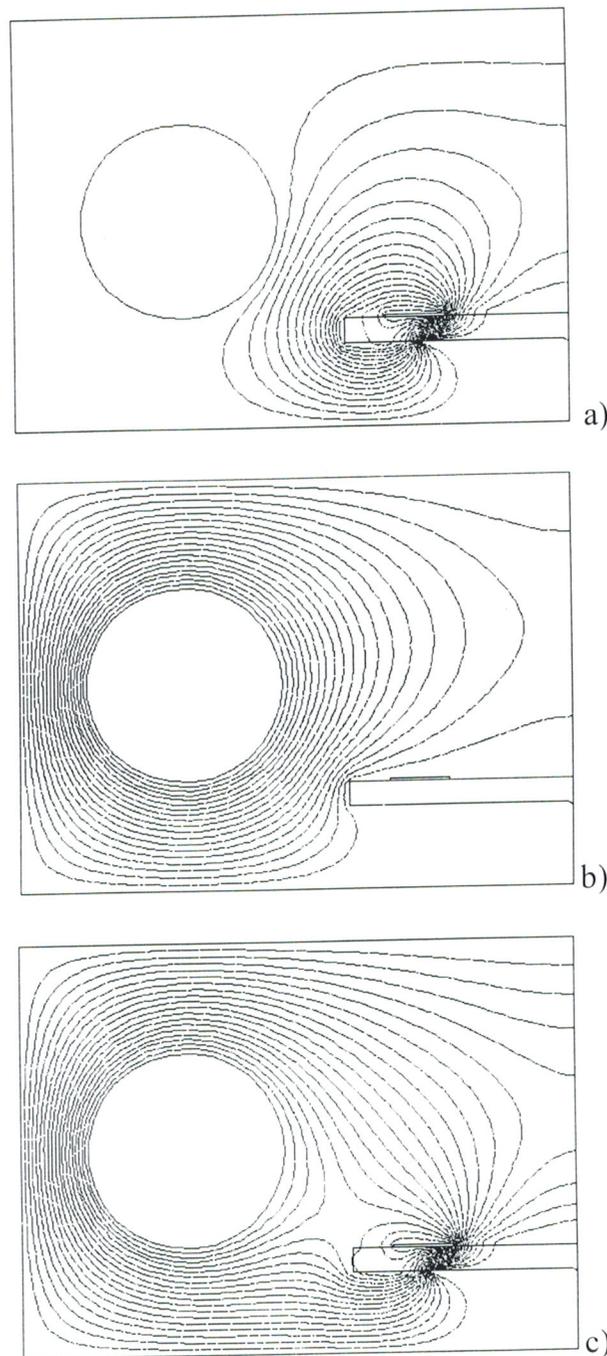


Figure IV.14 : Distribution du potentiel pour différentes conditions aux limites ( $h_2 = s_2 = 2\text{mm}$ ).

a)  $V_1=0$ ,  $V_2=1$  volt; b)  $V_1=1$  volt,  $V_2=0$ ; c)  $V_1=V_2=1$  volt

L'effet du niveau de suspension ( $h_2$ ) sur les coefficients de couplage inductif et capacitif est montré sur la figure IV.15.

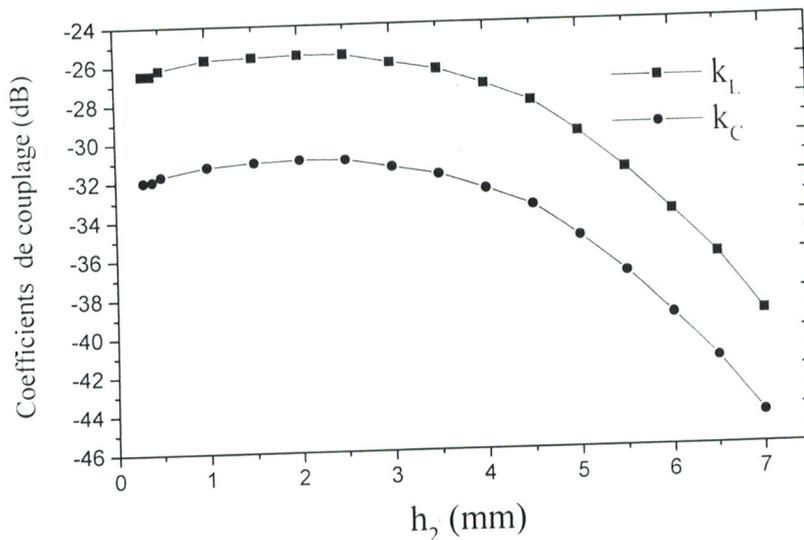


Figure IV.15 : Effet du niveau de suspension ( $h_2$ ) sur les coefficients de couplage inductif et capacitif

Pour  $h_2=2$ mm,  $k_L=-25,51$ dB et  $k_C=-30,96$ dB. Ce niveau de couplage peut être ajuster dans la structure par déplacement du plan de masse c'est à dire par variation de ( $s_2$ ).

La figure IV.16 montre l'influence de ( $s_2$ ) sur les coefficients de couplage inductif et capacitif du coupleur coax-to-microstrip pour  $h_2=2$ mm. A partir de cette figure, il apparaît clairement que pour  $s_2=2$ mm le coefficient de couplage inductif est de  $k_L=-16,06$ dB et que celui capacitif est de  $k_C=-20,69$ dB.

A partir des graphes des figures IV.15 et IV.16, nous constatons que quelque soient les variations de ( $s_2$ ) et de ( $h_2$ ) l'écart est important entre les coefficients de couplage inductif et capacitif de la deuxième configuration de coupleur coax-to-microstrip. Par conséquent cette configuration de coupleur coax-to-microstrip ne permet pas la propagation de l'onde TEM pure.

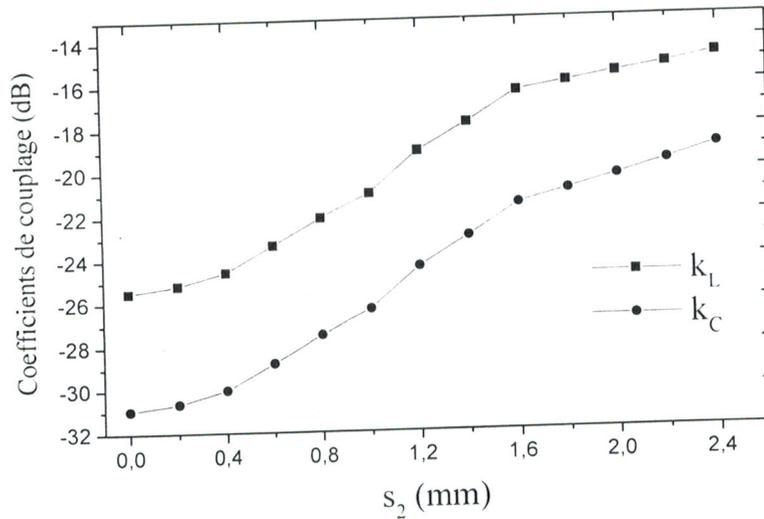


Figure IV.16: Effets de déplacement du plan de masse ( $s_2$ ) sur les coefficients de couplage du coupleur coax-to-microstrip pour  $h_2=2\text{mm}$ .

#### IV.2.2.3.2 Conception de coupleur directif

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à la conception d'un coupleur coax-to-microstrip directif. Pour un niveau de suspension  $h_2=2\text{mm}$  et pour un déplacement du plan de masse  $s_2=2\text{mm}$ , les paramètres électromagnétiques du coupleur sont :

$$[L] = \begin{bmatrix} 334,95 & 36,38 \\ 36,38 & 159,8 \end{bmatrix} \left( \frac{nH}{m} \right); \quad [C] = \begin{bmatrix} 98,20 & -7,71 \\ -7,71 & 74,95 \end{bmatrix} \left( \frac{pF}{m} \right)$$

Pour une longueur  $l=20\text{mm}$ , la figure IV.17 montre la réponse du coupleur dans la bande de fréquence  $[0,2-5]\text{GHz}$ . Le couplage d'environ 20dB est obtenu dans une large bande:  $[1,5-4]\text{GHz}$ .

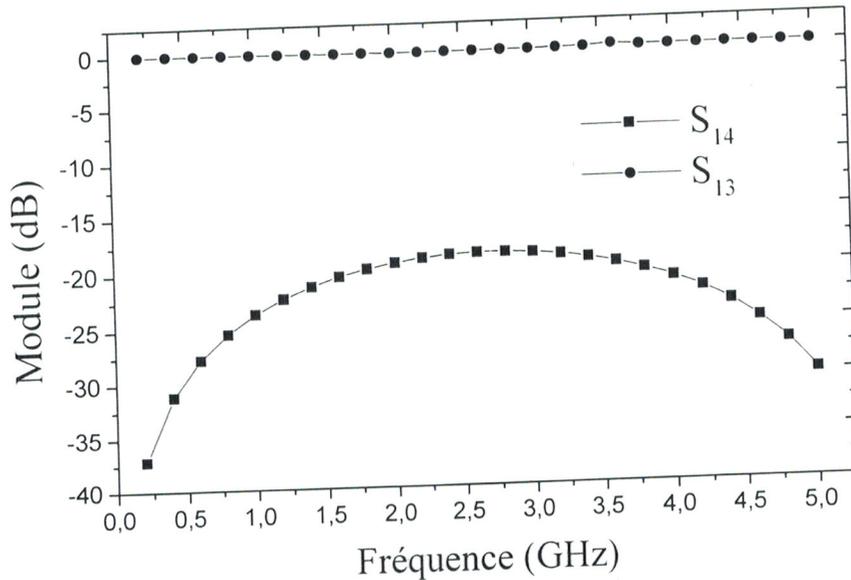


Figure IV.17 : Réponse du coupleur coax-to-microstrip

### IV.3 CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la caractérisation numérique par la méthode des éléments finis (MEF) des grandeurs électromagnétiques ( $[L]$ ,  $[C]$ ,  $k_L$  et  $k_C$ ) de coupleurs asymétriques très récemment introduits dans la littérature scientifique (coax-to-microstrip et coax-to-stripline) [11], [12], en fonction de leurs paramètres géométriques et physiques.

Cette caractérisation nous a permis de concevoir des coupleurs asymétriques, directifs et larges bandes pour des applications hautes puissances en Télécommunications. Les coupleurs étudiés sont faciles à réaliser pratiquement.

Les graphes présentés dans ce chapitre, tenant compte de l'influence de tous les paramètres géométriques et physiques des coupleurs sur leurs caractéristiques électromagnétiques, montrent l'intérêt de la théorie présentée et des programmes réalisés.

Les résultats obtenus par MEF concordent avec ceux de la littérature scientifique. Nous disposons donc d'un outil informatique précieux pour la caractérisation et la conception des coupleurs inhomogènes asymétriques.

## **CONCLUSION GENERALE**

## Conclusion générale

L'étude menée dans ce travail se caractérise par l'utilisation de la méthode des éléments finis (MEF) en deux dimensions pour la détermination des paramètres électromagnétiques de coupleurs micro-ondes de formes très complexes. Ces coupleurs trouvent leurs applications dans le domaine des Télécommunications haute puissance et de mesure micro-ondes.

Les résultats d'analyse obtenus par la méthode des éléments finis ont été confrontés et validés.

Les logiciels développés dans ce cadre, concernent :

- L'analyse par la MEF (2D) des grandeurs électromagnétiques de coupleurs directs, symétriques, homogènes et à diaphragme métalliques. Ces coupleurs utilisent des lignes rectangulaires à conducteurs internes circulaires et carrés.
- L'analyse par la MEF (2D) des grandeurs EM de coupleurs asymétriques récemment introduits dans la littérature scientifique (coax-to-microstrip et coax-to-stripline).

Ces logiciels nous ont permis la caractérisation numérique des grandeurs électromagnétiques (impédances caractéristiques  $Z_{oc}$ ,  $Z_{oo}$ , respectivement des modes pair et impair ; matrices d'inductances [L] et de capacités [C] ; coefficients de couplages inductif et capacitif) d'une panoplie de structures de lignes couplées de formes complexes symétriques, asymétriques et à diaphragmes métalliques.

Ce qui nous a aidé à la conception de coupleurs micro-ondes directs larges bandes pour des applications hautes puissances en Télécommunication.

En perspective, ces travaux seront étendus à la recherche d'expressions analytiques (approchées) rigoureuses pour les structures de lignes couplées étudiées.

## Références bibliographiques

- [1] K.J.Bathe and E.L. Wilson: « Numerical Methods in Finite Element Analysis », prentice Hall, 1976.
- [2] G.Dhatt et G.Touzot : « Une présentation de la méthode des éléments finis » Collection Université de Compiègne, deuxième édition 1984, Moloine S.A Editeur Paris. Les presses de l'université LAVAL-Quebec.
- [3] N. Benahmed, Analyse électromagnétique des lignes de transmission et caractérisation numérique des discontinuités micro-ondes. Application à la conception des circuits micro-ondes, Thèse de Doctorat d'Etat, Univ. de Tlemcen, Février 2002.
- [4] F. Cardiol : traité d'électricité, volume III : Electromagnétisme; Presses polytechnique et universitaires Romandes 1996 ; pp 119- 127 et 273-274.
- [5] F. Cardiol : traité d'électricité, volume XIII : Hyperfréquences; Presses polytechnique et universitaires Romandes 1987; pp 246- 256.
- [6] J.P. Vabre : Electronique des impulsions, Tome VI : lignes couplées en régime transitoire, Fascicule 2 : Coupleurs et transformateurs à lignes; Masson et Cie, 1972.
- [7] J.P. Vabre : lignes couplées en régime transitoire, Fascicule 1; Masson et Cie, 1972.
- [8] V. Teppati, M. Goano, and A. Ferrero, Conformal-Mapping Design Tools for Coaxial Couplers With Complex Cross Section, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 50, No. 10, October 2002, pp: 2339-2344.
- [9] [www.math.u-psud.fr](http://www.math.u-psud.fr) [doc pdf].
- [10] A.R. Djordjevic, M. Bazdar, G. Vitosevic, T. sarkar and R.F. harrington, Scattering parameters Of Microwave networks with Multiconductor Transmission Lines. Artech Housse, 1990.
- [11] V. Teppati and A. Ferrero, A New Class of Nonuniform, Broadband, Nonsymmetrical Rectangular Coaxial-to-Microstrip Directional Couplers for High Power Applications IEEE Microwave and wireless compoments letters, Vol. 13, No. 4, April 2003, pp 152-154.

- [12] A. Sawicki, a new class of symmetrical directional couplers for power antenna control applications, *Microwave Journal*, November 2005. Horizon House Publications, Inc.
- [13] S. Uysal and H. Aghvami, Synthesis design and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 37. June 1989, pp. 969-976.
- [14] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1992.
- [15] H. Schmiedel and F. Arndt, Field theory design of rectangular waveguide multiple-slot narrow-wall couplers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-34, July 1986, pp.791-798.
- [16] L. T. Hildebrand, Results for a simple compact narrow-wall directional coupler, *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, Vol. 10, June 2000, pp. 231-232.
- [17] A. H. McCurdy and J. J. Choi, Design and analysis of a coaxial coupler for a 35-GHz gyrokystron amplifier, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 47, February 1999, pp. 164-175.
- [18] N. Benahmed, M. Feham and S. Dali, Design of tunable bandstop filters using multilayers microstrip , *Applied Microwave and Wireless*, Vol. 13, N°7, July 2001, pp 82-91.
- [19] D. Jaison, Amultilayer microstripe dandstop filter for DCS, *Applied Microwave and Wireless*, Vol.10, N°2, March 1998. pp64-70.
- [20] D. Jaison, A microstripe coplanar waveguide coupler for use with attenuator, *Microwave Journal*, Vol.38 N°9, September 1995, pp120-130.