

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCCEN
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



FACULTE
DES SCIENCES
DE L'INGENIEUR



LABORATOIRE DE
TELECOMMUNICATIONS
DE TLEMCCEN

Thèse de Magister en Electronique Signaux & Systèmes

Présentée par :

Mr. AISSAOUI Djelloul

Thème

**Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes
Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées**

Soutenue en Mars 2007 devant le jury :

Président :	Mr. O. SEDDIKI	M. C. à l'Université de Tlemcen
Examineurs :	Mr. S. M. MERIAH	M. C. à l'Université de Tlemcen
	Mme. N. SELADJI	C. C. à l'Université de Tlemcen
Encadreurs :	Mr. F. T. BENDIMERAD	Prof. à l'Université de Tlemcen
	Mr. N. BOUKLI-HACENE	M. C. à l'Université de Tlemcen

Année Universitaire 2006-2007

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

A mes parents.

A Ma famille.

A mes amis.

REMERCIEMENTS

Le présent travail a été effectué au Laboratoire de Télécommunications de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen dirigé par Monsieur **F. T. BENDIMERAD**, professeur à l'Université de Tlemcen, je tiens à lui faire part de toute ma reconnaissance pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire et pour avoir assuré la direction et l'encadrement de cette thèse.

Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à Monsieur **N. BOUKLI-HACENE**, Maître de conférences à l'Université de Tlemcen pour l'encadrement, ses conseils toujours judicieux et pour ses qualités scientifiques, pédagogiques et humaines.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur **O. SEDDIKI**, Maître de conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Tous mes remerciements vont également à Monsieur **S. M. MERIAH**, Maître de conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, membre de mon jury pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je remercie infiniment Madame **N. SELADJI**, chargée de cours à l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, à qui je suis entièrement redevable pour sa participation à la commission d'examen.

J'adresse également tout ma reconnaissance à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu pendant cette période et que je ne peux toutes énumérer. Je pense plus particulièrement à la formidable équipe du laboratoire.

Résumé

L'utilisation des méthodes simples et améliorées pour l'analyse des antennes imprimées permettant d'aboutir à des résultats proches de ceux obtenus par les méthodes rigoureuses est souvent demandé. L'objet de ce travail, consiste en l'analyse des réseaux d'antennes imprimées à l'aide de modèle équivalent basé sur celui des lignes de transmissions. Pour rendre le modèle rigoureux, il a été tenu compte de l'adaptation de l'alimentation à l'élément rayonnant. Deux configurations d'alimentations du réseau (à l'extrémité et au centre) ont été étudiées.

Mots clés :

Antennes imprimées, réseaux d'antennes, modèle équivalent, modèle de lignes de transmissions, modélisation, analyse.

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
 CHAPITRE I : GÉNÉRALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMÉES	
I.1 INTRODUCTION	6
I.2 DESCRIPTION DES ANTENNES IMPRIMÉES	7
I.3 AVANTAGES ET DÉSAVANTAGES DES ANTENNES IMPRIMÉES	8
I.4 APPLICATIONS DES ANTENNES IMPRIMÉES	9
I.5 MÉCANISME DE RAYONNEMENT	9
I.6 LES ÉLÉMENTS RAYONNANTS	10
I.6.1 Divers types d'éléments rayonnants	10
I.6.2 Alimentation des éléments rayonnants	12
I.6.2.1 Alimentation par contact	13
I.6.2.2 Alimentation par proximité	16
I.6.3 Alimentation pour polarisations orthogonales ou circulaires	20
I.7 RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE IMPRIMÉE RECTANGULAIRE	22
I.7.1 Principe de rayonnement	22
I.7.2 Champ rayonné par l'élément rectangulaire	24
I.8 CARACTERISTIQUES RADIOÉLECTRIQUES DES ANTENNES IMPRIMÉES	26
I.8.1 Impédance d'entrée de l'antenne	26
I.8.2 Coefficient de réflexion	27
I.8.3 Gain et directivité	27
I.8.4 Diagramme de rayonnement	28
I.9 MISE EN RÉSEAU D'ANTENNES IMPRIMÉES	29
I.9.1 Réseau linéaire à alimentation série	30
I.9.2 Réseau linéaire à alimentation parallèle	31
A .La jonction en « T »	32
B. Le diviseur de WILKINSON	32
C. Le coupleur par proximité	33
D. L'anneau hybride « Rat-Race »	33
I.9.3 Réseaux bidimensionnels	34
I.10 RAYONNEMENT DU RÉSEAU RÉCTILIGNE	35
I.11 CONCLUSION	36

CHAPITRE II : MÉTHODES D'ANALYSE DES ANTENNES IMPRIMÉES

II.1 INTRODUCTION	38
II.2 MÉTHODES SIMPLES	38
II.2.1 Modèle de la ligne de transmission	39
II.2.2 Modèle de la cavité.....	42
II.2.2.1 Configuration des champs en mode TM	44
II.2.2.2 Circuit électrique équivalent.....	47
II.3 MÉTHODES RIGOUREUSES	48
II.3.1 Méthode des différences finies FDTD	48
II.3.1.1 Introduction	48
II.3.1.2 Description de cette méthode	49
II.3.1.3 Modélisation des surfaces métalliques et des interfaces diélectriques.....	50
II.3.2 Méthode des moments.....	52
II.3.3 Méthode des éléments finis FEM.....	56
II.3.4 Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM)	58
II.3.5 Méthodes intégrales.....	58
II.4 CONCLUSION	59

CHAPITRE III : ANALYSE DES RÉSEAUX D'ANTENNES IMPRIMÉES PAR LES MODÈLES ÉQUIVALENTS

III.1 INTRODUCTION	62
III.2 MODÈLE DES LIGNES DE TRANSMISSIONS	63
III.3 ANALYSE D'UN RÉSEAU D'ANTENNES IMPRIMÉES ALIMENTÉES PAR LIGNES ADAPTÉES	66
III.3.1 Modélisation de la ligne d'alimentation.....	67
III.3.2 Modélisation de l'élément rayonnant.....	68
III.3.3 Modélisation d'un réseau rectiligne alimenté à l'extrémité.....	69
III.3.3.1 Cas sans pertes	76
III.3.3.2 Cas avec pertes	77
III.3.4 Modélisation d'un réseau rectiligne alimenté au centre.....	78
III.3.4.1 Cas sans pertes	80
III.3.4.2 Cas avec pertes	80
III.4 CONCLUSION	81

CHAPITRE IV : *RÉSULTATS D'ANALYSE*

IV.1 INTRODUCTION	83
IV.2 METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'UNE ANTENNE	83
IV.3 VALIDATION DU MODÈLE	85
IV.3.1 Présentation du logiciel ADS.....	85
IV.3.2 Simulation du modèle équivalent d'une antenne seule sous ADS.....	87
IV.3.3 Simulation du modèle équivalent d'un réseau rectiligne alimenté à l'extrémité sous ADS .	89
IV.3.4 Simulation du modèle équivalent d'un réseau rectiligne alimenté au centre sous ADS.....	90
IV.4 RESULTATS D'ANALYSE	92
IV.4.1 Etude de l'antenne élémentaire	93
IV.4.2 Réseau rectiligne alimenté à l'extrémité	94
IV.4.2.1 Influence du nombre d'éléments sur le diagramme de rayonnement	96
IV.4.2.2 Influence du pas du réseau sur le diagramme de rayonnement	98
IV.4.2.3 Influence des pertes sur le rayonnement du réseau	102
IV.4.3 Réseau rectiligne alimenté au centre	102
IV.4.3.1 Influence du nombre d'élément sur le diagramme de rayonnement	104
IV.4.3.2 Influence de la distance inter élément sur le diagramme de rayonnement	105
IV.4.3.3 Influence des pertes sur le diagramme de rayonnement.....	107
IV.5 CONCLUSION	108
 CONCLUSION GENERALE	 109
 ANNEXE 1	 113
 ANNEXE 2	 116
 ANNEXE 3	 121
 ANNEXE 4	 123
 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :.....	 125

INTRODUCTION GENERALE

« Les moyens de télécommunication, non contents de restreindre l'étendue, abolissent aussi toute durée, tout délai de transmission des messages, des images. Comment vivre vraiment "ici" si tout est maintenant ? »

Paul VIRILIO

Extrait de la revue *Le Monde de l'éducation*, Juillet – Août 2001

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine des télécommunications connaît depuis plusieurs décennies une croissance sans précédent et des services de plus en plus variés (téléphonie mobile, services multimédia interactif...) se voient proposés par de nombreux systèmes (systèmes cellulaires, radiomessagerie, radiocommunication professionnelle, transfert de données sans fil, systèmes satellitaires) permettant ainsi au grand public d'accéder à ces nouvelles technologies.

Ce développement des communications et la quantité des offres proposées ont amené à diversifier les types de supports de l'information. La propagation par faisceaux hertziens offre des avantages incontestables avec notamment des économies à l'installation (seules des stations de base à positionner sur les toits des immeubles). Tous les secteurs (privé, public, militaire) l'utilisant soit comme moyens de communication intégral soit plutôt en complément des autres types de support.

Les antennes faisant partie intégrante des systèmes de communications doivent ainsi, à cause de ces applications liées aux nouvelles technologies, posséder de larges bandes passantes (pour assurer le haut débit) et des gains élevés pour permettre des communications longues portées. Par conséquent, plus le gain est grand, moins le générateur doit fournir de puissance à l'entrée du dispositif.

Pour atteindre de tels objectifs plusieurs types d'antennes se dégagent : les paraboles, les lentilles, les antennes à bande interdite photonique et les réseaux d'antennes imprimées.

Pendant les deux dernières décennies les antennes imprimées (microstrip) ont évolué comme une activité innovatrice majeure dans le domaine des antennes. Jusqu'au début des années 1990 les technologies microrubans étaient employées spécialement pour les applications militaires. Depuis, on constate un changement rapide vers les applications commerciales. Un grand nombre de produits destinés aux technologies sans fil sont apparus sur le marché.

Les antennes imprimées ont quelques particularités qui les rendent idéales pour plusieurs applications commerciales. Basées sur la technologie des circuits imprimés, elles sont très peu dispendieuses. La production en grande quantité est facile. Leur profil plat leur permet d'être montées dans le même boîtier que le produit qu'elles servent. Souvent elles peuvent être intégrées sur la plaque qui contient le circuit radio-fréquence ou micro-onde.

Cependant, ces antennes présentent certaines limitations comme une faible bande passante (quelques pour-cent), un gain moyen (~ 30 dB pour les réseaux), et une limitation des puissances transmises, à quelques dizaines de watts. L'association en réseau de plusieurs éléments rayonnants permet de compenser ces limitations et d'améliorer leurs performances, ainsi que de réaliser des fonctions propres au réseau : le dépointage et le balayage électronique du faisceau.

L'analyse des caractéristiques électromagnétiques de ces antennes par des modèles rigoureux nécessite des calculs numériques longs et importants. Nous nous sommes orientés vers des modèles pouvant conduire à de faibles temps de calcul pour être intégrables dans des programmes de conception assisté par ordinateur (**C.A.O**).

L'objet de cette thèse est de concevoir un modèle équivalent simple et précis basé sur le modèle des lignes de transmissions, qui permet de tenir compte de l'ensemble des caractéristiques géométriques, électriques et technologiques des antennes et de leurs alimentations. Pour rendre ce modèle équivalent et rigoureux, il est nécessaire de tenir compte de l'adaptation de l'alimentation à l'élément rayonnant. Pour cela, et à partir de la théorie des lignes de transmissions, la conception de l'alimentation en régime d'onde progressive est effectuée.

Le premier chapitre de ce mémoire est une présentation générale des antennes imprimées. Après avoir rappelé les propriétés et caractéristiques de ces antennes, nous décrivons l'ensemble des techniques d'alimentations utilisées pour ce type d'antennes. Nous poursuivons cette étude par quelques applications.

Le second chapitre est consacré à la description des moyens d'études théoriques utilisés pour la modélisation des antennes imprimées.

INTRODUCTION GENERALE

Une analyse de réseaux rectilignes d'antennes imprimées pour deux configurations d'alimentation (à l'extrémité et au centre) est présentée dans le troisième chapitre. La première partie de ce chapitre est consacrée à la description de la méthode des lignes de transmissions. Cette méthode sera par la suite utiliser pour la modélisation des réseaux rectilignes d'antennes imprimées et de leurs systèmes d'alimentation. Cette modélisation permet d'élaborer des formulations du champ rayonné.

Enfin, le quatrième et dernier chapitre de thèse est réservé à l'interprétation des résultats d'analyse des réseaux d'antennes périodiques ainsi que de montrer l'influence des différents paramètres sur le diagramme de rayonnement.

Nous achèverons ce manuscrit par une conclusion générale sur les travaux présentés et par des perspectives de développement possibles.

CHAPITRE I

GÉNÉRALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMÉES

* * * * *

- INTRODUCTION
- DESCRIPTION DES ANTENNES IMPRIMÉES
- AVANTAGES ET DÉSAVANTAGES DES ANTENNES IMPRIMÉES
- APPLICATIONS DES ANTENNES IMPRIMÉES
- MECANISME DE RAYONNEMENT
- LES ÉLÉMENTS RAYONNANTS
- RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE IMPRIMÉE RECTANGULAIRE
- CARACTERISTIQUES RADIOÉLECTRIQUES DES ANTENNES IMPRIMÉES
- MISE EN RÉSEAU DES ANTENNES IMPRIMÉES
- RAYONNEMENT DU RÉSEAU RÉCTILIGNE
- CONCLUSION

« La télévision, l'ordinateur et le mobile se sont rendus indispensables à notre vie quotidienne. Notre vision du futur proche est que tout appareil devrait pouvoir se connecter à tout autre appareil, automatiquement, sans fil, partout et tout le temps. »

Craig Barrett, PDG d'Intel, *Le Monde* 05/10/2002

Chapitre I : Généralités sur les Antennes Imprimées

I.1 INTRODUCTION :

L'idée d'un élément rayonnant à microruban date de 1950 et le concept a été proposé par Deschamps [1]. Quelques années plus tard Gutton et Baissinot [2] ont breveté une antenne basée sur microruban. À cause du manque de bons substrats la recherche a stagné pour une période de 15 ans. Le besoin d'une antenne mince pour l'industrie militaire et spatiale a réanimé le développement des antennes imprimées au début des années 1970.

Les antennes imprimées sont une extension de la ligne de transmission microruban. Proposée en 1952 par Grieg et Engelmann [3], la ligne microruban a été déclassée par la ligne triplaque (stripline) qui supporte le mode transverse électromagnétique (TEM). Dans ce mode, l'analyse et la conception des composants est plus facile. Cependant, la structure triplaque est commode pour les composants passifs mais elle l'est moins pour les circuits actifs. Avec le développement des composants actifs pour micro-ondes les lignes microrubans ont commencé à prendre la place des lignes triplaques. Des circuits tels amplificateurs, déphaseurs et mélangeurs peuvent être réalisés en hybride grâce aux lignes microrubans.

De nos jours, les antennes imprimées sont largement employées puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes de télécommunications [1]. Leurs formes et dimensions favorisent leur intégration sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile, téléphone portable,...).

L'intérêt pour ces antennes a favorisé que de nombreuses études qui ont été menées afin d'améliorer leurs performances intrinsèques pour qu'elles puissent répondre aux différentes contraintes requises par les systèmes antennaires [2]. Les supports diélectriques du circuit imprimé de commande et de l'élément rayonnant peuvent être imprimés sur une même couche ou sur des couches différentes permettant ainsi d'intégrer des composants électroniques (amplificateurs, déphaseurs,...) au sein du circuit de commande.

La description des antennes imprimées ainsi que leur principe de fonctionnement, leurs différentes formes et méthodes d'alimentation sont présentés dans les paragraphes suivants :

I.2 DESCRIPTION DES ANTENNES IMPRIMÉES :

La structure microruban de base est illustrée à la figure I.1 :

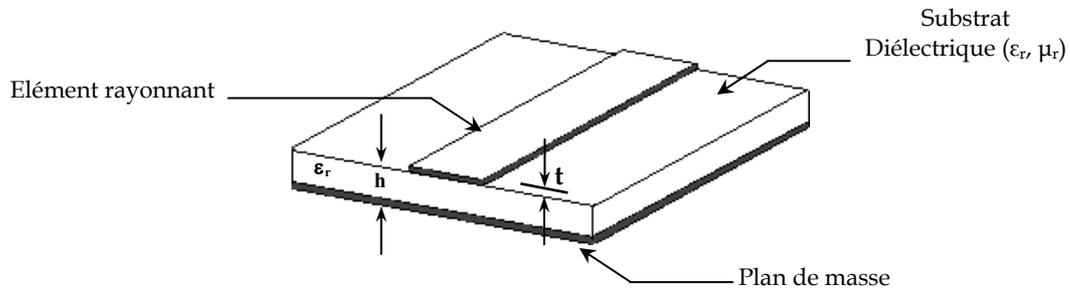


Fig. I. 1 : Schéma descriptif d'une structure imprimée

La surface inférieure d'un substrat diélectrique est complètement couverte d'une couche métallique qui sert comme plan de masse (ground plane). D'habitude le métal utilisé est le cuivre. Pour les circuits micro-ondes les substrats employés sont l'alumine, le quartz et le PTFE avec du verre. La ligne microruban est créée en enlevant (par divers moyens) le métal de la surface supérieure à l'exception d'un ruban d'une largeur W . Le substrat est caractérisé du point de vue électrique par sa constante diélectrique, ϵ_r , et par la tangente des pertes, $\tan \delta$.

Le ruban et le plan de masse forment une ligne de transmission qui amène l'énergie avec une onde quasi TEM. L'épaisseur du substrat est une fraction très petite de la longueur d'onde, environ 0.02λ ou moins. Tant que les dimensions et la permittivité relative restent constantes aucun rayonnement ne va apparaître. Le microruban va rayonner en modifiant la forme de la ligne comme on peut voir dans la figure suivante qui montre l'allure d'une antenne imprimée rectangulaire. La discontinuité introduite par le changement rapide de la largeur de la ligne rayonne. Le rayonnement sera aussi présent à l'autre bout de la plaque (patch) où la métallisation se termine brusquement.

Toutes les antennes microrubans sont en fait des discontinuités qui rayonnent. La forme de la discontinuité est choisie pour que le maximum de rayonnement soit celui demandé.

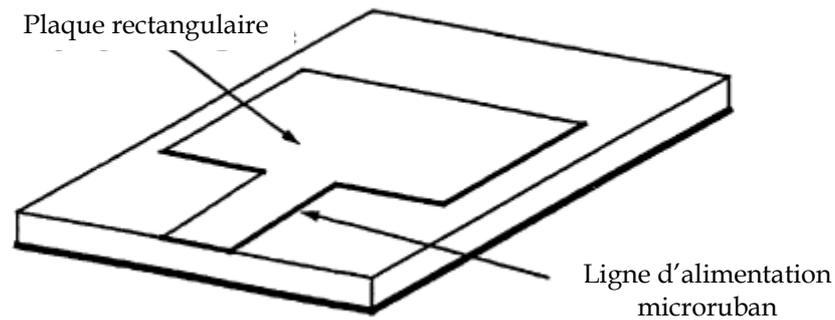


Fig. I. 2 : La configuration d'une antenne imprimée de forme rectangulaire.

I.3 AVANTAGES ET DÉSAVANTAGES DES ANTENNES IMPRIMÉES :

Le premier **avantage** des antennes imprimées est leur profil plat. Si le substrat est flexible, plusieurs conformations sont possibles. Les antennes imprimées sont très légères. L'usinage de composantes métalliques compliquées n'est pas requis. La gravure se fait par le procédé standard de photolithographie. La précision de ce processus assure l'uniformité des composantes pendant la fabrication. La production en grandes quantités devient facile. Egalement, plusieurs éléments radiants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec des autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs, etc).

Le principal **désavantage** des antennes imprimées est leur bande étroite. Le facteur de qualité, Q , va d'environ 50 jusqu'à 75. La largeur de bande est fonction de Q et de la limite acceptable de mésadaptation. On définit la largeur de bande comme étant le domaine de fréquence où le taux d'onde stationnaire (TOS) est plus petit ou égal à une valeur prédéterminée, par exemple 2.00: 1. Le facteur de qualité est inversement proportionnel à l'épaisseur de l'antenne en termes de longueur d'onde. Les antennes petites ont un facteur de qualité assez grand mais une bande étroite (1 à 5%).

I.4 APPLICATIONS DES ANTENNES IMPRIMÉES :

Les premières applications pour les antennes imprimées ont été celles pour lesquelles la minceur était requise. Les antennes de télémétrie et de communication pour les missiles sont souvent faites en technologie microruban. Des petits réseaux d'antennes sont utilisés pour les radars d'altitude. À cause des conditions d'efficacité imposées pour ces antennes, des techniques spéciales d'alimentation sont employées pour minimiser les pertes. Les antennes imprimées sont aussi présentes dans les liens entre les satellites ou les bateaux, etc. Les systèmes GPS (Global Positioning System) d'aujourd'hui utilisent aussi des antennes imprimées.

I.5 MÉCANISME DE RAYONNEMENT :

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique [3]. Considérons la figure I. 3 :

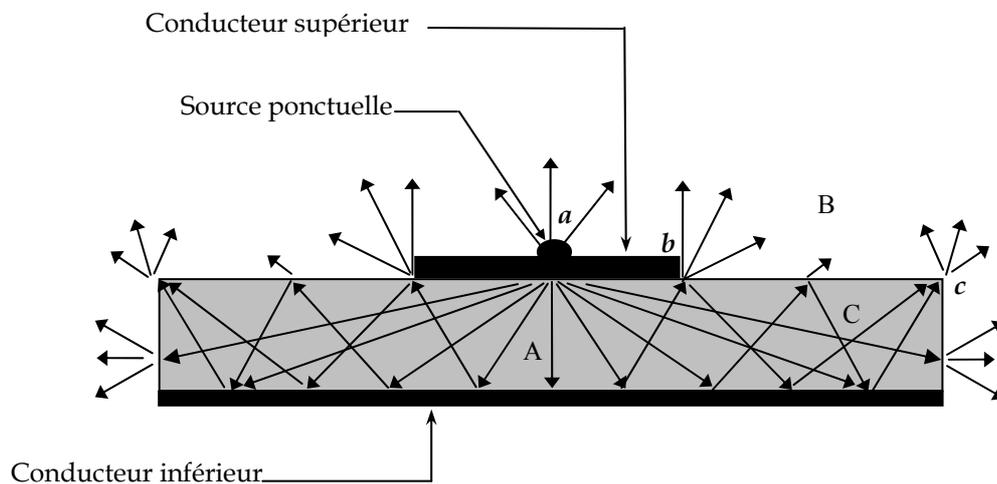


Fig. I. 3 : Analogie optique du mécanisme de rayonnement

La source ponctuelle placée en (a) émet un rayonnement uniforme dans toutes les directions. Une partie de ce dernier est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (b), qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse.

On peut donc envisager trois régions :

- a. **La région A** : est la plus dense en rayons, le champ électromagnétique s'accumule plus fortement dans cette zone de l'espace. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes micro-rubans. En basse fréquence les champs restent concentrées dans cette zone, il y a donc propagation sans rayonnement.
- b. **La région B (espace libre)** : occupant tout le demi-espace supérieur à l'antenne, représente une zone où le champ se disperse librement dans l'air et vient s'ajouter au rayonnement propre de la source. Si on augmente la fréquence, ce rayonnement électromagnétique, malgré un rendement restreint, devient significatif d'où un fonctionnement en antenne.
- c. **La région C** : certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, et restent piégés dans le diélectrique. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (C), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite.

I.6 LES ÉLÉMENTS RAYONNANTS :

I.6.1 Divers types d'éléments rayonnants :

Les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un rectangle, carré, disque circulaire, anneau, triangle ou dipôle [5].

On trouve également d'autres formes plus complexes. Elles sont utilisées dans certaines applications particulières.

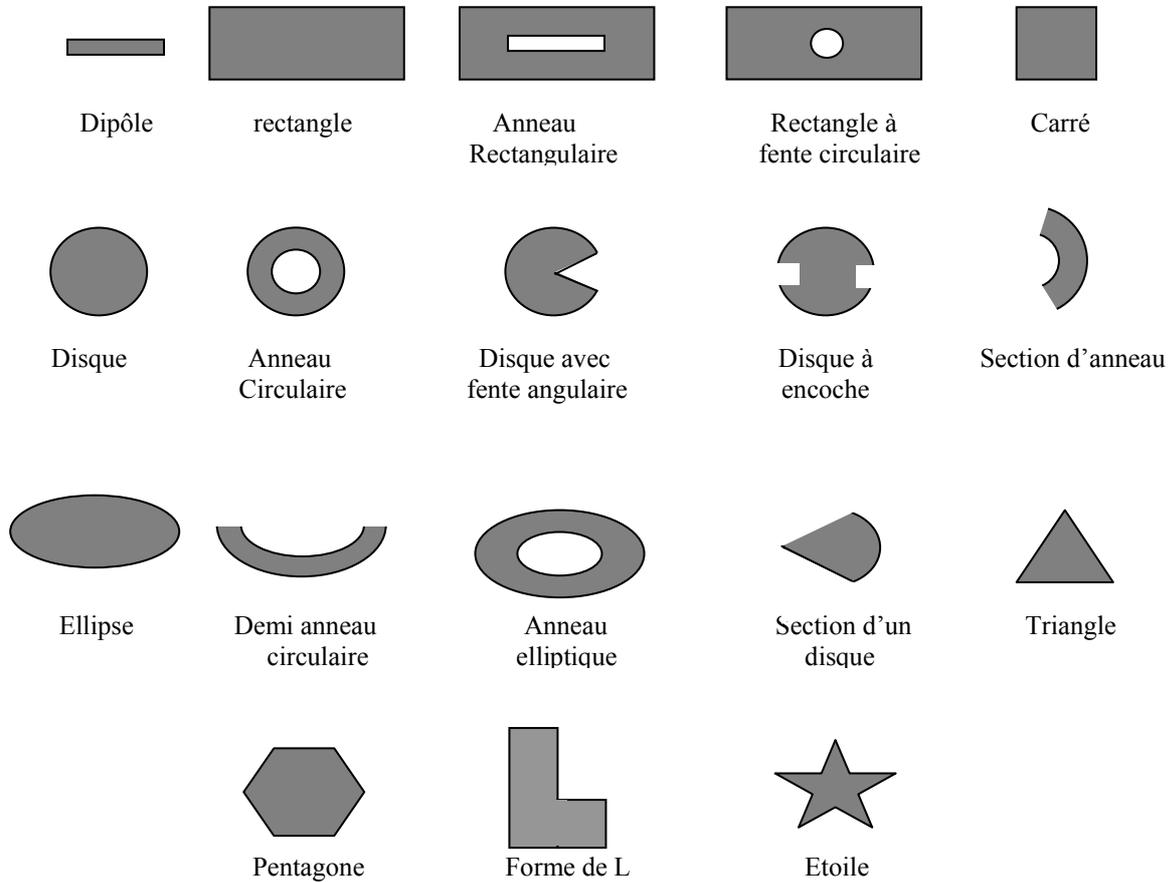


Fig. I. 4 : Divers types d'éléments rayonnants

Pour augmenter la bande passante, on peut aussi utiliser des éléments rayonnants étagés (Figure I.5) [6] :

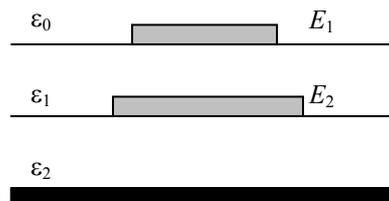


Fig. I. 5 : Éléments rayonnants étagés

- Un premier élément E_1 sur un substrat de permittivité ε_1 , de fréquence centrale f_1 ;
- Un second élément E_2 sur un substrat de permittivité ε_2 , de fréquence centrale f_2 , au-dessus du plan de masse de la structure.

Si les fréquences f_1 et f_2 sont relativement voisines, le couplage électromagnétique entre les deux éléments superposés permet un élargissement de la courbe de réponse fréquentielle de l'ensemble.

Parmi toutes ces formes, l'élément rectangulaire est sans conteste le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes imprimées. Dans le cadre de notre travail, notre choix c'est porté sur l'antenne de forme rectangulaire alimentée par ligne microruban comme le montre la figure suivante.

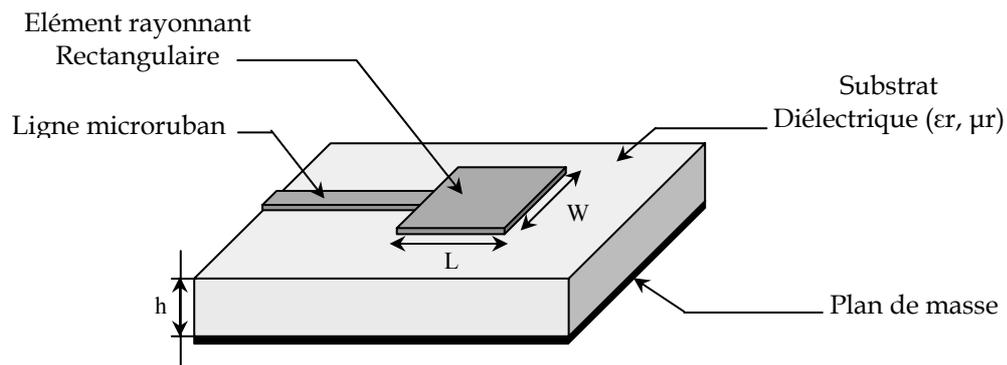


Fig. I. 6 : Antenne imprimée de forme rectangulaire

1.6.2 Alimentation des éléments rayonnants :

Les différentes méthodes d'alimentation des antennes imprimées peuvent être regroupées en deux grandes catégories : les *alimentations par contact* (par : sonde, ligne microruban,...) et les *alimentations par proximité* (couplage électromagnétique par : ligne, fente,...). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne.

I.6.2.1 Alimentation par contact :

A. Alimentation par ligne microruban :

L'alimentation par ligne microruban peut se faire par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément (Figure I.7a) ou décalé par rapport à cet axe de symétrie (Figure I.7b) si cela permet une meilleure adaptation d'impédance ; dans ce cas l'alimentation axiale avec une encoche donne de bon résultats (Figure I.7c) [7].

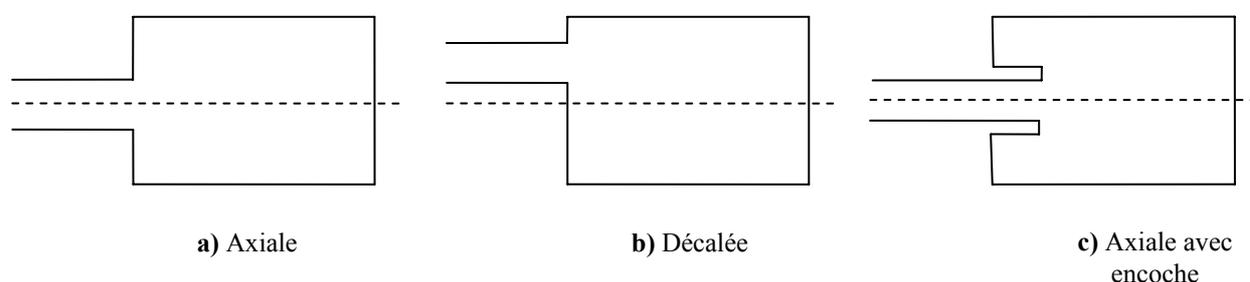


Fig. I. 7 : Alimentation par ligne microruban

Cette technique est sans doute l'une des moins coûteuse et des plus facilement réalisable du fait que l'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation microruban sont imprimés sur la même face du substrat, de plus de sa simplicité de réalisation, cette structure engendre une modélisation relativement simple.

Ce type d'alimentation présente les limitations suivantes :

- ✚ Une bande passante étroite;
- ✚ Rayonnement parasite possible du circuit de distribution ;
- ✚ Rayonnement parasite de la distribution ligne – aérien.

B. Alimentation par une ligne coaxiale :

L'alimentation des éléments rayonnants peut aussi être effectuée par connexion directe à une ligne coaxiale (Figure I.8) dont le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément, plus ou moins près du bord, afin d'adapter les impédances, le conducteur extérieur est relié au plan de masse [6].

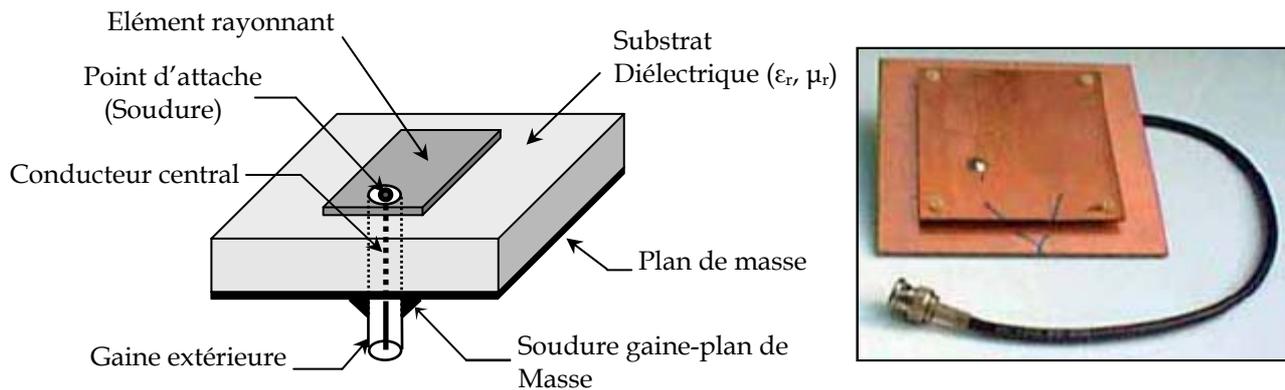


Fig. I. 8 : Excitation par sonde coaxiale

Ce type d'alimentation présente les avantages suivants :

- ✚ Pas de pertes par rayonnement de ligne ;
- ✚ Sélection possible d'un mode privilégié ;
- ✚ Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde ;
- ✚ Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur ;
- ✚ Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz.

Parmi les inconvénients de ce type d'alimentation on trouve :

- ✚ Rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire ;
- ✚ Partie selfique ramenée par l'âme du conducteur à prendre en compte ;
- ✚ Technique de perçage et de soudure plus délicate ;
- ✚ Rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité.

C. Alimentation mixte par ligne microruban et coaxiale :

La bande métallique de la ligne microruban et l'élément rayonnant imprimé sont situés de part et d'autre d'un plan de masse commun dont ils sont séparés par des substrats de permittivités qui peuvent être différentes. Une simple tige métallique relie la bande métallique de la ligne d'alimentation à l'élément rayonnant de l'antenne. Cette structure permet de bien découpler la ligne d'alimentation située au-dessous du plan de masse, de l'antenne située au-dessus [5].

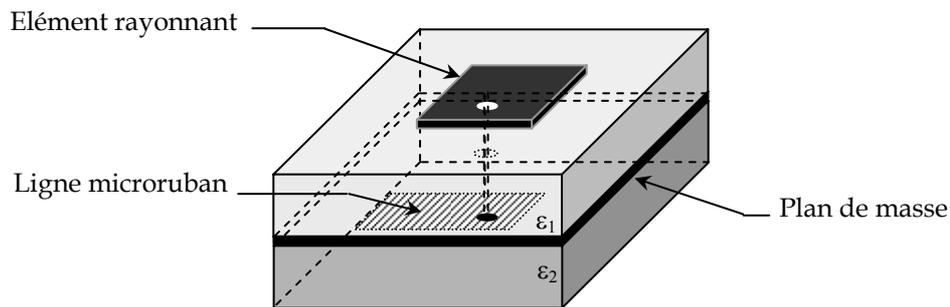


Fig. I. 9 : Alimentation par connexion à une ligne microruban située de l'autre côté du plan de masse

D. Alimentation par fibre optique :

Un des moyens pour franchir les limites des liaisons micro-ondes métalliques est de les remplacer par des liaisons à fibre optiques. Ce type de liaison présente plusieurs avantages, comme une large bande passante, une forte liaison, une grande immunité au bruit électromagnétique, un faible poids et une taille réduite [8].

Le concept d'une telle alimentation est le suivant : une diode laser est modulée à l'aide d'une source micro-onde, le signal est ensuite couplé au substrat de l'antenne à l'aide d'une fibre optique.

Sur le substrat de l'antenne, une photodiode démodule le signal lumineux et qui sera couplé à l'antenne imprimée par un circuit d'adaptation

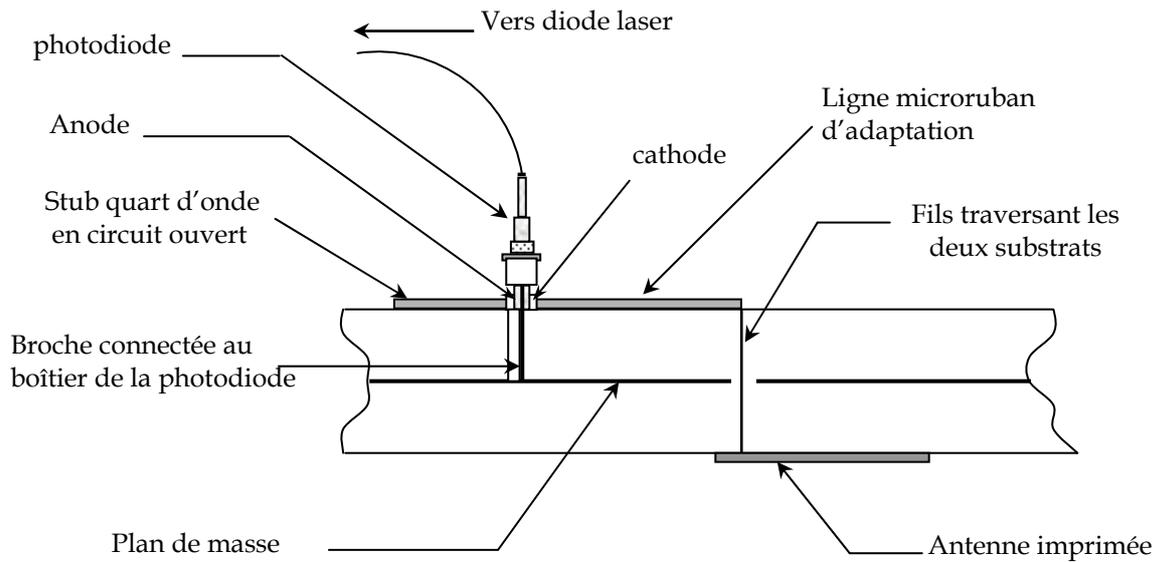


Fig. I. 10 : Alimentation par fibre optique.

I.6.2.2 Alimentation par proximité :

Il existe des alimentations par couplage électromagnétique d'une ligne microruban à l'élément rayonnant.

A. Alimentation ligne microruban en sandwich:

L'élément rayonnant et la bande métallique de ligne d'alimentation sont situés du même côté du plan de masse, et la ligne microruban est prise en sandwich entre deux substrats diélectriques. La source rayonnante est excitée par couplage électromagnétique [9].

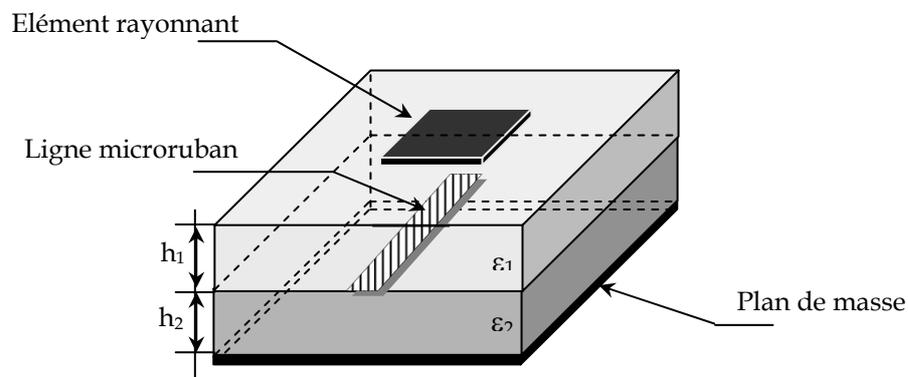


Fig. I. 11 : Alimentation par couplage électromagnétique

Parmi les avantages de ce type d'alimentation, on cite :

- ✚ Bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h_1+h_2>h_1$) ;
- ✚ Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens.

Néanmoins elle présente quelques inconvénients :

- ✚ Rayonnement parasite de la ligne microruban ;
- ✚ Difficultés de placage des couches diélectriques
- ✚ Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de la chaleur.

B. Alimentation par fente :

Dans la structure représentée par la figure I.12 un plan de masse commun sépare la ligne microruban d'alimentation, située en dessous, de l'élément imprimé, située au-dessus. C'est par l'intermédiaire de la fente usinée dans le plan de masse que s'effectue le couplage électromagnétique entre l'élément rayonnant et la ligne microruban [10].

Ce type d'alimentation présente les avantages suivants :

- ✚ Réalisation du circuit d'alimentation de distribution et de l'aérien indépendant;
- ✚ Séparation électromagnétique des deux couches ;
- ✚ Possibilité d'élargir la bande passante en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente.

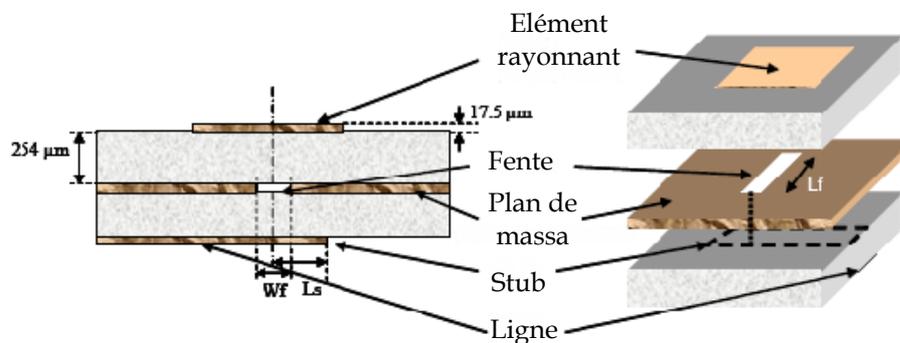


Fig. I. 12 : Alimentation par couplage à une ligne microruban par ligne microruban à travers une fente dans le plan de masse

Néanmoins il présente quelques limitations :

- Technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des deux couches diélectriques, trois faces de métallisation) ;
- Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions ;
- Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément.

C. Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert :

L'alimentation par ligne microruban en circuit ouvert est caractérisée par un procédé technologiquement plus simple; c'est de la gravure, sur la même face, de l'antenne et du circuit d'alimentation.

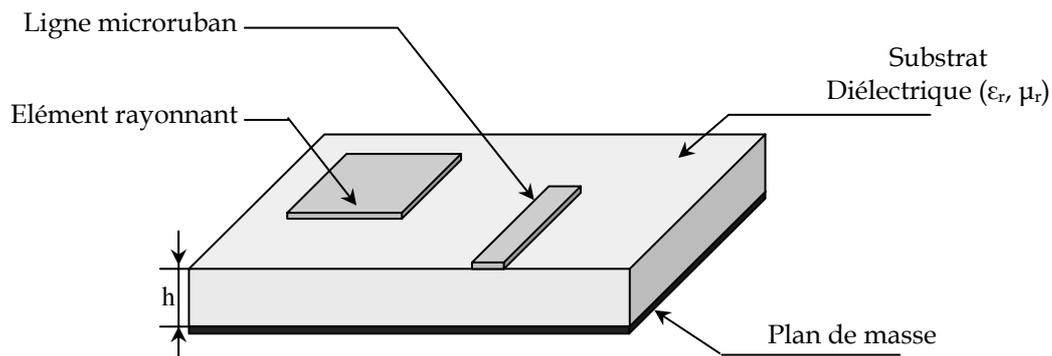


Fig. I. 13 : Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert

Cette structure présente l'inconvénient d'ajouter le rayonnement parasite du circuit de distribution à celui de l'antenne et demande un paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne.

D. Alimentation par guides d'ondes coplanaires :

L'idée de cette technique consiste à éviter les soudures et les perçages dans le substrat. Le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face du premier substrat. Au dessus de cette structure est déposé, un second substrat supportant un élément imprimé placé au niveau des fentes rayonnantes. Ainsi, l'excitation de ce pavé se fera de nouveau par couplage électromagnétique [5].

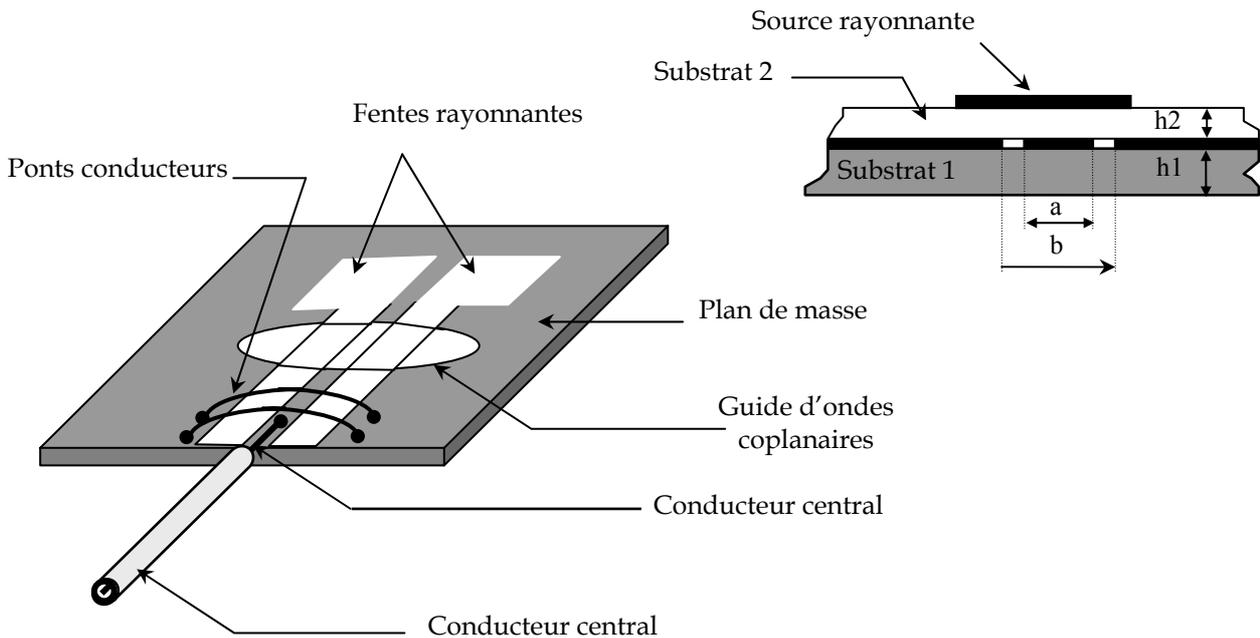


Fig. I. 14 : Alimentation par guides d'ondes coplanaires

Ce type d'alimentation permet une transition simple pour l'intégration de dispositifs actifs, et présente un faible rayonnement arrière. Cependant, cette structure génère des modes de propagation parasites sur les guides d'ondes coplanaires après une discontinuité (coudes ou tés) nécessitant des ponts à air.

1.6.3 Alimentation pour polarisations orthogonales ou circulaires :

A. Polarisations orthogonales :

Les courants surfaciques qui sont produits sur l'élément métallique sont dirigés selon l'axe de symétrie passant par le point d'excitation (figure I.15 (a et b)) ; ils sont donc à polarisation uniforme et il en résulte que les champs \vec{E} et \vec{H} rayonnés pour une excitation donnée sont à polarisations rectilignes [6].

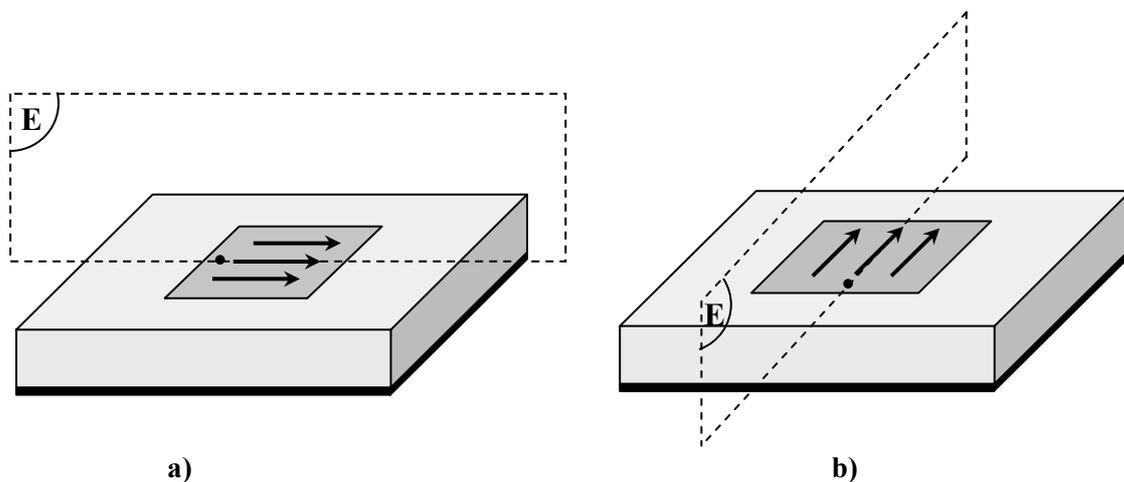


Fig. I. 15 : Orientation du plan E et des courants surfaciques sur l'élément rayonnant, selon la position a) ou b) du point 'excitation

Si les excitations sont effectuées sur deux axes de symétrie orthogonaux, les courants et les champs produits sont à polarisations orthogonales, c'est-à-dire que le plan E lié à une excitation correspond au plan H de l'autre, et réciproquement.

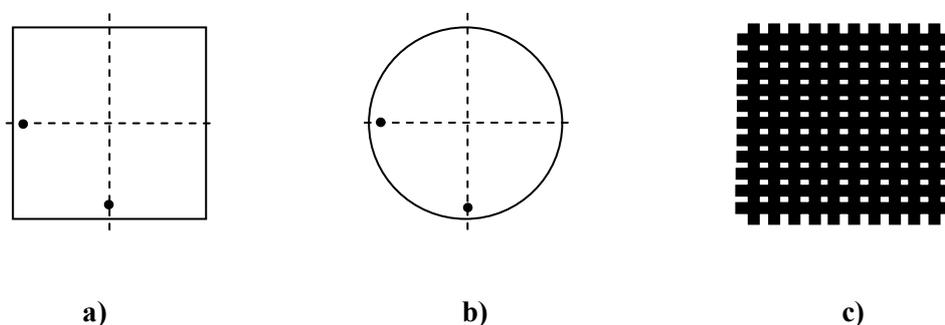


Fig. I. 16 : Excitation permettant d'obtenir des polarisations orthogonales pour un élément :
 a. carré,
 b. circulaire,
 c. à grilles orthogonales

Si ces excitations sont effectuées simultanément (figure 1.16 (a, b)) en des points homologues situés sur deux axes de symétrie d'un élément rayonnant carré ou circulaire, le rayonnement de l'antenne se fera selon deux polarisations orthogonales. Cette propriété reste vraie, que l'excitation soit effectuée par ligne coaxiale ou par ligne microruban, selon un couplage direct ou couplage électromagnétique.

Pour obtenir chacune des deux polarisations orthogonales avec une haute pureté de polarisation, des chercheurs du CNET et de l'université de Nice ont proposé de constituer les éléments métalliques carrés par deux grilles de barres orthogonales (figure 1.16 (c)), chacune des grilles étant excitée de manière indépendante par des fentes à couplage électromagnétique orthogonales. Dans ces conditions, le niveau de polarisation croisée est inférieur à -30 dB sur une bande de 50 % et de l'ordre de -40 dB sur une bande étroite (quelques pour-cent).

B. Polarisations circulaires :

Pour avoir une polarisation circulaire, il faut que les deux excitations orthogonales dans l'espace soient, de plus, déphasées de 90° dans le temps. Ceci s'obtient soit en utilisant deux lignes d'alimentation dont les longueurs diffèrent de $\lambda/4$ (figure 1.17 (a)), soit en alimentant les deux points d'excitation à partir d'un coupleur à 3 dB (figure 1.17 (b)) dont on sait qu'il fournit des ondes d'amplitudes identiques, mais déphasées de 90° . Pour un déphasage de $+90^\circ$ la polarisation est circulaire droit (P.C.D), tandis qu'elle est circulaire gauche (P.C.G) pour un déphasage de -90° [6].

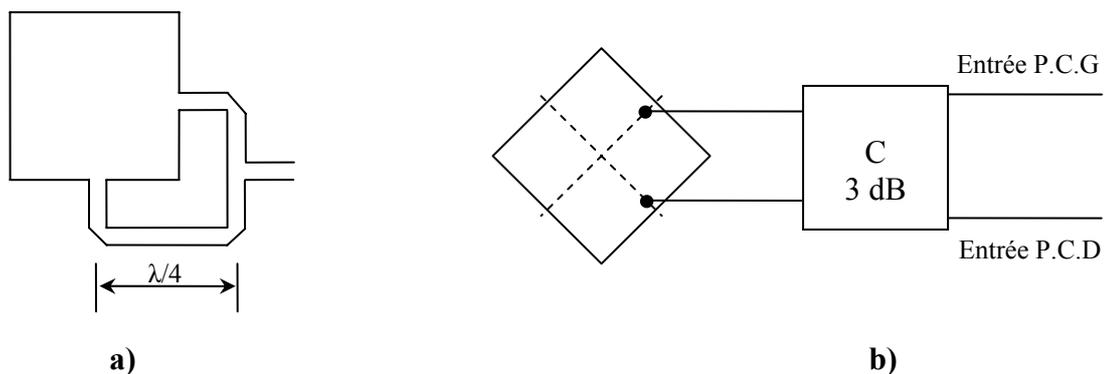


Fig. I. 17 : Création d'un déphasage de 90° entre les points d'alimentation :
a. par des lignes dont les longueurs diffèrent de $\lambda/4$,
b. par un coupleur à 3 dB.

La polarisation circulaire peut être obtenue en alimentant un élément métallique rectangulaire, presque carré (figure I.18 (a)) à partir d'un point situé sur une diagonale, ou encore avec des éléments carré est rendu asymétrique, par exemple par une petite fente découpée selon une diagonale du carré ou en tronquant deux coins opposés.

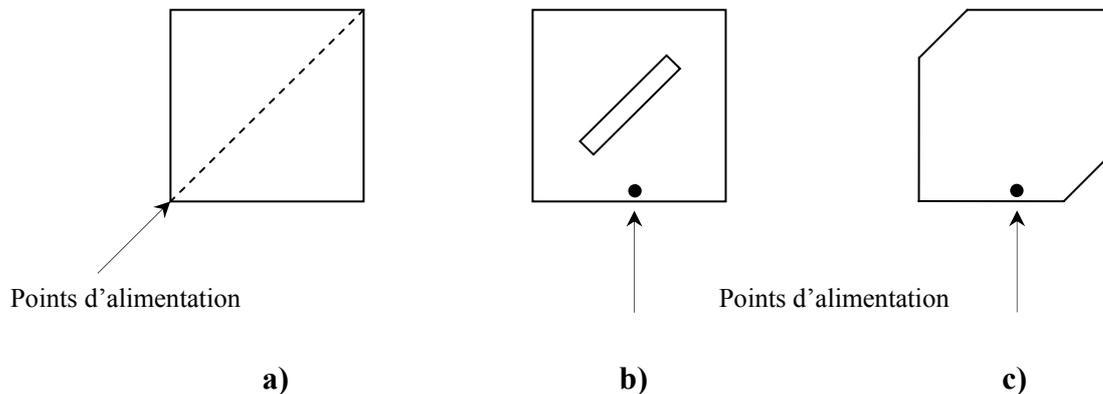


Fig. I. 18 : Point d'alimentation pour obtenir une polarisation circulaire avec un élément.
a. presque carré,
b. carré avec une fente en diagonale,
c. carré à coins tronqués.

Pour tous les cas représentés à la figure I.18, l'élément métallique entre en résonance du fait de sa faible asymétrie, sur deux modes orthogonaux excités à partir du seul point d'alimentation. En contrepartie de sa simplicité, cette méthode ne fournit la polarisation circulaire que dans une bande de fréquences très étroite et dans des conditions d'alimentation assez difficiles à maîtriser.

I.7 RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE IMPRIMÉE

RECTANGULAIRE:

I.7.1 Principe de rayonnement :

Le principe de rayonnement d'une antenne imprimée rectangulaire se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Lorsqu'on excite la ligne d'alimentation avec une source de tension, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne puis va rencontrer l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner...).

Une distribution de charge va s'établir à l'interface Substrat / Plan de masse, sur et sous l'élément rayonnant. La figure I.19 montre cette distribution dans le cas particulier où l'antenne rayonne le plus efficacement c'est-à-dire lorsqu'elle devient résonante (la longueur de l'élément rayonnant est un multiple de la demi-longueur d'onde guidée). Le cas présenté correspond au mode fondamental de l'antenne.

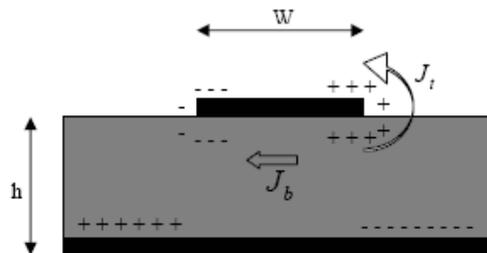


Fig. I. 19 : *Distribution de charge et densité de courant sur une antenne imprimée*

Ces distributions de charges et de densités de courants associés induisent une distribution de champ électrique représentée à la figure I.20 dans le mode fondamental.

Une analyse plus détaillée des distributions de charge et du champ électrique dans ce mode permet de retrouver tous les paramètres caractéristiques d'une antenne : (diagramme et résistance de rayonnement, fréquences de résonance,...).

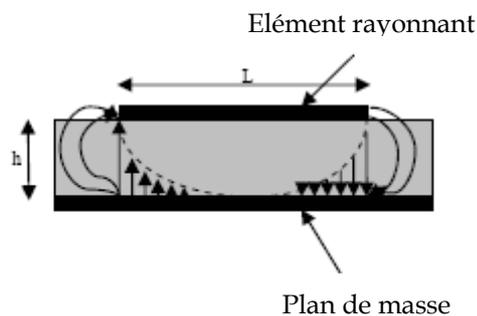


Fig. I. 20 : *Distribution de la composante verticale du champ électrique dans le mode fondamental de l'antenne*

Nous pouvons constater sur la figure I.20 un renversement de phase des composantes verticales du champ électrique sur la longueur L de l'antenne. *Ce résultat est évident en lui-même.* Ce cas correspond à la résonance $\lambda_g/2$ de l'antenne...Il en résulte une contribution vectorielle de ces composantes de champ nulle. Il en est de même pour les composantes verticales sur la largeur W de l'élément. La figure I.21 montre les composantes horizontales des lignes de champ entourant l'élément imprimé. Contrairement à précédemment, elles créent des rayonnements qui sont en phases dans le plan de l'antenne. *Finalement, le rayonnement du patch peut être modélisé par celui de deux fentes parallèles distantes de la longueur L et de dimensions $w \times h$.*

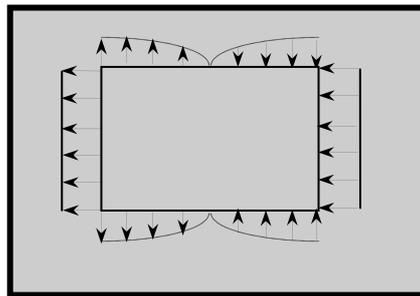


Fig. I. 21 : Distribution de la composante horizontale du champ électrique dans le mode fondamental de l'antenne

I.7.2 Champ rayonné par l'élément rectangulaire :

Le rayonnement de cet élément est équivalent à celui des deux fentes représentées sur la figure I.22a. Pour l'étudier nous allons prendre l'origine des axes dans une position symétrique par rapport aux deux fentes.

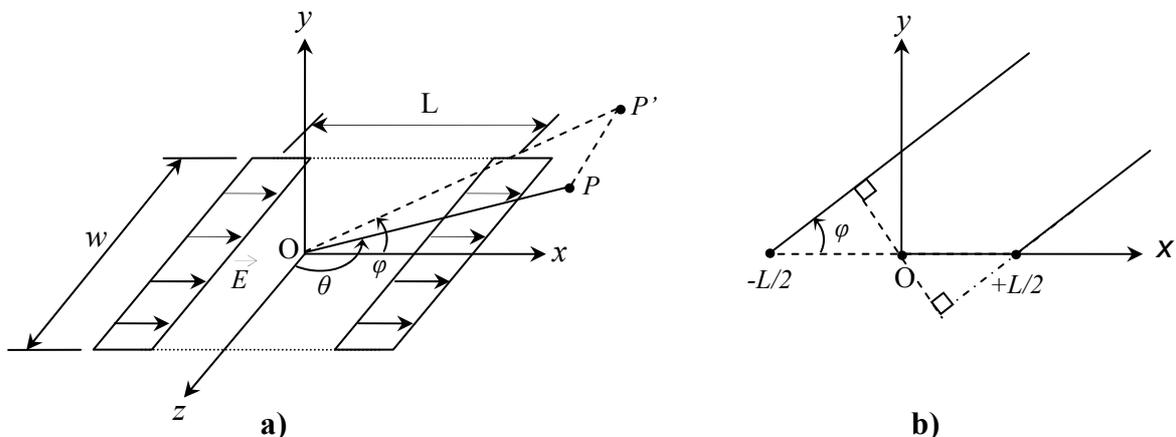


Fig. I. 22 : Modèle équivalent d'un élément rectangulaire
a. Représentation dans l'espace.
b. Schéma dans le plan xOy

- ✚ **Dans le plan H :** (plan yOz correspondant à $\varphi=\pi/2$). Les champs rayonnés par les deux fentes s'additionnent en phase et le diagramme de rayonnement est le même que celui d'une seule fente. Le champ rayonné est donc :

$$\vec{E} = 2 \frac{V_0}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \vec{u}_x \quad (\text{I. 1})$$

- ✚ **Dans le plan E :** (plan xOy correspondant à $\theta = \pi/2$), le champ rayonné par une fente est [6] :

$$E_\varphi = \frac{V_0}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \quad (\text{I. 2})$$

Pour $\theta=\pi/2$: le champ rayonné pour chacune des fentes devient :

$$E_\varphi\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right) = \frac{V_0}{R} \frac{w}{\lambda_0} \quad (\text{I. 3})$$

Pour calculer le champ rayonné par les deux fentes (Figure I.22b), nous devons tenir compte de ce que la fente située à l'abscisse $x=-L/2$ rayonne avec un retard de phase $-\frac{2\pi L}{\lambda_0} \frac{L}{2} \cos \varphi$ tandis que celle qui est située à l'abscisse $x=+L/2$ rayonne avec une avance de

phase $\frac{2\pi L}{\lambda_0} \frac{L}{2} \cos \varphi$. Le champ total rayonné est donc :

$$\vec{E}_\varphi = \frac{V_0 w}{\lambda_0 R} \left(e^{-j\left(\frac{\pi}{\lambda_0}\right)L \cos \varphi} + e^{j\left(\frac{\pi}{\lambda_0}\right)L \cos \varphi} \right) \vec{U}_\varphi \quad (\text{I. 4})$$

D'où :

$$\vec{E}_\varphi = 2 \frac{V_0 w}{\lambda_0 R} \cos\left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \cos \varphi\right) \vec{U}_\varphi \quad (\text{I. 5})$$

- ✚ **Dans le plan à $\varphi = \text{cte}$** passant par l'axe Oz, le champ rayonné dans une direction $\Delta(\theta, \varphi)$ est donné, en module, par :

$$\vec{E} = 2 \frac{V_0}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \cos\left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \sin \theta \cdot \cos \varphi\right) \vec{U}_\varphi \quad (\text{I. 6})$$

I.8 CARACTERISTIQUES RADIOÉLECTRIQUES DES ANTENNES IMPRIMÉES:

De façon générale, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Deux groupes de paramètres caractérisent l'antenne. Le premier considère l'antenne comme un circuit électrique et le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne [11].

I.8.1 Impédance d'entrée de l'antenne :

En émission, et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'antenne peut être représenté par un dipôle d'impédance d'entrée complexe $Z_e(f) = Re(f) + jXe(f)$, chargeant la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance d'entrée Z_g , généralement égale à 50 Ohms.

La partie réelle de l'impédance d'entrée $Re(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans la structure (onde de surface, pertes diélectriques, ...). La partie imaginaire $Xe(f)$, d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne.

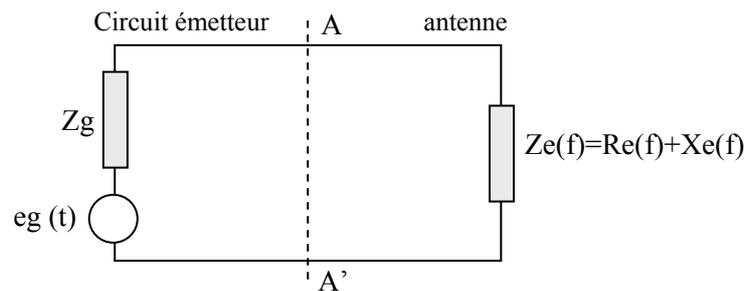


Fig. I. 23 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission
((A, A') : plan de référence)

La tension temporelle d'excitation $eg(t)$ est imposée au générateur. On calcule, à l'aide d'une transformée de Fourier, le spectre $Eg(f)$ de cette excitation.

$$Eg(f) = TF [eg(t)] \quad (I. 7)$$

Le calcul du courant $I_e(t)$ sur le fil est obtenu à partir des équations de Maxwell en introduisant une correction aux composantes de champ électrique pour prendre en compte la source d'excitation. Après transformée de Fourier, le spectre $I_e(f)$ du courant est déterminé.

$$I_e(f) = \text{TF} [i_e(t)] \quad (\text{I. 8})$$

L'impédance d'entrée $Z_e(f)$, dont le plan de référence est indiqué sur la figure I.23, est obtenue à partir de $E_g(f)$, $I_e(f)$ et Z_g l'impédance interne du générateur :

$$Z_e(f) = \frac{\text{TF}[e_g(t)]}{\text{TF}[i_e(t)]} - Z_g \quad (\text{I. 9})$$

1.8.2 Coefficient de réflexion :

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion. Ce coefficient de réflexion est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique :

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0} \quad (\text{I. 10})$$

Où Z_0 est l'impédance de normalisation en général égale à 50 Ohms. Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est idéale lorsque $S_{11}(f) = 0$, c'est à dire lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne vaut : $Z_e(f) = Z_0$.

1.8.3 Gain et directivité :

Le champ lointain rayonné par une antenne est généralement caractérisé par son diagramme de directivité $D(\theta, \varphi)$ qui caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer son énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées.

Le gain d'une antenne est une caractéristique importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

En pratique, le gain réalisé de l'antenne est mesuré. Celui-ci est relié à la directivité par la relation suivante :

$$G_R(\theta, \varphi) = e(1 - |S_{11}|^2) D(\theta, \varphi) \quad (\text{I. 11})$$

Où e représente l'efficacité de rayonnement de l'antenne, qui caractérise les pertes de l'antenne. Pour s'affranchir d'une éventuelle désadaptation de l'antenne, le gain intrinsèque est alors utilisé :

$$G_{\text{intrinsèque}} = \frac{G_{\text{Réalisé}}}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{I. 12})$$

Si l'antenne est adaptée ($S_{11} = 0$), le gain intrinsèque est égal au gain réalisé.

Le gain, grandeur sans dimension, est généralement exprimé par sa valeur en décibels :

$$G(\theta, \varphi) \Big|_{\text{dB}} = 10 \log_{10} G(\theta, \varphi) \quad (\text{I. 13})$$

1.8.4 Diagramme de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est généralement représenté dans des plans de coupe particuliers d'un repère sphérique fournissant suffisamment d'informations sur le rayonnement (**Annexe 1**). A titre d'exemple, la figure I.24 présente les plans de coupes classiques dans lesquels sont évalués les composantes de champ électrique servant à caractériser le rayonnement d'un aérien. Dans le cas le plus général, les antennes possèdent rarement une seule composante de champ. Si bien que l'observation du rayonnement nécessite d'évaluer chacune des composantes de champ (E_θ et E_φ) dans les différents plans.

On parle alors de polarisation principale et de polarisation croisée dans la cas d'une antenne polarisée linéairement. Dans l'exemple montré sur la figure I.24, la polarisation principale est issue des courants surfaciques majoritaires J_x et correspond à la composante de champ E_θ dans le plan de coupe (xOz). Dans ce plan de coupe la composante E_φ devient alors la polarisation croisée, issue des courants de surface J_y , moins importante.

Dans le cas d'une antenne à polarisation circulaire, la qualité de cette polarisation est définie par le taux d'ellipticité T : $T \rightarrow 1$: la polarisation circulaire est parfaite, $T \rightarrow \infty$: la polarisation est linéaire.

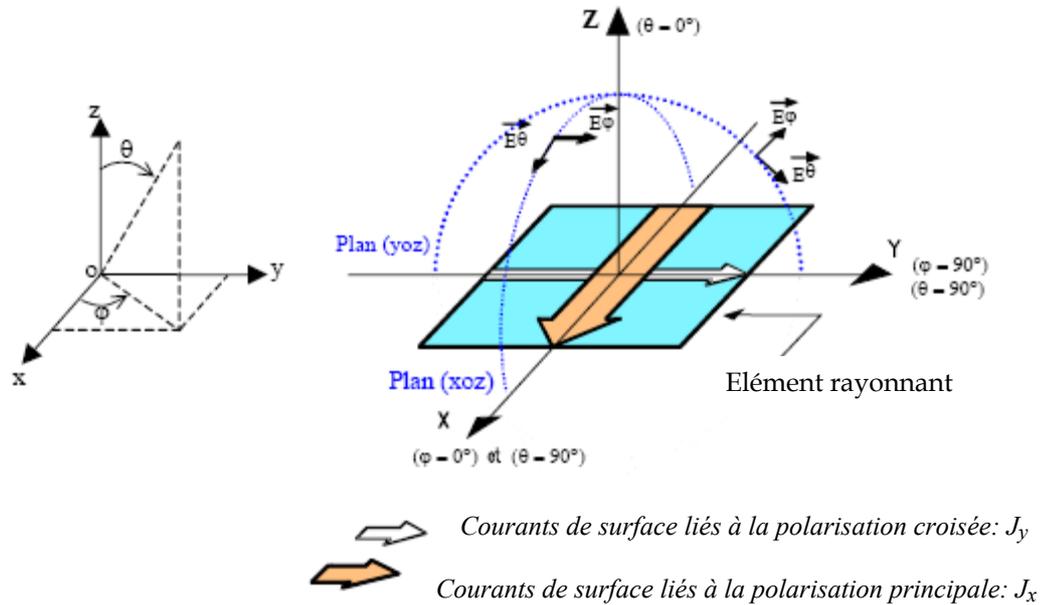


Fig. I. 24 : Diagramme de rayonnement et courants de surface

I.9 MISE EN RESEAU D'ANTENNES IMPRIMEES:

L'utilisation d'une antenne unitaire s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Des caractéristiques spécifiques, un gain élevé avec un lobe principal ne peut généralement être obtenus que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former un **réseau d'antennes imprimées** [3].

Cette application a connu un développement important depuis une vingtaine d'années car les éléments imprimés se prêtent très bien à la réalisation de réseaux de plusieurs dizaines, ou plusieurs centaines d'éléments, cela pour diverses raisons :

- ✚ Les faibles dimensions des éléments et leur simplicité de réalisation ;
- ✚ Leur aptitude à être imprimés sur des surfaces planes ou incurvées, facilement intégrables, par exemple, au fuselage d'un avion ou d'une fusée ;
- ✚ La possibilité de disposer les éléments rayonnants et le dispositif d'alimentation de part et d'autre d'un plan de masse commun, en une structure très compacte, légère et peu coûteuse.

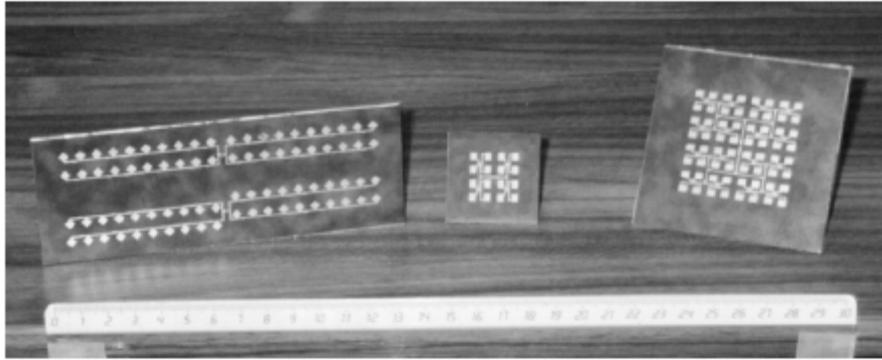


Fig. I. 25 : Exemples de réseau d'antennes imprimées

Le regroupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation pour former des réseaux linéaires et plans.

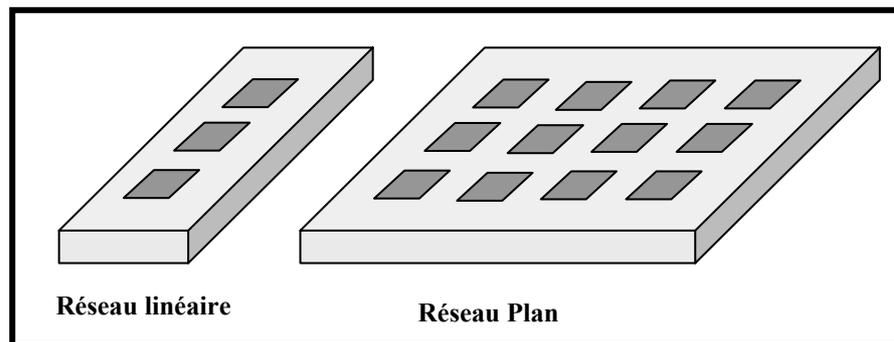


Fig. I. 26 : Architecture de base des réseaux

Pour le réseau linéaire, on cherche à conformer le diagramme de rayonnement seulement dans le plan contenant les sources. Lors d'une modification du diagramme de rayonnement sur l'ensemble de l'hémisphère, les sources élémentaires doivent être disposées suivant le réseau bidimensionnel.

1.9.1 Réseau linéaire à alimentation série :

Ces réseaux sont constitués (Figure I.27) par des éléments rayonnants rectangulaires, reliés en chaîne les unes aux autres par des tronçons de ligne microruban. Deux points homologues de deux éléments rayonnants successifs sont séparés par une distance d [6].

L'alimentation peut être faite à partir d'un point tel que le centre, comme elle peut aussi être effectuée à partir d'une extrémité A du réseau.

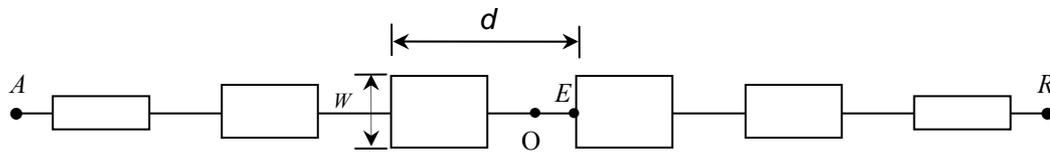


Fig. I. 27 : Réseau linéaire d'éléments rectangulaires à alimentation série

On peut avoir un fonctionnement en *mode résonnant* si les extrémités libres sont en court-circuit ou en circuit ouvert ; ce fonctionnement, en ondes stationnaires, est particulièrement indiqué si la fréquence est telle que : $d = \lambda_e$. on peut aussi avoir un fonctionnement en *mode non résonnant* si les extrémités libres sont fermées sur une charge adaptée ; ce fonctionnement, en ondes progressives permet d'utiliser l'antenne aussi bien en rayonnement transversal ($d = \lambda_e$) qu'en rayonnement oblique ($d < \lambda_e$).

1.9.2 Réseau linéaire à alimentation parallèle :

2^n éléments rayonnants peuvent être alimentés en parallèle (Figure I.28) par n étages de 2^{m-1} diviseurs de puissance à chaque étage m . Ce système d'alimentation en parallèle d'une seule entrée et de N sorties liées à N éléments rayonnants divise la puissance d'entrée entre les N sorties avec la distribution désirée tout en tenant compte des parcours égaux entre le port d'entrée et les ports de sortie [6].

Cette alimentation présente des avantages intéressants :

- 🌈 Elle est de large bande,
- 🌈 Il est possible de disposer, sur les voies d'accès à ces éléments, des déphaseurs et des atténuateurs (ou des amplificateurs) afin de faire varier leur phase et leur amplitude, pour conformer localement ou globalement le diagramme de rayonnement.
- 🌈 Enfin, ce réseau d'alimentation peut être placé d'un côté du plan de masse, alors que les éléments rayonnants sont placés de l'autre côté ; il suffit, pour cela, de se servir d'un dispositif d'excitation de ses éléments conforme à celui décrit à la figure I.9 ou la figure I.12.

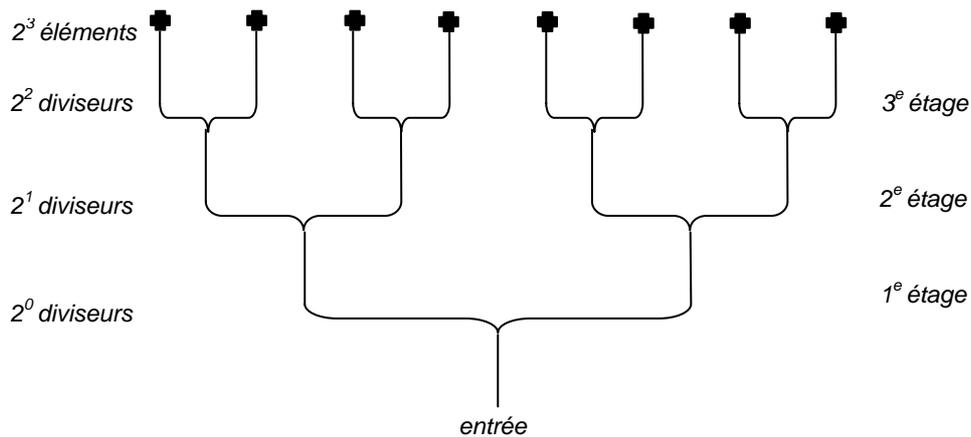


Fig. I. 28 : Alimentation parallèle de 2^3 éléments rayonnants par 3 étages de diviseurs de puissance.

Il existe pour la distribution de puissance plusieurs types de diviseurs ayant chacun des caractéristiques différentes et selon des exigences requises on fait le choix d'un diviseur adéquat, parmi ces diviseurs on distingue [5] :

- ◆ La jonction en « T »,
- ◆ Le diviseur de « WILKINSON »,
- ◆ Le coupleur « Branch-line »,
- ◆ Le coupleur par proximité,
- ◆ L'anneau hybride ou « Rat-Race ».

A. La jonction en « T » :

Elle présente un modèle simple, facile à réaliser, mais le point faible de ce type de diviseurs est le manque d'isolation entre les deux ports de sortie qui peut engendrer un couplage entre deux éléments voisins. Ce qui peut entraîner par la suite une déformation du diagramme de rayonnement du réseau (Figure I.29.a).

B. Le diviseur de WILKINSON :

La présence de la résistance R assure une forte isolation des ports de sorties, mais l'inconvénient de ce circuit apparaît au niveau des soudures des deux bords de R lorsque le nombre d'éléments du réseau devient important. Il faut assurer donc, une bonne productibilité des soudures, ce qui est très difficile à réaliser (Figure I.29b).

Ce diviseur assure une bonne isolation, mais il présente comme problème majeur d'être encombrant lorsqu'on désire élargir la bande passante en associant plusieurs diviseurs en chaîne, on cherche alors à réduire les dimensions des circuits microrubans.

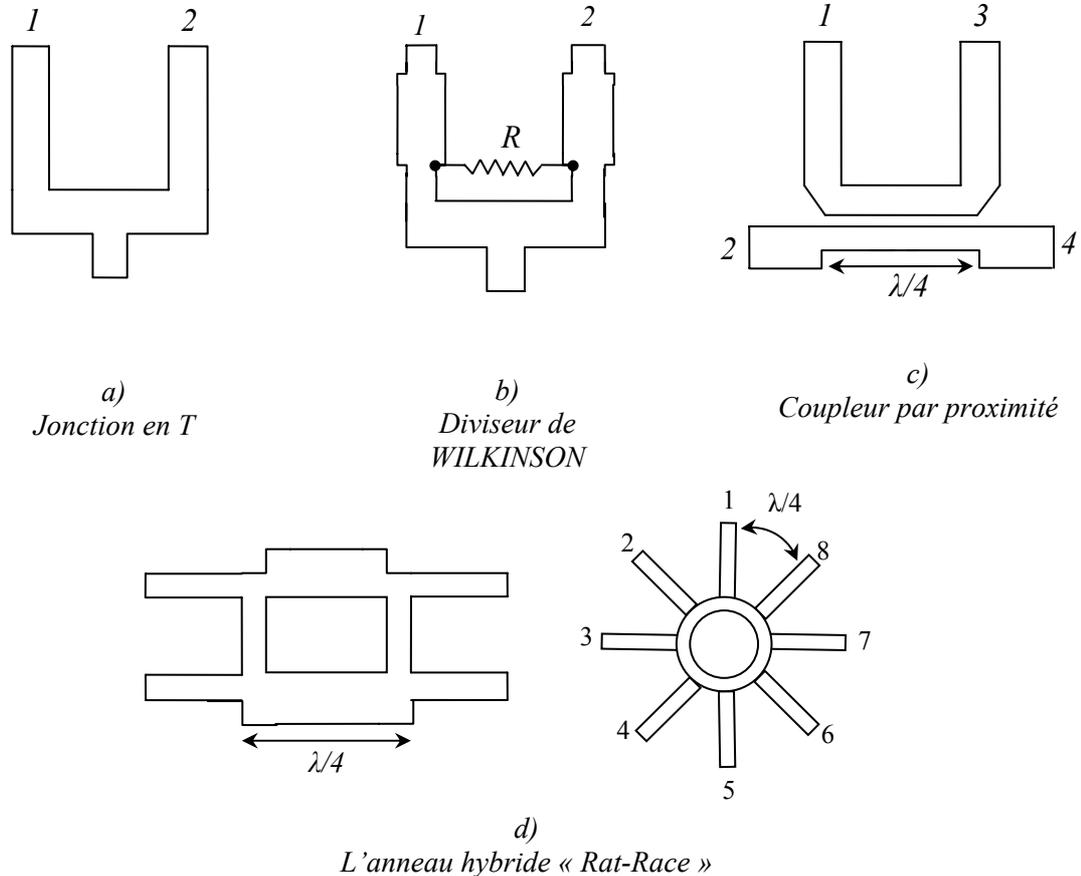


Fig. I. 29 : Exemples de diviseurs de puissance

C. Le coupleur par proximité :

C'est un coupleur directif, une certaine partie de la puissance incidente est couplée hors du système. L'alimentation est réalisée par couplage à travers une ouverture dans le plan de masse du réseau d'alimentation (Figure I.29c).

D. L'anneau hybride « Rat-Race » :

Il permet d'avoir à la sortie deux signaux de même amplitude et déphasés l'un par rapport à l'autre de 0° ou 180° . Sa bande de passante est comparable à celle du diviseur de WILKINSON. Son avantage réside dans ses performances qui restent satisfaisantes pour les hautes fréquences (Figure I.29d).

I.9.3 Réseaux bidimensionnels :

Les réseaux linéaires permettent de conformer le diagramme de rayonnement dans un plan passant par les sources du réseau. Afin d'obtenir un effet de réseau dans tout l'espace et, en particulier, dans les plans E et H , il est nécessaire d'avoir un recours à des réseaux bidimensionnels. Ils peuvent être obtenus en mode non résonnant à partir de *réseaux linéaires à alimentation série* (Figure I.30a) ou *parallèle* (Figure I.30b).

Dans le premier cas (Figure I.30a), il y a un gradient de phase aussi bien entre les sources disposées horizontalement qu'entre celles disposées verticalement, ce qui donne un rayonnement oblique dans les deux plans. L'utilisation des 4 voies d'entrée A , B , C et D permet, si nécessaire, d'obtenir 4 faisceaux rayonnés simultanément.

Dans le second cas (Figure I.30b), les 4 réseaux linéaires sont alimentés en phase et l'inclinaison du faisceau rayonné ne peut être obtenue que dans un seul plan parallèle aux réseaux. Pour avoir un rayonnement oblique dans le plan orthogonal, il faudrait disposer des déphaseurs sur chacune des voies afin de créer un gradient de phase.

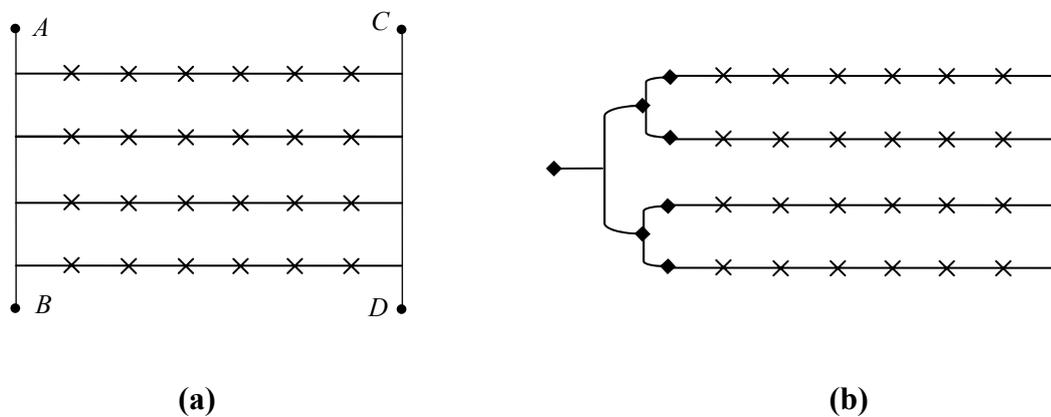


Fig. I. 30 : Réseau bidimensionnel formé de :
 (a) réseaux linéaires à alimentation série,
 (b) réseaux linéaires à alimentation parallèle.

I.10 RAYONNEMENT DU RÉSEAU RÉCTILIGNE:

Un réseau d'antennes imprimées est constitué d'un ensemble d'éléments rayonnants. Ces éléments rayonnants sont alimentés par un dispositif appelé réseau d'alimentation qui assure la commande en amplitude et en phase de chaque source rayonnante.

Soit N sources rayonnantes identiques, disposées d'une façon régulière sur un axe OX , et équidistantes d'une distance appelée pas de réseau, comme c'est indiqué sur la figure I.31.

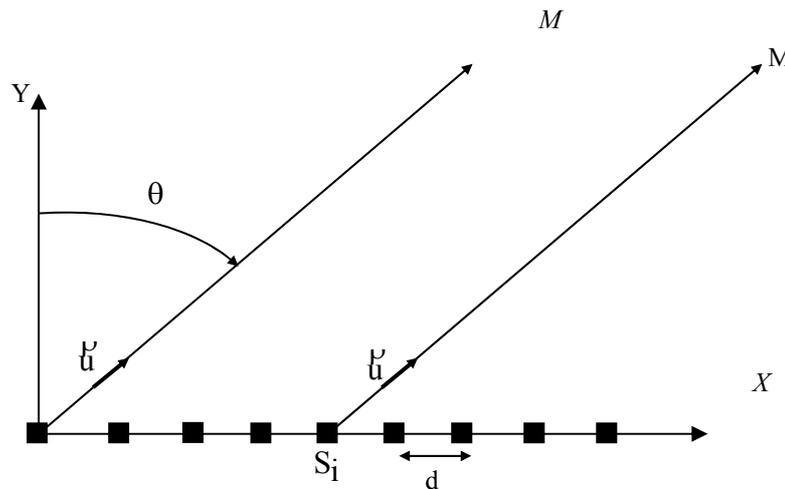


Fig. I. 31 : Réseau rectiligne

Afin de simplifier les calculs, il est généralement supposé qu'il n'existe pas de couplage entre les sources et que chacune d'elles en présence des autres rayonne le même diagramme $f(\theta)$.

Le champ total rayonné en zone lointaine par le réseau rectiligne sera la somme des différentes contributions des champs rayonnés par chaque source pondérés par les coefficients d'excitation w_i et ceux de leurs déphasages géométriques. L'expression du diagramme de directivité est donnée par :

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} w_i e^{j(k_0 i d \sin \theta)} \quad (\text{I. 14})$$

Qu'on peut encore écrire sous la forme :

$$F(\theta) = f(\theta) F_R \quad (\text{I. 15})$$

i : indice de la source,

N : nombre total des sources,

$f(\theta)$: diagramme élémentaire d'une source unique,

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$: constante de propagation et λ : longueur d'onde.

Où F_R est une fonction propre au réseau, appelée facteur du réseau. Il ne dépend que du pas du réseau et de sa loi d'excitation w_i . Physiquement, il représente le gain apporté par l'association en réseau [8].

I.11 CONCLUSION:

Dans ce premier chapitre nous avons présenté quelques généralités sur les antennes imprimées.

Après une introduction sur les antennes imprimées, nous avons décrit l'ensemble des techniques utilisées pour l'alimentation des éléments. Puis on s'est intéressé au rayonnement d'une antenne rectangulaire y compris son principe de rayonnement et son champ rayonné. Après l'étude des caractéristiques radioélectriques des antennes imprimées (impédance d'entrée, diagramme de rayonnement,..), nous avons traité les méthodes de mise en réseau des éléments imprimées.

CHAPITRE II

MÉTHODES D'ANALYSE DES ANTENNES IMPRIMÉES

* * * * *

□ INTRODUCTION

□ METHODES SIMPLES

- Méthode de la ligne de transmission
- Méthode de cavité

□ METHODES RIGOUREUSES

- Méthode des différences finies FDTD
- Méthode des moments
- Méthode des éléments finis FEM
- Méthode de la Matrice des Lignes de Transmission (TLM)
- Méthodes intégrales

□ CONCLUSION

« L'usage et la pratique ont précédé toutes les sciences et tous les arts ; mais les sciences et les arts ont ensuite perfectionné la pratique »

César CHESNEAU

Chapitre II : Méthodes d'analyse des antennes imprimées

II.1 INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent, nous avons essayé de présenter de façon concise des généralités sur la théorie des antennes imprimées. Il s'agissait d'une étude théorique permettant la présentation des caractéristiques électromagnétiques de ces antennes, ainsi que certaines techniques de leurs alimentations.

Durant les trois dernières décennies, les antennes imprimées ont connu un essor considérable, vu leur faible coût, faible volume, la simplicité de leur fabrication et leur facilité d'implantation sur tout type de support. Les domaines privilégiés de leur utilisation sont les télécommunications spatiales, les systèmes radars et de téléguidage des missiles, la radionavigation aérienne. Les antennes imprimées sont également utilisées en médecine et en téléphonie.

Parallèlement avec ce développement, un nombre important de méthodes mathématiques et de logiciels de simulation a été développé dans les équipes universitaires ou disponibles dans le commerce. Nous proposons dans le présent chapitre une étude détaillée sur l'ensemble des méthodes théoriques utilisées pour l'analyse de ce type d'antennes.

II.2 MÉTHODES SIMPLES :

Ce paragraphe est consacré aux méthodes simples utilisées pour l'analyse de l'antenne microruban, tel qu'ils ont été présentés dans la littérature.

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple de tous et il donne une bonne interprétation du mécanisme de rayonnement mais qui ne peut s'appliquer qu'aux antennes de formes carrées ou rectangulaires [12]. Par contre le modèle de la cavité est plus précis mais aussi plus complexe en nature. Les méthodes rigoureuses sont extrêmement précises et peuvent traiter aussi bien les éléments de formes simples que ceux de formes compliquées. Ces méthodes sont plus complexes par rapport aux deux méthodes mentionnées ci-dessus [13].

II.2.1 Modèle de la ligne de transmission :

Ce modèle représente l'antenne imprimée par deux fentes rayonnantes de largeur W et de hauteur h séparées par une ligne de transmission de longueur de L . La ligne microruban est essentiellement une ligne non homogène à deux diélectriques, typiquement le substrat et l'air.

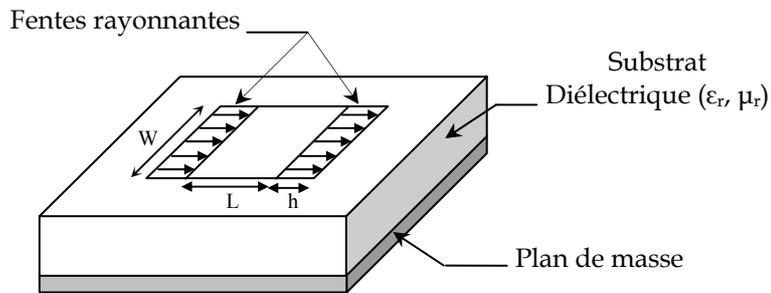


Fig. II. 1 : Modélisation de l'antenne par deux fentes couplées

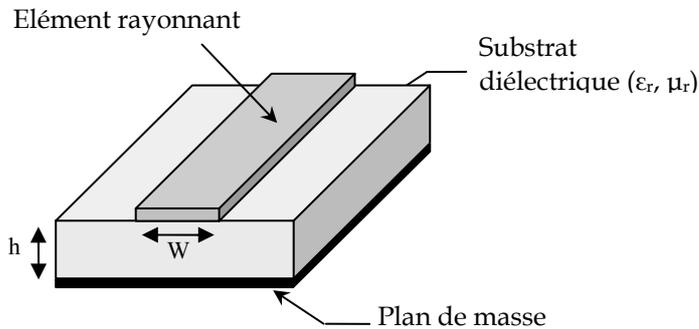


Fig. II. 2 : Ligne microruban

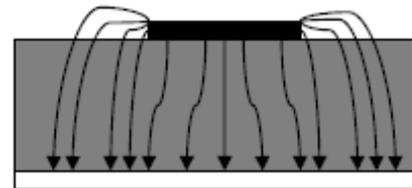


Fig. II. 3 : Lignes de champ électrique dans une ligne microruban

Par conséquent, comme le montre la figure II.3 la propagation des ondes dans la ligne microruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air : deux milieux d'indices différents. Pour simplifier l'étude, la ligne microruban réelle peut être modélisée par une ligne fictive où la propagation s'effectuerait dans un milieu homogène de constant diélectrique équivalente ϵ_{reff} selon la figure II.4.

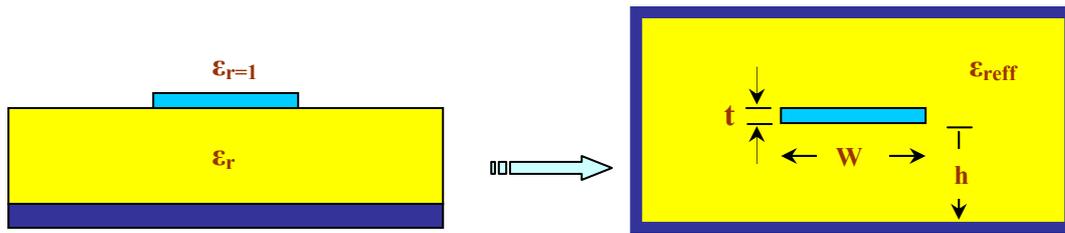


Fig. II. 4 : Modélisation de la ligne microruban.

L'expression de ϵ_{reff} est donnée par Balanis [14] comme:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{II. 1})$$

Avec : ϵ_{reff} : la constante diélectrique effective,
 ϵ_r : est la constante diélectrique,
 h : épaisseur du substrat diélectrique,
 w : largeur du patch.

Considérant la figure II.5 ci-dessous, qui montre une antenne imprimée rectangulaire de longueur L , de largeur W reposant sur un substrat d'épaisseur h . L'axe de coordination est choisi tels que : la longueur L est le long de la direction de x , la largeur W est le long de la direction de y et l'épaisseur h est le long de la direction de z .

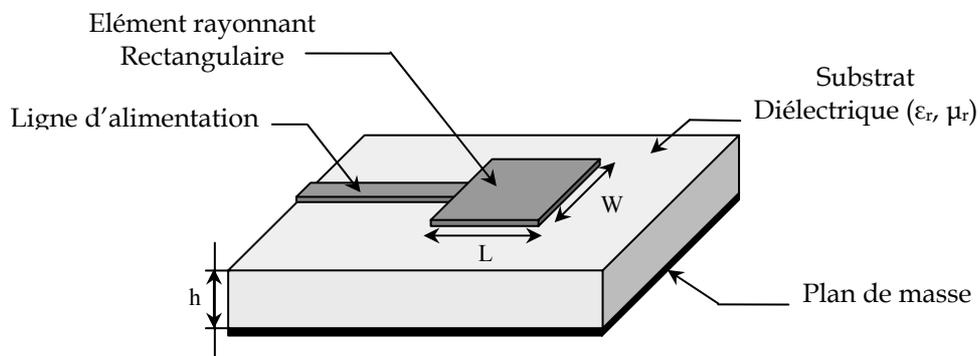


Fig. II. 5 : Antenne imprimée de forme rectangulaire

Afin de fonctionner en mode fondamental TM_{10} , la longueur de l'élément rayonnant doit être légèrement moins que le $\lambda/2$ où λ est la longueur d'onde dans le milieu diélectrique ($\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{reff}}$ où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide). Le mode TM_{10} implique qu'il y a un renversement de phase des composantes verticales du champ électrique sur la longueur L de l'antenne, et qu'il n'y a aucune variation le long de la largeur W de l'antenne. Sur le schéma de la figure II.6 montrée ci-dessous, l'antenne microruban est modélisée par deux fentes parallèles, séparées par une ligne de transmission de longueur L .

Au long de la largeur de l'élément rayonnant, la tension est maximum et le courant est minimum dû aux extrémités ouvertes. Les champs aux bords peuvent être résolus en composantes normales et tangentielles en ce qui concerne le plan de masse.

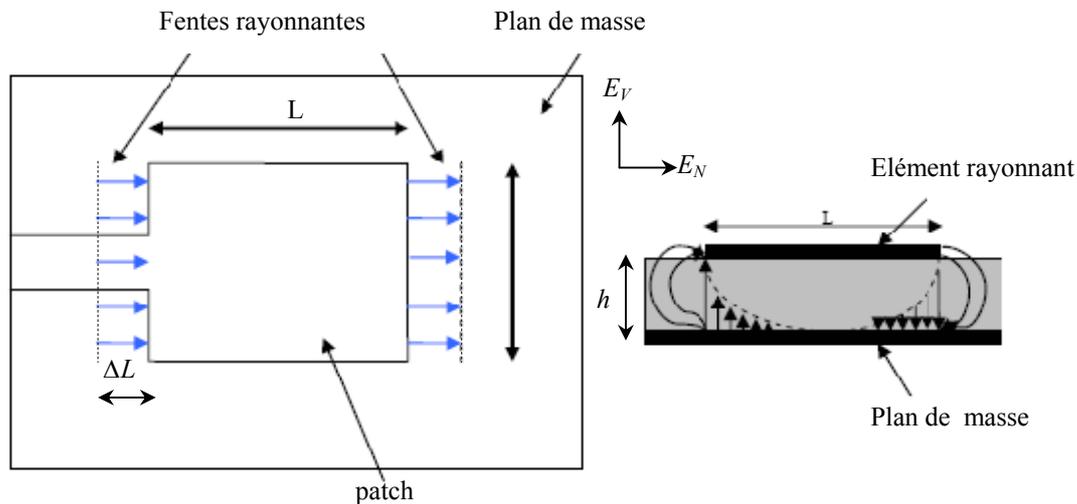


Fig. II. 6 : Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées

Fig. II. 7 : Distribution de la composante verticale du champ électrique dans le mode fondamental de l'antenne

On constate sur la figure II.7 que les composantes normales des champs électriques, aux deux bords de l'élément rayonnant ont des directions opposées et sont aussi en opposition de phase ceci le long de la largeur w , ce cas correspond à la résonance $\lambda_g / 2$ de l'antenne. Il en résulte une contribution vectorielle de ces composantes de champs nulle. Les composantes tangentielles (voir figure II.8), qui sont en phase dans le plan de l'antenne, signifie que les champs résultants combinent pour créer le maximum du rayonnement normal à la surface de la structure.

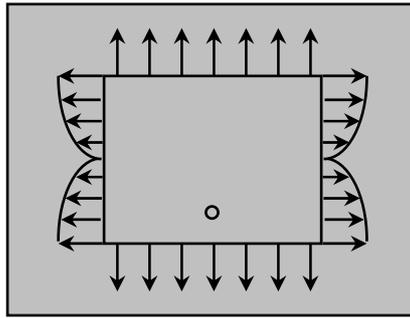


Fig. II. 8 : *Distribution de la composante horizontale du champ électrique dans le mode fondamental de l'antenne*

Par conséquent, les bords de l'antenne, le long de la largeur w peuvent être modélisé par deux fentes parallèles distantes de la largeur L . Donc les dimensions de l'élément rayonnant sur sa longueur ont été maintenant prolongées sur chaque extrémité par une distance ΔL qui est indiquée expérimentalement par **Hammerstad [15]** comme:

$$\Delta L = 0.214 h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{II. 2})$$

La longueur équivalente du patch L_{eq} devient :

$$L_{\text{eq}} = L + 2\Delta L \quad (\text{II. 3})$$

Ce modèle sera largement détaillé dans le chapitre 3.

II.2.2 Modèle de la cavité :

Bien qu'il soit facile à employer le modèle de ligne de transmission discuté dans la section précédente, il a quelques inconvénients inhérents. Spécifiquement, il est utile que pour les antennes de forme rectangulaires ou carrées et il ignore des variations de champ le long des bords de rayonnement. Ces inconvénients peuvent être surmontés en employant le modèle de cavité. Une brève vue d'ensemble de ce modèle est donnée ci-dessous.

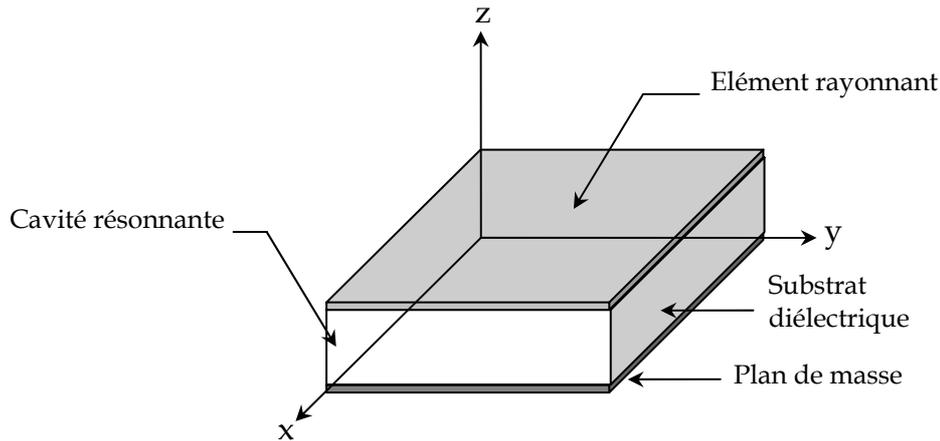


Fig. II. 9 : Modélisation de l'antenne imprimée par une cavité résonnante

Dans ce modèle, la région intérieure du substrat diélectrique est modélisée par une cavité d'axe Oz (figure II.9), dont les bases sont des rectangles métalliques de dimension $W \cdot L$ égales à celles de l'élément imprimé. Cette cavité est remplie d'un diélectrique de permittivité ϵ_r et de hauteur h égale à celle du substrat.

Les champs se trouvant à l'intérieur du substrat diélectrique seront ceux qui se trouvent dans une cavité limitée par des conducteurs électriques horizontaux et des murs magnétiques latéraux. C'est un modèle qui donne une bonne approximation des champs aux voisinages de l'antenne [9].

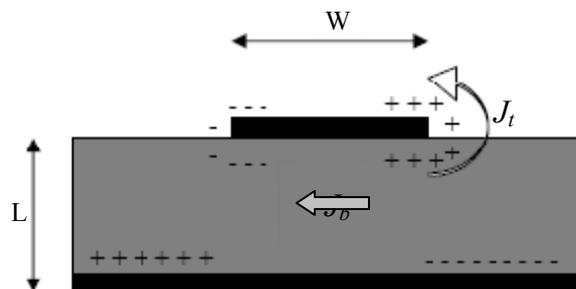


Fig. II. 10 : Distribution de charge et densité de courant sur une antenne micro-ruban

Considérant le schéma de la figure II.10 montré ci-dessus. Quand l'élément rayonnant est alimenté, une distribution de charge s'établit sur les surfaces inférieures et supérieures de cet élément, ainsi que sur la surface du plan de masse. Cette distribution de charge est commandée par deux mécanismes : mécanisme d'attraction et mécanisme de répulsion comme discuté par Richards [16].

- ✚ Le mécanisme d'attraction entre les charges de signes opposés, qui se trouvent sur le bas de l'antenne et sur le plan de masse, tend à maintenir la concentration des charges sur la surface inférieure de l'antenne.
- ✚ Le mécanisme de répulsion entre les charges de même nature, qui se trouvent sur le bas de l'antenne, tend à pousser quelques charges des extrémités de l'antenne vers sa surface supérieure.

En raison de ce mouvement de charges, des densités de courant J_b et J_t sont créées respectivement en bas et en sommet de l'élément rayonnant.

Le modèle de cavité suppose que le rapport hauteur /largeur (c.-à-d. l'hauteur du substrat et la largeur de l'élément rayonnant) est très petite et en raison de ceci le mécanisme d'attraction domine et cause aussi plus de concentration de charges et de courants au-dessous de la surface de l'élément rayonnant. Comme le rapport entre la hauteur et la largeur est très petite, le courant sur la surface supérieure de l'élément rayonnant serait presque égale à zéro et ne permettrait pas la création de composante tangentielle de champ magnétique aux bords de l'élément rayonnant. Par conséquent, les quatre parois latérales peuvent être modélisées par des surfaces conductrices magnétiques parfaites.

D'un autre côté, le champ électrique est à peu près perpendiculaire à la surface de l'antenne, ce qui nous incite à ne considérer que la configuration TM des champs à l'intérieure de la cavité [12].

II.2.2.1 Configuration des champs en mode TM :

Les champs de la cavité peuvent être déterminés à partir du potentiel vecteur, qui dans le cas d'une antenne située sur le plan xOy, ne possède que sa composante suivant la direction Oz.

Celle-ci devra satisfaire l'équation d'onde suivante :

$$\nabla^2 A_z + k^2 A_z = 0 \quad (\text{II. 4})$$

La solution de cette équation est ensuite appliquée pour l'évaluation des expressions des champs électrique et magnétique dans la cavité. Ces derniers doivent vérifier les conditions aux limites qui consistent à assurer la continuité de la composante tangentielle du champ électrique et la composante normale du champ magnétique.

A l'intérieur de la cavité, les champs se présentent sous forme d'une multitude de modes de résonance. Une bonne approximation consiste à ne considérer que le mode fondamental.

Dans le cas où $L > W > h$, le mode qui domine est le TM_{100} , pour lequel le champ électrique est caractérisé par ses composantes :

$$E_x = E_y = 0 \quad (\text{II. 5})$$

et
$$E_z = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right) \quad (\text{II. 6})$$

E_0 étant une constante.

La structure du champ électrique à l'intérieur de la cavité se présente comme le montre la figure II.11.

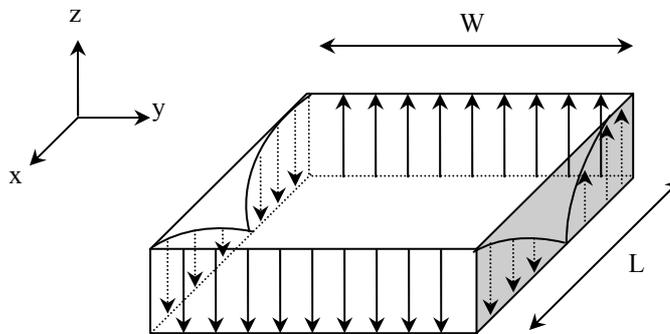


Fig. II. 11 : Configuration du champ électrique pour le mode TM_{100}

Chaque mur latéral représente en fait une fente, qui va rayonner comme un dipôle magnétique de densité de courant \vec{M}_s qu'on détermine en appliquant le principe d'équivalence de **Huygen's**, de la même manière que dans le cas du modèle de la ligne de transmission.

$$\vec{M}_s = -2 \hat{n} \times \vec{E}_a \quad (\text{II. 7})$$

Où \vec{h} est un vecteur unitaire perpendiculaire à la surface de la fente et \vec{E}_a le champ électrique qui se trouve sur cette fente.

Les deux fentes séparées par la largeur W de l'antenne ne sont pas prises en considération, et cela pour deux raisons :

1. elles présentent des champs rayonnés négligeables devant ceux des deux autres fentes dites principales.
2. ces champs s'annulent entre eux aux niveaux des deux plans principaux E et H.

La résolution du problème se réduit à l'étude du rayonnement des deux ouvertures principales, comme on peut le constater dans la figure II.12.

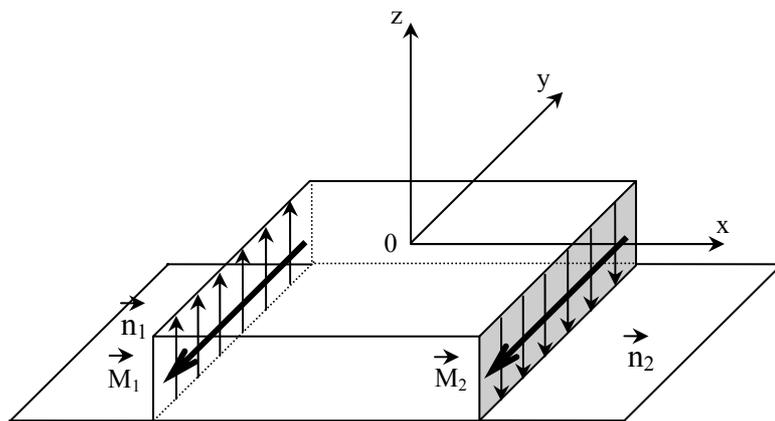


Fig. II. 12 : Densités de courant magnétique sur les deux fentes principales

Les expressions donnant les champs rayonnés par cette antenne imprimée de forme rectangulaire sont formulées de la manière suivante :

📌 dans le plan E, défini pour l'angle $\varphi=0^\circ$:

$$E_\theta = -2j \frac{k W h E_0 e^{-jkr}}{2 \pi r} \left[\frac{\sin\left(\frac{k h}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k h}{2} \cos \theta} \right] \cos\left(\frac{k L_e}{2} \sin \theta\right) \quad (\text{II. 8})$$

✚ dans le plan H, défini pour l'angle $\varphi=90^\circ$:

$$E_\varphi = +j \frac{k W h E_0 e^{-jkr}}{2 \pi r} \left[\cos \theta \cdot \frac{\sin\left(\frac{k W}{2} \sin \theta\right)}{\frac{k W}{2} \sin \theta} \cdot \frac{\sin\left(\frac{k h}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k h}{2} \cos \theta} \right] \quad (\text{II. 9})$$

II.2.2.2 Circuit électrique équivalent :

Le modèle de la cavité permet de modéliser l'antenne microruban en considérant le mode fondamental par un circuit résonnant parallèle RLC (voir la figure II.13).

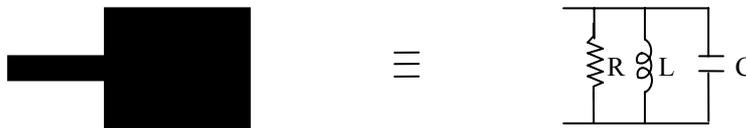


Fig. II. 13 : Circuit équivalent du modèle de la cavité d'une antenne microruban

L'impédance d'entrée de ce circuit est donnée par [17, 18] :

$$Z(f) = \frac{R}{1 + Q_t^2 \left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^2} - j \frac{R Q_t \left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]}{1 + Q_t^2 \left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^2} \quad (\text{II. 10})$$

f_R représente la fréquence de résonance du mode fondamental,

f est la fréquence de travail,

R est la résistance d'entrée à la résonance, elle est définie par la relation suivante :

$$R = \frac{Q_t h}{\pi f_R \varepsilon_{dyn} \varepsilon_0 L W} \cos^2 \left(\frac{\pi x_0}{L} \right) \quad (\text{II. 11})$$

x_0 est la position d'alimentation (égale à 0 dans le cas d'une alimentation par ligne microruban).

ε_{dyn} est la permittivité dynamique qui remplace la permittivité effective du diélectrique, afin de tenir compte des effets de bords.

Q_t est la facteur de qualité du circuit résonnant qui s'exprime par :

$$Q_t = \left[\frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_D} + \frac{1}{Q_C} \right]^{-1} \quad (\text{II. 12})$$

avec :

Q_R , Q_D , Q_C sont les facteurs de qualité représentant respectivement les pertes par rayonnement, les pertes dans le diélectrique et les pertes par effet de Joule dans le conducteur.

Le modèle de cavité est plus souvent utilisé pour le calcul de l'impédance d'entrée des antennes microrubans, afin d'assurer l'adaptation entre l'antenne et la ligne microruban qui l'alimente.

II.3 MÉTHODES RIGOUREUSES:

II.3.1 Méthode des différences finies FDTD :

II.3.1.1 Introduction :

L'utilisation de la méthode **F.D.T.D.** (Finite Difference in Time Domain) dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Yee en 1966 [19]. Les premières études portaient essentiellement sur des problèmes de diffraction d'ondes électromagnétiques par des obstacles métalliques et de compatibilité électromagnétique. Puis le domaine d'application s'est élargi à la résolution de problèmes comportant des sources localisées permettant entre autres le traitement rigoureux de discontinuités dans les lignes microrubans [21] et l'étude des antennes imprimées [22,23].

Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. La puissance de la méthode permet, en outre, la modélisation des sources d'excitation, la simulation de l'espace libre, le traitement de problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince, ...) et l'utilisation de divers types de matériaux (dispersifs, anisotropes, ...). Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne et son environnement proche.

II.3.1.2 Description de cette méthode :

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell à l'aide d'un schéma explicite aux différences finies centrées. La résolution des équations de Maxwell exprimées sous leur forme locale a été effectuée pour la première fois par Yee (1966). Cette résolution numérique nécessite une discrétisation spatio-temporelle. Le volume de l'espace est donc discrétisé en cellules simples (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques (Figure II.14).

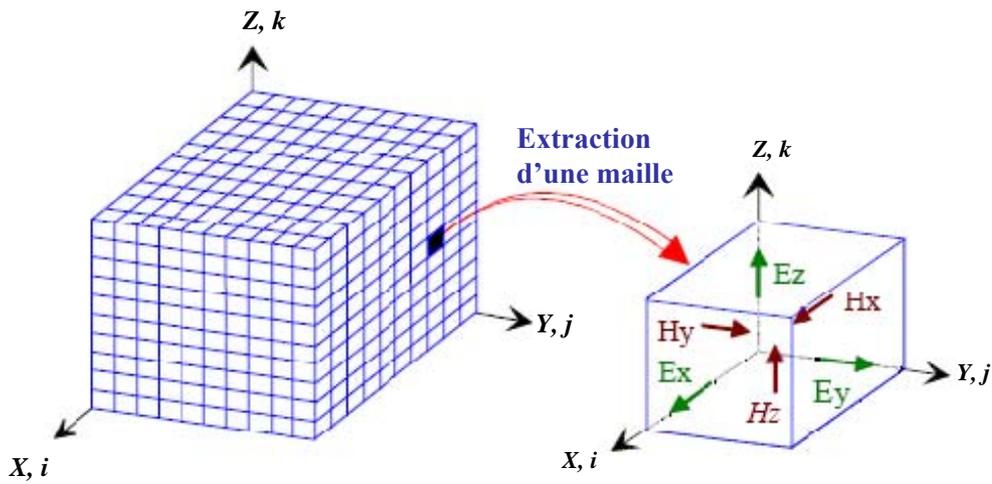


Fig. II. 14: Volume de calcul et cellule élémentaire

L'espace physique considéré est ainsi divisé en cellules élémentaires dans lesquelles les six composantes des champs électromagnétiques sont calculées.

La discrétisation temporelle est effectuée avec des pas d'échantillonnage constants, Δt , comme représenté ci-dessous (Figure II.15).

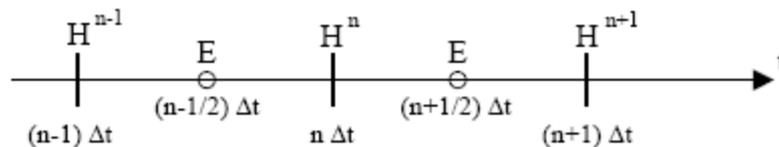


Fig. II. 15 : Discrétisation temporelle

Les champs magnétiques sont évalués à des instants multiples pairs du demi-pas $\Delta t/2$ d'échantillonnage temporel et les champs électriques aux instants multiples impairs. Le choix de cette discrétisation spatio-temporelle est imposé par la nécessité de centrer les dérivées spatiales et temporelles.

Les expressions des équations de Maxwell discrétisées sont introduites dans l'algorithme de calcul présenté sur la figure II.16.

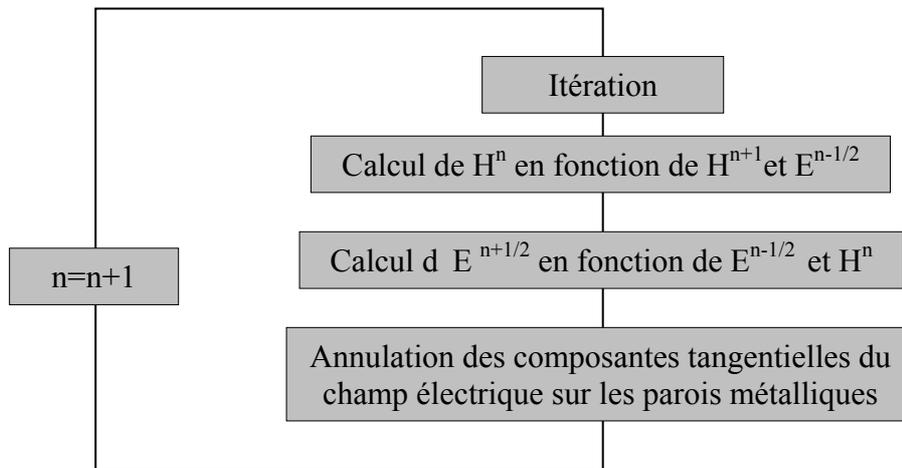


Fig. II. 16 : *Algorithme de calcul des champs*

II.3.1.3 Modélisation des surfaces métalliques et des interfaces diélectriques

1. Surfaces métalliques

Les surfaces métalliques sont simulées en annulant les composantes tangentielles du champ électrique (condition de court-circuit parfait), la conductivité de ces plaques étant considérée infinie. Un schéma de la discrétisation de la plaque métallique, ainsi que des composantes du champ électrique qui doivent être forcées à zéro, est proposée sur la figure II.17.

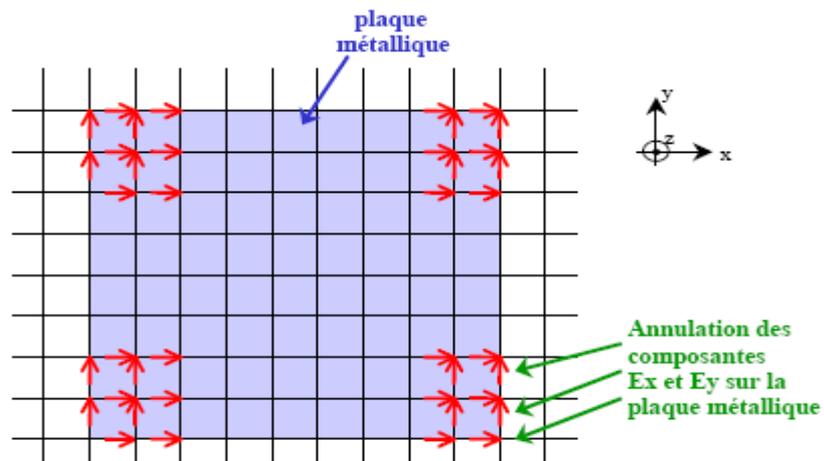


Fig. II.17 : *Plaque métallique (vue de dessus)*

2. Interfaces diélectriques :

Le traitement d'une interface séparant deux milieux diélectriques linéaires, homogènes et isotropes pose un problème lors de la discrétisation des équations de Maxwell. En effet, le traitement numérique se fait d'après le calcul des composantes tangentielles du champ électrique à l'interface en considérant l'intégration sur un contour situé en partie dans un milieu de permittivité relative ϵ_{r1} , et d'autre part dans un second milieu de permittivité relative ϵ_{r2} (Figure II.18).

L'expression de l'équation de MAXWELL-AMPERE sous forme intégrale nécessite la discrétisation de l'intégrale suivante :

$$\iint_s \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\delta \vec{E}}{\delta t} dS \quad (\text{II. 13})$$

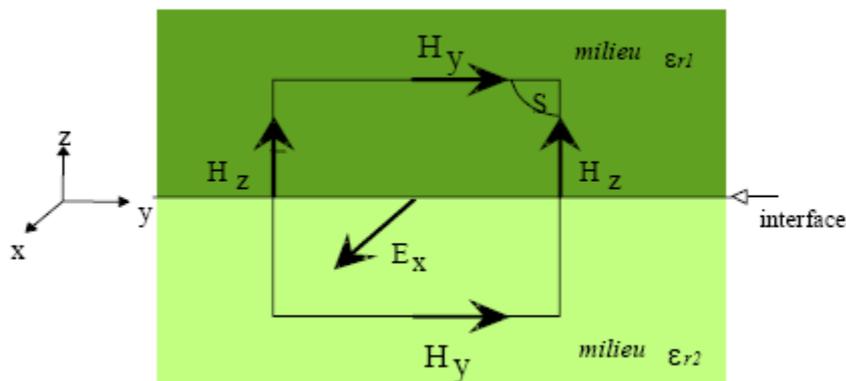


Fig. II.18 : Traitement de l'interface, composante E_x

Les composantes tangentielles du champ électrique à l'interface des diélectriques sont donc considérées dans un milieu équivalent de permittivité relative $\epsilon_{eq} = (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})/2$, correspondant à la valeur moyenne des permittivités relatives des matériaux.

II.3.2 Méthode des Moments :

La méthode des moments est utilisée en connexion avec la méthode de la réaction de Richmond pour déterminer les courants de surface inconnus (J_s , M_s) sur la surface formée du pavé, du plan de masse et des murs magnétiques. On écrit d'abord l'équation intégrale de la réaction [24]:

$$\iint_S (J_s \cdot E_T - M_s \cdot H_T) ds + \int_V (J_i \cdot E_T - M_i \cdot H_T) dv = 0 \quad (\text{II. 14})$$

Où (E_T , H_T) sont les champs d'une source électrique test placée dans la région intérieure et l'intégrale du volume se fait sur le volume de la source. Pour des conducteurs parfaits, $M_s=0$.

L'équation intégrale est résolue en appliquant la méthode des moments, par exemple la méthode de GALERKIN. Ainsi, le courant inconnu J_s est exprimé dans une base de N fonction J_n et l'équation intégrale est appliquée à N sources électriques tests placées à l'intérieur de la surface limite de l'antenne imprimée. Ce procédé réduit l'équation intégrale en un système de N équations linéaires, avec des coefficients donnés par une matrice d'impédance Z_{mn} .

L'effet d'un substrat est pris en compte en utilisant le théorème d'équivalence de volume $J_v = j\omega(\epsilon - \epsilon_0)E$, où E est le champ électrique dans le substrat. La matrice Z_{mn} est alors modifiée en ajoutant la matrice d'incrément ΔZ_{mn} .

Aussi l'application de la méthode des moments aux antennes imprimées apparaît simple, mais il y a plusieurs précautions à prendre. Le courant de surface J_s ainsi trouvé est celui de la face *intérieure* du pavé et de son plan de masse associé, ce n'est pas le courant de surface sur la face *extérieure* du pavé. Cependant en considérant que le pavé est d'épaisseur négligeable, le résultat peut être utilisé directement pour trouver le champ extérieur.

Il est possible de considérer une structure localement constituée de matériaux imparfaitement conducteurs. La densité de courant magnétique correspondante est prise en compte par le biais d'un terme d'impédance de surface.

Equation intégrale :

$$\begin{aligned} E &= -\nabla\phi - j\omega A - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times F \\ H &= -\nabla\psi - j\omega F - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times A \end{aligned} \quad (\text{II. 15})$$

Où \mathbf{A} et \mathbf{F} sont les potentiels vecteurs électrique et magnétique et ϕ et ψ sont les potentiels scalaires électrique et magnétique.

Avec les équations de continuité, les potentiels se calculent par :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}(r) &= \frac{\mu}{4\pi} \int_s \mathbf{J}(r') G(r, r') ds' \\
 \mathbf{F}(r) &= \frac{\varepsilon}{4\pi} \int_s \mathbf{M}(r') G(r, r') ds' \\
 \phi(r) &= \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_s \sigma^e(r') G(r, r') ds' \\
 \psi(r) &= \frac{1}{4\pi\mu} \int_s \sigma^m(r') G(r, r') ds'
 \end{aligned}
 \tag{II. 16}$$

Où \mathbf{J} et \mathbf{M} sont les densités de courants électriques et magnétiques
 σ^e et σ^m sont les densités de charges électriques et magnétiques

- pour une structure diélectrique, les deux équations doivent être résolues simultanément,
- pour une structure parfaitement conductrice, il n'y a pas de courants magnétiques $M_s=0$,
- pour une structure imparfaitement conductrice, le problème peut être résolu en introduisant une impédance de surface qui traduit l'existence des courants magnétiques.

En tout point de la structure, on a :

$$\left(E(r) + E^{inc}(r) \right)_{\tan} = 0 \tag{II. 17}$$

$$\text{soit } E_{\tan}^{inc}(r) = \nabla\phi + j\omega\mathbf{A} + \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{F} \tag{II. 18}$$

L'intégrale du potentiel vecteur magnétique :

$$\frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{F}(r) = \frac{1}{2} n \times \mathbf{M} + \frac{1}{4\pi} \int \nabla G \times \mathbf{M} ds \tag{II. 19}$$

Le terme constant traduit la discontinuité du champ E à la surface du conducteur. Le calcul du second terme se fait par :

$$\begin{aligned}
 \nabla \times (\mathbf{M}G) &= \nabla G \times \mathbf{M} \\
 \text{et } \mathbf{M} &= \mathbf{E} \times n
 \end{aligned}
 \tag{II. 20}$$

La valeur du terme constant est donc :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}E &= \frac{1}{2}Z_s J \\ \Rightarrow \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times F(r) &= \frac{1}{2}Z_s J + \frac{Z_s}{4\pi} \int (n' \times J) \times \nabla G ds' \end{aligned} \quad (\text{II. 21})$$

La méthode de résolution de l'équation obtenue est la méthode des moments en utilisant des fonctions de base identiques aux fonctions tests (méthode de GALERKIN).

On définit le produit scalaire : $|f, g| = \int f \cdot g ds'$ (II. 22)

Appliqué à l'équation du champ électrique pour la fonction de base f_m, g désigne chacun des termes du champ électrique. Les intégrales sont calculées aux points milieux des triangles de la surface et des dipôles sur les antennes. On a un système linéaire : $Z.I = V$

Le terme général de la matrice a pour valeur :

$$Z_{mn} = l \left[\frac{j\omega}{2} (\bar{A}_{mn}^{c+} \cdot \bar{\rho}_m^{c+} + \bar{A}_{mn}^{c-} \cdot \bar{\rho}_m^{c-}) - \phi_{mn}^{c+} + \phi_{mn}^{c-} + \nabla \times \frac{\bar{F}_{mn}^{c+}}{\varepsilon} \cdot \frac{\bar{\rho}_m^{c-}}{2} \right] + \frac{Z_s}{2} \langle \bar{f}_m, \bar{f}_n \rangle \quad (\text{II. 23})$$

Où $c+$ et $c-$ désigne les centres des triangles T+ et T- et l_m est la longueur de l'arête considérée.

$$Z_{mn} = \Delta \left[\frac{j\omega}{2} (\bar{A}_{mn}^{c+} \cdot \bar{\rho}_m^{c+} + \bar{A}_{mn}^{c-} \cdot \bar{\rho}_m^{c-}) - \phi_{mn}^{c+} + \phi_{mn}^{c-} \right] \quad (\text{II. 24})$$

Où $c+$ et $c-$ désigne le milieu de la demi-fonction croissante et décroissante associée au dipôle et Δ sa longueur.

Le second membre de l'équation est égal :

$$V_m = \frac{l_m}{2} [\bar{E}_{mn}^{c+} \cdot \bar{\rho}_m^{c+} + \bar{E}_{mn}^{c-} \cdot \bar{\rho}_m^{c-}] \quad (\text{II. 25})$$

Les potentiels vecteurs électrique et magnétique sont calculés par :

$$\bar{A}_m = \frac{\mu}{4\pi} \int_s \bar{f}_n(r') G(r, r') ds' \quad (\text{II. 26})$$

$$\nabla \times \frac{F_m}{\varepsilon} = \frac{Z_s}{4\pi} \int_s (n' \times f_n(r')) \times \nabla G(r, r') ds' \quad (\text{II. 27})$$

$$\phi_m = \frac{-1}{4\pi j\omega\varepsilon} \int_s \nabla \cdot \bar{f}_n(r') G(r, r') ds' \quad (\text{II. 28})$$

On donne ci-dessous l'organigramme récapitulatif :

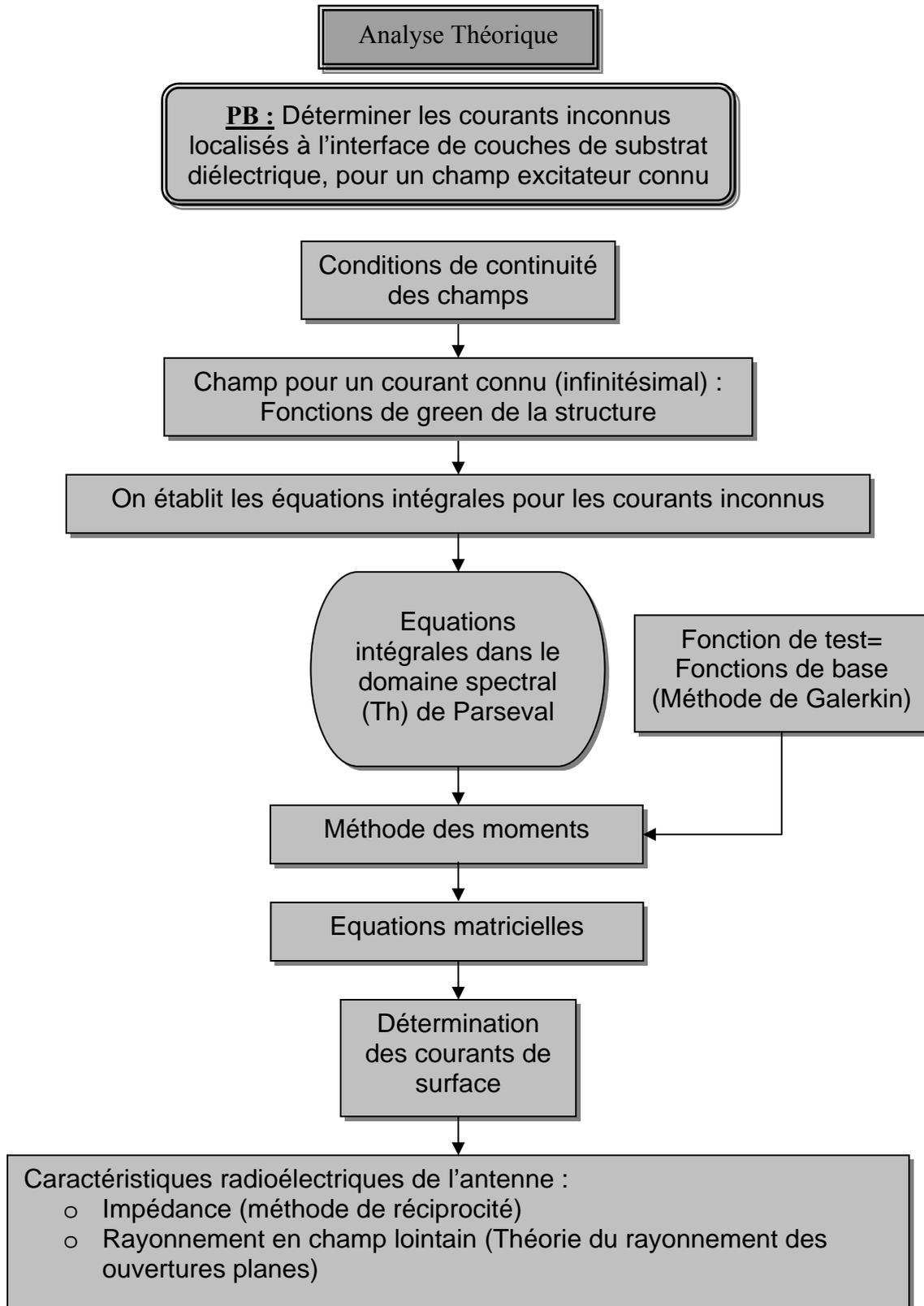


Fig. II.19 : L'organigramme de la méthode des moments

II.3.3 Méthode des éléments finis FEM :

La méthode des éléments finis est une méthode mathématique qui permet la résolution d'équations différentielles. Avec des équations différentielles, il est possible par exemple de décrire le comportement des structures. Ainsi, la résolution des équations de la théorie de l'élasticité permet d'obtenir le comportement de corps solide sous différentes charges, c'est à dire de calculer les contraintes et déformations. Les équations de Laplace permettent de décrire les champs de températures. La résolution des équations de Navier-Stokes nous donne le comportement des fluides et les équations de Maxwell sont une représentation mathématique des champs magnétiques.

La résolution des équations différentielles est possible analytiquement pour des géométries et des cas simples. En revanche, cela devient impossible pour des systèmes complexes, discontinus, que l'on rencontre dans la pratique. C'est pourquoi les formulations permettant une approximation numérique sont plus indiquées. Une méthode s'est montrée particulièrement efficace: la méthode des éléments finis (ou FEM, de l'anglais Finite Element Method).

La méthode des éléments finis a été développée dans les années 60 indépendamment par Argyris (Stuttgart et Londres) et Clough (Berkeley). Tout commence avec les mathématiciens Ritz et Courant. Leur idée est de décrire le comportement global de pièces complexes par des fonctions de départ simple et paramétrées et ce, pour chaque zone du modèle (éléments). La résolution des équations différentielles se transforme alors en résolution d'un système d'équations algébriques contenant les inconnues de ces fonctions simples.

Ces inconnues à résoudre sont suivant le problème un déplacement, une température ou un potentiel magnétique. Les systèmes d'équations peuvent être gigantesques pour des pièces complexes : le nombre d'inconnues peut aller de quelques milliers jusqu'à plusieurs millions. Dans ces conditions, il n'est pas étonnant de constater que la FEM n'a pu se développer que parce des ordinateurs ont permis une puissance de calcul suffisante.

Dans les années 70, les calculs FEM n'étaient présents que dans les grandes entreprises et les centres de calcul, et n'étaient maîtrisés que par des spécialistes. Les logiciels tournaient alors sur des machines énormes, appelées mainframes, que peu de sociétés pouvaient s'offrir. Les résultats étaient ensuite imprimés sur des milliers de feuilles qu'il restait à analyser.

De nos jours, avec l'apparition de stations de travail et de PC bien plus puissants qu'auparavant, des modèles plus conséquents peuvent être traités en moins de temps grâce aux interfaces graphiques qui permettent de préparer le modèle et d'en exploiter les résultats pour un dixième du budget de l'époque. La modélisation étant encore la phase la plus longue, on essaie de plus en plus de partir directement des géométries produites dans la CAO.

La méthode des éléments finis permet aujourd'hui de répondre à de nombreuses questions dans les domaines statiques, dynamiques, thermiques, électromagnétique, fluides, acoustiques, mais aussi lorsque les physiques sont couplées comme par exemple dans le domaine piézoélectrique.

Eléments finis de surface :

La méthode des éléments finis consiste à discrétiser en un grand nombre de mailles élémentaires la surface approchée sur laquelle doit être déterminée la fonction inconnue. Dans notre problème, les inconnues sont les densités de courant. Les fonctions de base de la surface approchée sont linéaires par morceaux et définies au centre de chaque arête de la triangulation (on construit un espace de dimension finie, dont la dimension est le nombre d'arêtes de la triangulation). On s'affranchit ainsi d'une singularité possible des densités de courants aux sommets d'un triangle [25].

Les éléments finis utilisés sont des triangulaires et le maillage réalisé est dit (Dhat et Tousot, 1981) :

- ◆ Conforme : toutes les arêtes ont pour extrémités des sommets du maillage,
- ◆ Non-structuré : aucune expression explicite ne permet de retrouver, simplement grâce à son numéro, à quels éléments un sommet appartient.

Un maillage non-structuré est plus lourd à gérer (il faut reconstruire, à partir d'une topologie, des tableaux contenant les informations manquantes, comme par exemple les

sommets voisins d'un sommet donné). En revanche, on sait générer bien plus facilement des maillages non-structurés de géométrie complexe.

La méthode des éléments finis présente de nombreux avantages. La densité de maillage est variable ce qui permet de discrétiser avec précision des éventuelles singularités sur la géométrie. Les éléments peuvent être paramétriques, en vue de la modélisation de surfaces conformées, et on peut étudier des problèmes 3D avec des maillages 2D. Enfin, il existe de nombreux meilleurs automatiques, aussi la réalisation de maillage de structures planaires est-elle relativement aisée.

II.3.4 Méthode de la Matrice des Lignes de Transmission (TLM) :

La TLM est un processus itératif temporel qui effectue une discrétisation spatiale et permet ainsi, de connaître l'évolution temporelle du champ électromagnétique en chaque point du maillage. Pour effectuer l'étude dans le domaine spectral, la transformée de Fourier rapide a été remplacée par une méthode d'analyse paramétrique reposant sur la méthode de Prony-Pisarenko (PPM) [26]. L'usage conjugué des calculateurs parallèles et de la PPM, a apporté de très importantes améliorations permettant de déterminer dans un large domaine de fréquence et en un seul calcul (avantage du temporel) l'impédance d'entrée, les diagrammes de rayonnement, et les caractéristiques de polarisation d'antennes imprimées.

II.3.5 Méthodes intégrales:

C'est une méthode d'analyse basée sur la résolution d'équations intégrales utilisant la méthode des moments. Dans le domaine cartésien, les éléments rayonnants sont découpés en cellules rectangulaires supportant chacune un courant de forme triangulaire (méthode MPIE : "mixed-potential integral Equation") [27]

II.4 CONCLUSION :

Ce chapitre a permis de détailler l'ensemble des méthodes mathématiques utilisées pour l'analyse des antennes imprimées, une grosse part de ce chapitre revient aux méthodes les plus utilisées y compris la méthode de ligne de transmission, la méthode de cavité, la méthode des différences finies et la méthode des moments.

Pour résumer, les simulateurs peuvent être classés en 3 grandes catégories utilisant des méthodes d'analyse différentes :

- ✚ Les **simulateurs de type circuit**, qui utilisent des modèles équivalents de circuit passif.
- ✚ Les **simulateurs électromagnétiques** dit **2D^{1/2}** qui permettent de résoudre les équations de Maxwell pour des structures composées d'un empilement de couches homogènes.
- ✚ Les **simulateurs 3D**, qui permettent d'étudier n'importe quelle structure tridimensionnelle.

▪ **Simulateurs de type circuit :**

En ce qui concerne ce type de simulateurs, on peut citer CADENCE, MDS, SERENADE et JOMEGA.

JOMEGA par exemple est basé sur la méthode nodale (lois de courant - tension de Kirchoff). Il permet une simulation rapide de circuits complexes comportant des circuits localisés (selfs, capacités...), des éléments distribués représentés par des circuits équivalents (cas des lignes microrubans), et des éléments actifs (transistors..).

Cet outil est bien adapté lorsque les schémas équivalents des circuits sont valables.

▪ **Les simulateurs électromagnétiques**

Les méthodes numériques utilisées peuvent être de différent ordre : la méthode des éléments finis (FEM), des lignes de transmission (TLM), des moments (MOM) ou des différences finies (FDTD) par exemple.

La méthode des moments fait appel à la résolution des équations de Maxwell en 3 dimensions suivant une formulation intégrale. Elle fait intervenir les courants surfaciques induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne microruban ou antenne imprimée par exemple).

De nombreux logiciels basés sur cette méthode $2D^{1/2}$ sont disponibles : **MOMENTUM** de Hewlett – Packard, HFSS, SONNET de Sonnet Software et SAPHIR.

Le troisième chapitre de ce mémoire est consacré à l'application de la méthode de ligne de transmission pour l'analyse de réseaux d'antennes imprimées.

CHAPITRE III

ANALYSE DES RÉSEAUX D'ANTENNES IMPRIMÉES PAR LES MODÈLES EQUIVALENTS

* * * * *

- ❑ INTRODUCTION
- ❑ MÉTHODE DES LIGNES DE TRANSMISSIONS
- ❑ ANALYSE D'UN RÉSEAU D'ANTENNES IMPRIMÉES
ALIMENTÉES PAR LIGNES ADAPTÉES
- ❑ CONCLUSION

« On fait la science avec des faits, comme on fait une maison avec des pierres : mais une accumulation de faits n'est pas plus une science qu'un tas de pierres n'est une maison. Il faut un principe unificateur. »

Henri POINCARÉ

Chapitre III : Analyse des réseaux d'antennes imprimées par les modèles équivalents

III.1 INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent, nous avons traité l'ensemble des moyens théoriques utilisés pour le calcul des caractéristiques radioélectriques (rayonnement, couplage, etc...) des divers types d'antennes, en l'occurrence un réseau d'antennes imprimées. Néanmoins, notre étude a été basée principalement sur les méthodes les plus utilisées tels que : méthode de lignes de transmissions, méthode de cavité, méthodes des moments et méthode des différences finies.

La plupart de ces méthodes nécessitent en générale des calculs numériques longs et fastidieux. A travers ce chapitre, on cherche à concevoir un modèle équivalent simple et précis basé sur la méthode des lignes de transmissions, qui permet de tenir compte de l'ensemble des caractéristiques géométriques, électriques et technologiques des antennes et de leurs alimentations. Pour rendre ce modèle équivalent rigoureux, il est nécessaire de tenir compte de l'adaptation de l'alimentation à l'élément rayonnant. Pour cela, et à partir de la théorie des lignes de transmissions, la conception de l'alimentation en régime d'ondes progressives sera effectuée.

La première partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation de la méthode des lignes de transmissions. Cette méthode sera par la suite appliquée au cas d'un réseau rectiligne d'antennes imprimées pour établir son modèle équivalent. Deux configurations d'alimentations du réseau (à l'extrémité et au centre) ont été étudiées.

III.2 MODÈLE DES LIGNES DE TRANSMISSIONS :

Les antennes microrubans deviennent de plus en plus populaires. Donc le besoin de modèles précis se développe.

Le modèle des lignes de transmissions consiste à représenter l'antenne par une section de ligne de transmission terminée aux deux extrémités par une admittance de rayonnement Y_T . Une représentation générale de trois-ports est montrée sur la figure III.1. Selon la structure particulière d'alimentation, le modèle montré doit être prolongé aux ports appropriés d'entrée. Par exemple, dans le cas d'une antenne alimentée par une sonde, où $I_1=I_2=0$, une inductance en série doit être ajoutée au port 3.

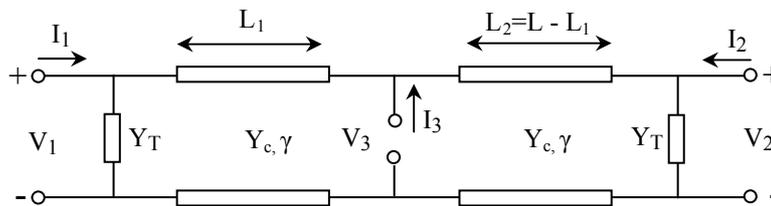


Fig. III. 1 : Modèle des lignes de transmissions représenté par trois ports

Munson [28] a publié le premier modèle de ligne de transmission. Il propose $Y_T=W.y_s$, où y_s est l'admittance par unité de longueur d'une fente ayant une longueur infinie et une largeur égale à l'épaisseur h du substrat.

Ce modèle a l'avantage de rapporter des expressions très simples pour la partie réelle et imaginaire de Y_T , mais il a trois imperfections importantes:

1. les expressions utilisées pour Y_T sont imprécises surtout pour les antennes de faibles dimensions.
2. le couplage mutuel entre les fentes rayonnantes est négligé.
3. l'influence des fentes latérales sur la conductance de rayonnement est négligée aussi.

Derneryd [29, 30] a en partie corrigé les deux premiers points de ces imperfections:

- a) Pour déterminer la conductance $G_T = \text{Re}(Y_T)$, il considère les deux fentes principales avec une excitation et une largeur négligeable. Il trouve une expression intégrale pour G_T , pour laquelle une solution analytique approximative a été donnée par **Lier [31]**. Le modèle de **Derneryd** corrige les deux premières imperfections de la référence [28] pour les fentes latérales sur G_T .
- b) pour déterminer la susceptance $B_T = \text{Im}(Y_T)$, **Derneryd** considère ce paramètre égal à la susceptance de la ligne microruban constituée par l'antenne. Ceci corrige seulement la première imperfection de la référence 1 pour la partie imaginaire de Y_T .

Pues [32] a proposé un modèle de ligne de transmission amélioré qui corrige les trois imperfections de la référence [28] et a une large gamme de validité. Le circuit électrique équivalent de ce modèle est représenté par la figure III.2. Dans ce réseau, Y_S est l'admittance équivalente des fentes principales et Y_m est leur admittance mutuelle. On peut voir que le couplage mutuel est pris en considération par les générateurs de courants dépendants de tension.

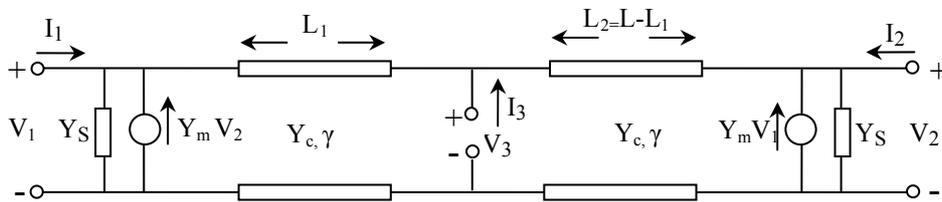


Fig. III. 2 : Modèle des lignes de transmission améliorée

La matrice admittance de ce modèle est donnée par :

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_s + Y_c \coth(\gamma L_1) & -Y_m & -Y_c \operatorname{csch}(\gamma L_1) \\ -Y_m & Y_s + Y_c \coth(\gamma L_2) & -Y_c \operatorname{csch}(\gamma L_2) \\ -Y_c \operatorname{csch}(\gamma L_1) & -Y_c \operatorname{csch}(\gamma L_2) & Y_c \coth(\gamma L_1) + Y_c \coth(\gamma L_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 1})$$

où le $\coth(z)$ et le $\operatorname{csch}(z)$ sont respectivement les fonctions cotangente et cosécante hyperboliques complexes de l'argument z ; Y_c est l'admittance caractéristique de la ligne de

transmission constituée par l'élément rayonnant ; et $\gamma = \alpha + j\beta$ est la constante de propagation complexe de cette ligne. Par conséquent, les pertes métalliques et diélectriques de l'antenne sont prises en considération par la constante d'atténuation α de la ligne de transmission du modèle.

S'il y a seulement un point d'alimentation, par exemple si l'antenne est alimentée à son extrémité par une ligne microruban, et si on néglige le couplage entre les deux fentes rayonnantes, le modèle électrique équivalent se simplifie comme le montre la figure III.3.

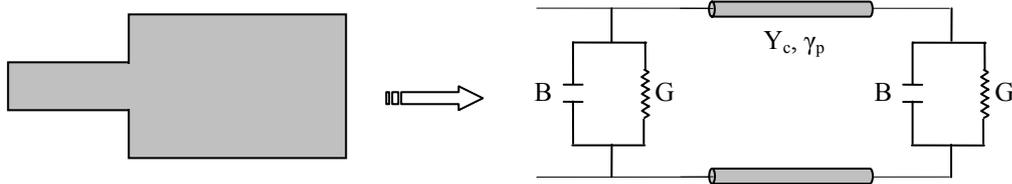


Fig. III. 3 : *Modèle électrique équivalent d'une antenne imprimée rectangulaire*

Deux fentes rayonnantes sont modélisées par des admittances équivalentes parallèles Y_S de conductance G et de susceptance B , telle que :

$$Y_S = G + jB \quad (III. 2)$$

Où :

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad \text{pour} \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (III. 3)$$

$$B = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] \quad \text{pour} \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (III. 4)$$

Avec :

λ_0 est la longueur d'onde dans le vide.

Après cette présentation du modèle des lignes de transmissions pour une antenne simple, nous allons, dans le paragraphe suivant, appliquer ce modèle équivalent aux réseaux d'antennes imprimées alimentées par lignes adaptées.

III.3 ANALYSE D'UN RESEAU D'ANTENNES IMPRIMEES ALIMENTEES PAR LIGNES ADAPTEES :

L'analyse d'un réseau d'antennes imprimées consiste à évaluer, par des formules approchées, le champ rayonné, connaissant la loi l'excitation des éléments qui le composent. Ces formules permettent de rendre compte de façon précise de l'évolution des paramètres sur le rayonnement.

L'analyse d'un réseau d'antennes à l'aide de modèles rigoureux nécessite des calculs longs et fastidieux. Nous allons donc utiliser un modèle équivalent simple mais précis (modèle des lignes de transmissions) pouvant être intégré à des systèmes de conception assistée par ordinateur appliqués à ces antennes. Afin de rendre ce modèle équivalent utilisé rigoureux nous allons tenir compte de l'adaptation de l'alimentation à l'élément rayonnant.

Considérons un réseau rectiligne constitué de N antennes déposées suivant l'axe Ox (Figure III.4). La modélisation de ce réseau consiste à modéliser ses différents éléments (sources rayonnantes et système d'alimentation) par des circuits électriques équivalents pour aboutir à une modélisation complète de tout le réseau. Cette modélisation permet d'élaborer une formulation du champ rayonné par le réseau.

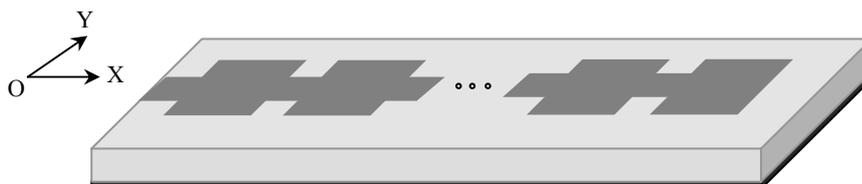


Fig. III. 4 : Réseau rectiligne à N antennes imprimées

III.3.1 Modélisation de la ligne d'alimentation :

Considérons une ligne microruban de longueur L_g et de largeur W déposée sur un substrat diélectrique d'épaisseur h et de permittivité relative ϵ_r (Figure III.5) dont la face inférieure est complètement métallisée et qui constitue le plan de masse.

La ligne d'alimentation peut être modélisée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 , de permittivité équivalente ϵ_{eq} et de constante de propagation complexe γ_g (Figure III.5).

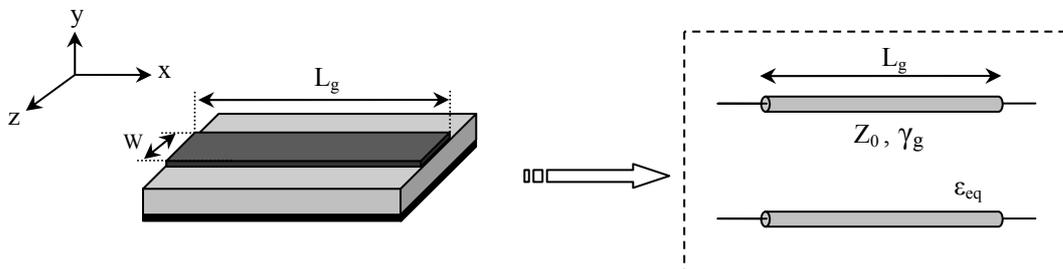


Fig. III. 5 : Modélisation de la ligne d'alimentation par une ligne de transmission

Représentation en quadripôle : ce tronçon de ligne peut être représenté comme un quadripôle comme l'illustre la figure III.6.

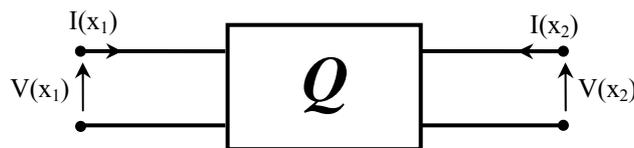


Fig. III. 6 : Ligne de transmission considérée Comme un quadripôle

La matrice chaîne de ce quadripôle s'écrit :

$$[A_g] = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_g L_g) & \frac{1}{Y_0} \sinh(\gamma_g L_g) \\ -Y_0 \sinh(\gamma_g L_g) & -\cosh(\gamma_g L_g) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 5})$$

Avec :

L_g : longueur de la ligne d'alimentation

Y_0 : Admittance caractéristique de la ligne d'alimentation.

III.3.2 Modélisation de l'élément rayonnant :

Comme nous avons déjà vu dans le paragraphe III.2, l'élément rayonnant peut être modélisé par une ligne de transmission de longueur L et de constante de propagation γ_p chargée à ces deux extrémités par des admittances équivalentes en parallèle Y_s de conductance G et de susceptance B telle que représenté sur la figure III.7.

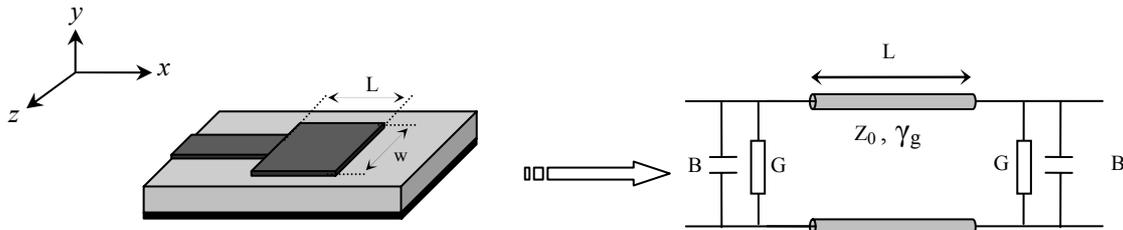


Fig. III. 7: Modélisation de l'antenne par son circuit électrique équivalent

La matrice chaîne du quadripôle précédent s'écrit [9]:

$$[A_p] = \begin{bmatrix} Y_S \sinh(\gamma_p L) + Y_C \cosh(\gamma_p L) & \sinh(\gamma_p L) \\ -[Y_S^2 + Y_C^2] \sinh(\gamma_p L) + 2 Y_S Y_C \cosh(\gamma_p L) & -Y_S \sinh(\gamma_p L) - Y_C \cosh(\gamma_p L) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 6})$$

Après avoir modélisé la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant par des modèles électriques équivalents, on peut maintenant trouver le modèle électrique équivalent complet d'un réseau rectiligne d'antennes imprimées. On se propose d'étudier deux géométries de réseaux rectilignes selon l'emplacement de l'alimentation principale :

- ✚ Réseau rectiligne alimenté à son extrémité : nous allons traiter ce type de réseau dans le paragraphe suivant.
- ✚ Réseau rectiligne alimenté au centre : sera objet du quatrième chapitre.

III.3.3 Modélisation d'un réseau rectiligne alimenté à l'extrémité :

Considérons un réseau rectiligne constitué de N antennes rectangulaires, alimentées en série à son extrémité par une source de tension et l'autre extrémité est fermée sur une charge Z_0 évitant tout phénomène d'ondes stationnaires en supprimant les réflexions à l'extrémité du réseau. On parle donc d'un fonctionnement en régime d'ondes progressives. Les éléments rayonnants sont positionnés périodiquement avec un pas dm (la figure III.8).

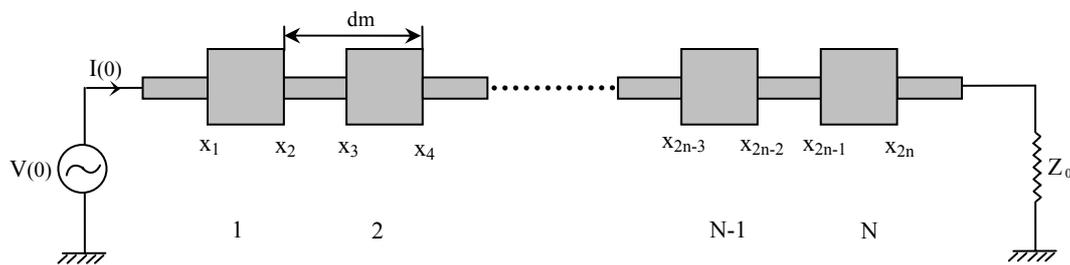


Fig. III. 8 : Réseau rectiligne de N éléments alimenté à l'extrémité

Avec :

- N : Nombre d'antennes imprimées ;
- $V(0)$: source de tension ;
- Z_0 : charge d'adaptation ;
- X_{2i-1} : abscisse désignant l'entrée de l'antenne i ;
- X_{2i} : abscisse désignant la sortie de l'antenne i ;

Le circuit électrique équivalent modélisant ce réseau sans tenir compte des adaptations au niveau de chaque élément est schématisé par la figure III.9 :

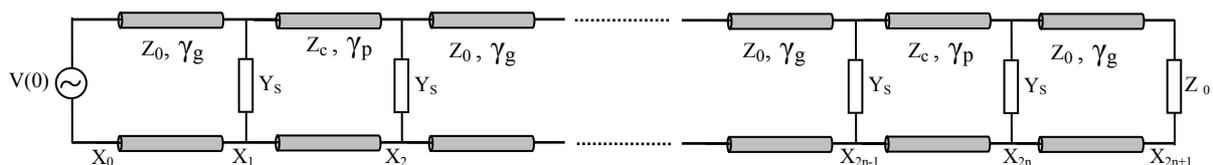


Fig. III. 9 : Modèle électrique équivalent d'un réseau d'antennes de N éléments

Afin de rendre ce modèle électrique équivalent rigoureux, nous allons tenir compte de l'adaptation de l'alimentation à l'élément rayonnant en utilisant des transformateurs quart d'onde. L'intérêt d'insérer ces transformateurs quart d'onde entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation est, d'une part, de réaliser une transformation successive d'impédance nécessaire pour qu'il y a une adaptation à tous les points du réseau et d'autre part de réaliser l'adaptation de l'alimentation à l'élément rayonnant.

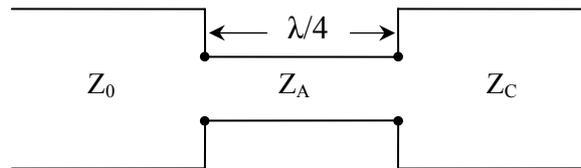


Fig. III. 10 : Schéma d'un inverseur d'impédance

$$Z_0 = Z_A \frac{Z_C + j Z_A \operatorname{tg}(\beta L)}{Z_A + j Z_C \operatorname{tg}(\beta L)} \quad (\text{III. 7})$$

Pour : $L = \frac{\lambda}{4}$ et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \Rightarrow \beta L = \pi/2$

donc : $Z_A^2 = Z_C \cdot Z_0$

Après avoir pris en considération l'adaptation de l'alimentation à l'élément rayonnant, le modèle électrique équivalent du réseau rectiligne de N antennes imprimées rectangulaires devient :

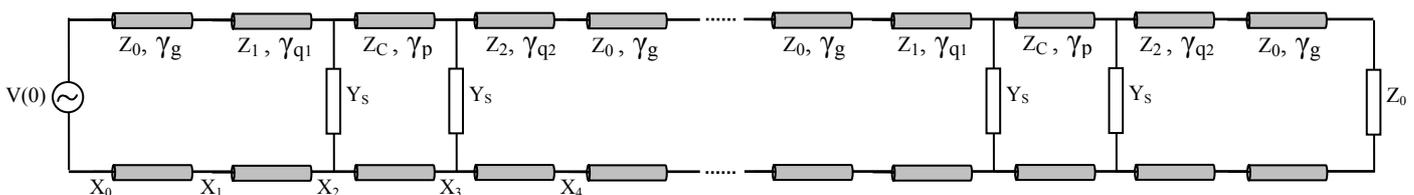


Fig. III. 11 : Circuit électrique équivalent d'un réseau constitué de N éléments.

Avec (annexe 4) : $Z_1 = \frac{Z_0}{Y_C + Y_S}$ et $Z_2 = \frac{Z_0}{Y_C - Y_S}$

Z_1, Z_2 : représentent respectivement l'impédance caractéristique des tronçons d'adaptation.
 γ_{q1}, γ_{q2} : représentent respectivement les constantes de propagation dans les tronçons d'adaptation.

Prenons le cas d'un réseau d'antennes imprimées rectangulaires constitué de deux éléments :

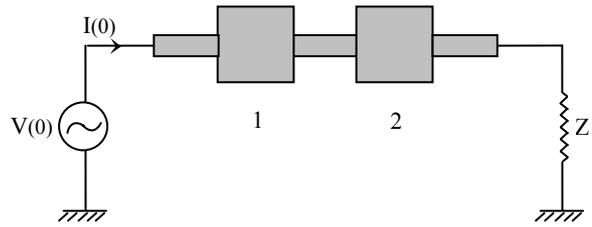


Fig. III. 12 : Réseau rectiligne constitué de deux éléments

Ce réseau va se comporter comme un circuit équivalent à celui de la figure suivante :

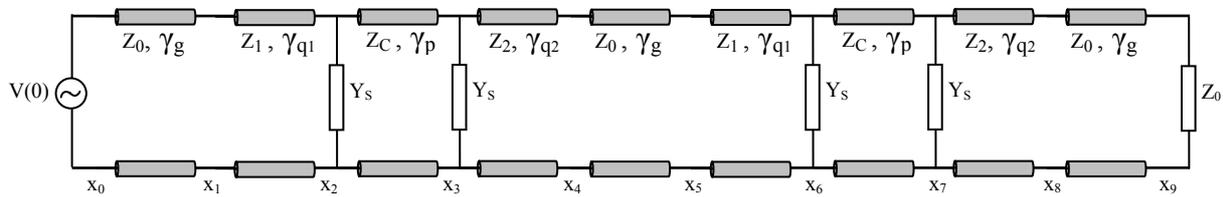


Fig. III. 13 : Schéma électrique équivalent d'un réseau constitué de deux éléments

Le réseau fonction en mode de propagation progressif, de ce fait, et d'après la théorie des lignes de transmission, les matrices chaînes de l'antenne et celle de la ligne d'alimentation deviennent :

☑ Matrice chaîne de la ligne d'alimentation :

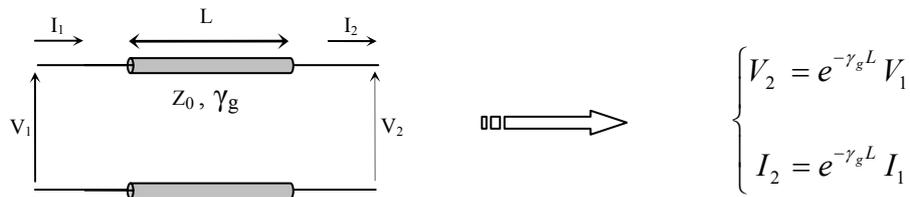


Fig. III. 14 : Modèle équivalent de la ligne microruban en ondes progressives

alors la matrice chaîne de la ligne d'alimentation est :

$$[A_l] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_g L} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_g L} \end{bmatrix} \quad \text{(III. 8)}$$

☑ Matrice chaîne de l'antenne microruban :

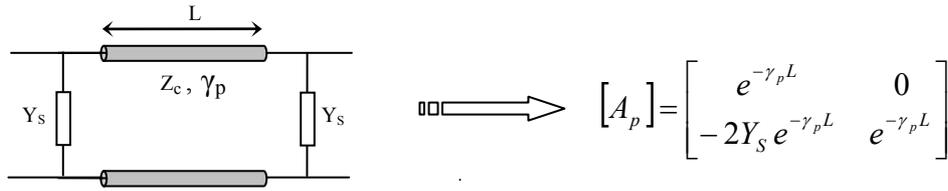


Fig. III. 15 : Modèle électrique de l'élément rayonnant

☑ De même, la matrice chaîne du premier transformateur d'impédance:

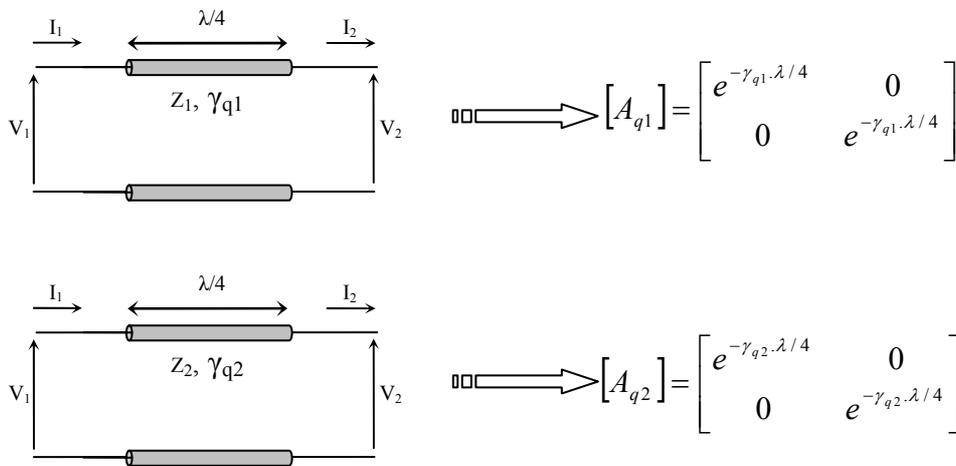


Fig. III. 16 : Les transformateurs quart d'onde ajoutés

Ces matrices chaînes nous permettent de déterminer le courant d'excitation à chaque point de réseau et en particulier à l'entrée de chaque élément rayonnant de ce réseau.

De ce fait, on obtient les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 I(x_1) &= e^{-\gamma_g x_1} I(x_0) && \text{avec } I(x_0) = I(0) \\
 I(x_1) &= e^{-\gamma_g x_1} I(0) \\
 I(x_2) &= e^{-\gamma_{q1}(x_2-x_1)} I(x_1) \\
 I(x_2) &= e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1 - \gamma_{q1}x_2} I(0) \\
 I(x_3) &= e^{-\gamma_p(x_3-x_2)} [I(x_2) - 2Y_s V(x_2)] \\
 I(x_3) &= e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1 - (\gamma_{q1}-\gamma_p)x_2 - \gamma_p x_3} [I(0) - 2Y_s V(0)] \\
 I(x_4) &= e^{-\gamma_{q2}(x_4-x_3)} I(x_3) \\
 I(x_4) &= e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1 - (\gamma_{q1}-\gamma_p)x_2 + (\gamma_{q2}-\gamma_p)x_3 - \gamma_{q2}x_4} [I(0) - 2Y_s V(0)]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I(x_5) &= e^{-\gamma_g(x_5-x_4)} I(x_4) \\
 I(x_5) &= e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_2+(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_3-(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_4-\gamma_g x_5} [I(0) - 2Y_s V(0)] \\
 I(x_6) &= e^{-\gamma_{q1}(x_6-x_5)} I(x_5) \\
 I(x_6) &= e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_2+(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_3-(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_4+(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_5-\gamma_{q1}x_6} [I(0) - 2Y_s V(0)] \\
 I(x_7) &= e^{-\gamma_p(x_7-x_6)} [I(x_6) - 2Y_s V(x_6)] \\
 I(x_7) &= e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_2+\dots+(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_4+(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_5-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_6-\gamma_p x_7} [I(0) - 4Y_s V(0)] \\
 I(x_8) &= e^{-\gamma_{q2}(x_8-x_7)} I(x_7) \\
 I(x_8) &= e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_2+\dots+(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_5-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_6+(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_7-\gamma_{q2}x_8} [I(0) - 4Y_s V(0)]
 \end{aligned}$$

On s'intéresse juste aux courants d'indice (4i-2). Donc, dans le cas général, le courant d'excitation à l'entrée du i^{ème} élément s'écrit :

$$I(x_{4i-2}) = e^\Psi e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4i-3}-\gamma_{q1}x_{4i-2}} [I(0) - 2(i-1)Y_s V(0)] \quad \text{(III. 9)}$$

avec:

$$\Psi = \sum_{m=1}^{i-1} (\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4m-3} - (\gamma_{q1}-\gamma_p)x_{4m-2} + (\gamma_{q2}-\gamma_p)x_{4m-1} - (\gamma_{q2}-\gamma_g)x_{4m} \quad i = 1, \dots, N$$

$$V(0) = Z_e I(0)$$

avec : Z_e représente l'impédance d'entrée du réseau.

d'où la forme générale du courant d'excitation à l'entrée du i^{ème} élément :

$$I(x_{4i-2}) = e^\Psi e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4i-3}-\gamma_{q1}x_{4i-2}} [1 - 2(i-1)Y_s Z_e] I(0) \quad \text{(III. 10)}$$

avec:

$$\Psi = \sum_{m=1}^{i-1} (\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4m-3} - (\gamma_{q1}-\gamma_p)x_{4m-2} + (\gamma_{q2}-\gamma_p)x_{4m-1} - (\gamma_{q2}-\gamma_g)x_{4m} \quad i = 1, \dots, N$$

Le diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne de N antennes élémentaires est donné par :

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N W_{4i-2} e^{jk \sin \theta \cos \varphi x_{4i-2}} \quad \text{(III. 11)}$$

avec : $W_{4i-2} = I_{4i-2}$: est l'excitation complexe à l'entrée du i^{ème} élément.

En remplaçant le courant d'excitation des éléments rayonnants par sa valeur dans la formule précédente, le diagramme de rayonnement du réseau rectiligne devient donc :

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N e^{j \sum_{m=1}^{i-1} (\gamma_{q1} - \gamma_g) x_{4m-3} - (\gamma_{q1} - \gamma_p) x_{4m-2} + (\gamma_{q2} - \gamma_p) x_{4m-1} - (\gamma_{q2} - \gamma_g) x_{4m}} \cdot e^{(\gamma_{q1} - \gamma_g) x_{4i-3} - \gamma_{q1} x_{4i-2}} \cdot e^{jk_0 \sin \theta \cos \varphi x_{4i-2}} [1 - 2(i-1)Y_s Z_e] I(0) \quad (\text{III. 12})$$

$i = 1, \dots, N$

Détermination de l'impédance d'entrée :

Prenons toujours le cas d'un réseau constitué de deux antennes imprimées. Pour calculer l'impédance d'entrée, il est nécessaire d'utiliser le circuit électrique équivalent de ce réseau (Figure III.17).

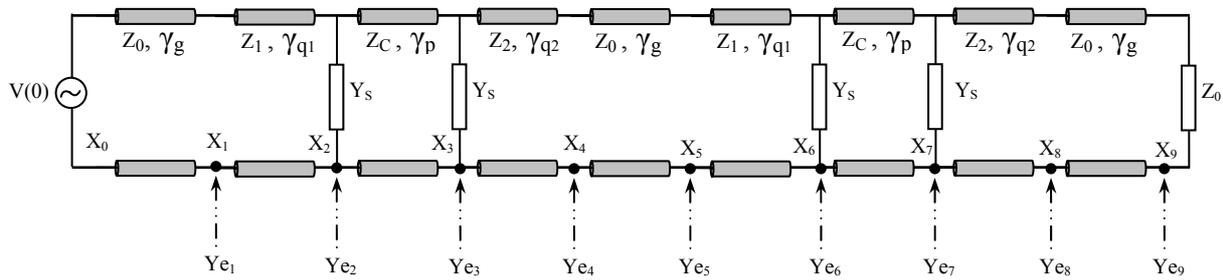


Fig. III. 17 : Admittance d'entrée d'un réseau de deux éléments rayonnants

La théorie des lignes de transmission permet de déterminer la valeur de l'admittance ramenée Y_R au bout d'une longueur L de ligne en fonction de l'admittance caractéristique Y_C de la ligne et de l'admittance de charge de la ligne Y_L :

$$Y_R = Y_C \frac{Y_L + j Y_C \operatorname{tg} \beta L}{Y_C + j Y_L \operatorname{tg} \beta L} \quad (\text{III. 13})$$

$$\text{où: } \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Ainsi, on peut noter que pour des valeurs remarquables de longueurs de lignes l'expression (III.13) se simplifie :

$$\text{pour } l = \frac{\lambda}{4} \quad \text{on a} \quad Y_r = \frac{Y_C^2}{Y_L}$$

On peut donc extraire la valeur de l'admittance d'entrée à chaque point du réseau. L'admittance d'entrée au point x_8 peut alors être calculée, en utilisant l'expression (III.13) comme suit :

$$Y_{e8} = Y_0 \frac{Y_0 + j Y_0 \tanh(\gamma_g (x_9 - x_8))}{Y_0 + j Y_0 \tanh(\gamma_g (x_9 - x_8))} = Y_0 \quad (\text{III. 14})$$

De la même manière on peut évaluer la valeur de l'admittance d'entrée aux différents autres points du réseau. Les expressions de l'admittance d'entrée obtenues peuvent s'écrire :

$$Y_{e7} = Y_S + Y_2 \frac{Y_{e8} + Y_2 \tanh(\gamma_{q2} (x_8 - x_7))}{Y_2 + Y_{e8} \tanh(\gamma_{q2} (x_8 - x_7))} \quad (\text{III. 15})$$

$$Y_{e6} = Y_S + Y_C \frac{Y_{e7} + Y_C \tanh(\gamma_p (x_7 - x_6))}{Y_C + Y_{e7} \tanh(\gamma_p (x_7 - x_6))} \quad (\text{III. 16})$$

$$Y_{e5} = Y_1 \frac{Y_{e6} + Y_1 \tanh(\gamma_{q1} (x_6 - x_5))}{Y_1 + Y_{e6} \tanh(\gamma_{q1} (x_6 - x_5))} \quad (\text{III. 17})$$

$$Y_{e4} = Y_0 \frac{Y_{e5} + Y_0 \tanh(\gamma_g (x_5 - x_4))}{Y_0 + Y_{e5} \tanh(\gamma_g (x_5 - x_4))} \quad (\text{III. 18})$$

$$Y_{e3} = Y_S + Y_2 \frac{Y_{e4} + Y_2 \tanh(\gamma_{q2} (x_4 - x_3))}{Y_2 + Y_{e4} \tanh(\gamma_{q2} (x_4 - x_3))} \quad (\text{III. 19})$$

$$Y_{e2} = Y_S + Y_C \frac{Y_{e3} + Y_C \tanh(\gamma_p (x_3 - x_2))}{Y_C + Y_{e3} \tanh(\gamma_p (x_3 - x_2))} \quad (\text{III. 20})$$

$$Y_{e1} = Y_1 \frac{Y_{e2} + Y_1 \tanh(\gamma_{q1} (x_2 - x_1))}{Y_1 + Y_{e2} \tanh(\gamma_{q1} (x_2 - x_1))} \quad (\text{III. 21})$$

$$Y_e = Y_0 \frac{Y_{e1} + Y_0 \tanh(\gamma_g x_1)}{Y_0 + Y_{e1} \tanh(\gamma_g x_1)} \quad (\text{III. 22})$$

avec: γ_g , γ_p , γ_{q1} et γ_{q2} représentent respectivement les constantes de propagation complexe dans la ligne d'alimentation, dans l'élément rayonnant et dans les transformateurs quart d'onde 1 et 2 :

$$\begin{cases} \gamma_g = \alpha_g + j.k_g \\ \gamma_p = \alpha_p + j.k_p \\ \gamma_{q1} = \alpha_{q1} + j.k_{q1} \\ \gamma_{q2} = \alpha_{q2} + j.k_{q2} \end{cases} \quad (\text{III. 23})$$

avec :

- α_g , α_p , α_{q1} et α_{q2} représentent les facteurs d'atténuation dus aux pertes diélectriques et métalliques.
- k_g , k_p , k_{q1} et k_{q2} représentent respectivement les constantes de propagation guidée le long de la ligne d'alimentation, de l'antenne et des deux transformateurs quart d'onde.

On peut distinguer deux cas :

- Cas sans pertes,
- Cas avec pertes.

III.3.3.1 Cas sans pertes :

Dans ce cas, les pertes dans les conducteurs métalliques et dans le substrat diélectrique sont négligées.

$$\alpha_g = \alpha_p = \alpha_{q1} = \alpha_{q2} = 0$$

donc : $\gamma_g = jk_g$; $\gamma_p = jk_p$; $\gamma_{q1} = jk_{q1}$; $\gamma_{q2} = jk_{q2}$.

De ce fait, les expressions de l'impédance d'entrée et du diagramme de rayonnement se simplifient.

L'expression du diagramme de rayonnement est alors donnée par :

$$F_S(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{F_{Smax}} \sum_{i=1}^N e^{j(\Psi_1 + \Psi_2)} [1 - 2(i-1)Y_S Ze] e^{jk_0 \sin\theta \cos\varphi x_{4i-2}} I(0) \quad (\text{III. 24})$$

avec:
$$\Psi_1 = \sum_{m=1}^i (k_{q1} - k_g) x_{4m-3} - (k_{q1} - k_p) x_{4m-2} + (k_{q2} - k_p) x_{4m-1} - (k_{q2} - k_g) x_{4m}$$

$$\Psi_2 = (k_{q1} - k_g) x_{4i-3} - k_{q1} x_{4i-2}$$

$f(\theta, \varphi)$: est la fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne microruban.

F_{Smax} : représente le maximum de rayonnement.

III.3.3.2 Cas avec pertes :

Pour calculer correctement l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement du réseau rectiligne, il est nécessaire de prendre en compte les pertes dans le diélectrique et dans le conducteur (**Annexe 2**). Donc les facteurs d'atténuation $\alpha_p, \alpha_g, \alpha_{q1}, \alpha_{q2}$, sont pris en considération.

L'expression du diagramme de rayonnement devient alors :

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N e^{\Psi_1 + j\Psi_2} e^{\Psi_3 + j\Psi_4} [1 - 2(i-1)Y_s Z_e] e^{jk_0 \sin\theta \cos\varphi x_{4i-2}} I(0) \quad (\text{III. 25})$$

avec:

$$\Psi_1 = \sum_{m=1}^{i-1} (\alpha_{q1} - \alpha_g) x_{4m-3} - (\alpha_{q1} - \alpha_p) x_{4m-2} + (\alpha_{q2} - \alpha_p) x_{4m-1} - (\alpha_{q2} - \alpha_g) x_{4m}$$

$$\Psi_2 = \sum_{m=1}^{i-1} (k_{q1} - k_g) x_{4m-3} - (k_{q1} - k_p) x_{4m-2} + (k_{q2} - k_p) x_{4m-1} - (k_{q2} - k_g) x_{4m}$$

$$\Psi_3 = (\alpha_{q1} - \alpha_g) x_{4i-3} - \alpha_{q1} x_{4i-2}$$

$$\Psi_4 = (k_{q1} - k_g) x_{4i-3} - k_{q1} x_{4i-2}$$

Après avoir traité le cas des réseaux d'antennes imprimées alimentés à l'extrémité, nous allons aborder dans le paragraphe suivant le cas des réseaux d'antennes imprimées alimentés au centre.

III.3.4 Modélisation d'un réseau rectiligne alimenté au centre :

On considère le cas d'un réseau d'antennes constitué de huit éléments alimenté au centre par un générateur de tension $V(0)$ et chargé à ses deux extrémités par une charge Z_0 comme le montre la figure III.18.

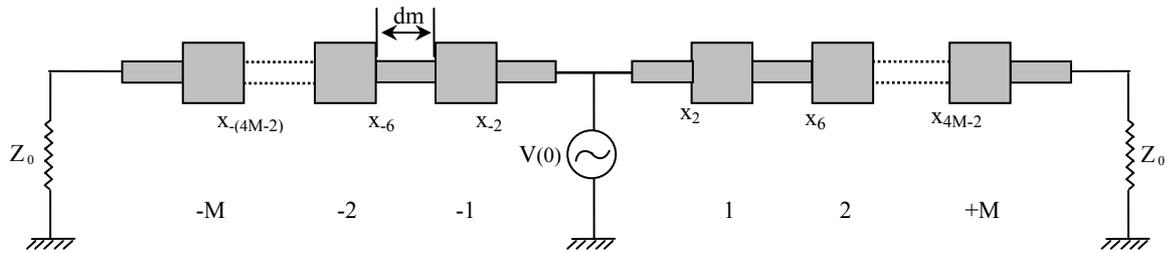


Fig. III. 18 : Réseau rectiligne d'antennes imprimées alimenté au centre

De la même manière que pour le cas de réseau d'antennes alimenté à l'extrémité, le réseau rectiligne de la figure précédente peut être remplacé par un circuit électrique équivalent qui nous permet de déterminer la loi d'alimentation en chaque point du réseau.

Pour les $x > 0$, il en découle les expressions suivantes:

$$I(x_2) = e^{-\gamma_{q1}(x_2 - x_1)} I(x_1)$$

$$I(x_2) = e^{(\gamma_{q1} - \gamma_g)x_1 - \gamma_{q1}x_2} I(0)$$

$$I(x_6) = e^{-\gamma_{q1}(x_6 - x_5)} I(x_5)$$

$$I(x_6) = e^{(\gamma_{q1} - \gamma_g)x_1 - (\gamma_{q1} - \gamma_p)x_2 + (\gamma_{q2} - \gamma_p)x_3 - (\gamma_{q2} - \gamma_g)x_4 + (\gamma_{q1} - \gamma_g)x_5 - \gamma_{q1}x_6} [I(0) - 2Y_s V(0)]$$

$$I(x_{10}) = e^{-\gamma_{q1}(x_{10} - x_9)} I(x_9)$$

$$I(x_{10}) = e^{(\gamma_{q1} - \gamma_g)x_1 - \dots - (\gamma_{q1} - \gamma_p)x_6 + (\gamma_{q2} - \gamma_p)x_7 - (\gamma_{q2} - \gamma_g)x_8 + (\gamma_{q1} - \gamma_g)x_9 - \gamma_{q1}x_{10}} [I(0) - 4Y_s V(0)]$$

$$I(x_{14}) = e^{-\gamma_{q1}(x_{14} - x_{13})} I(x_{13})$$

$$I(x_{14}) = e^{(\gamma_{q1} - \gamma_g)x_1 - \dots - (\gamma_{q1} - \gamma_p)x_{11} + (\gamma_{q2} - \gamma_p)x_{11} - (\gamma_{q2} - \gamma_g)x_{12} + (\gamma_{q1} - \gamma_g)x_{13} - \gamma_{q1}x_{14}} [I(0) - 6Y_s V(0)]$$

⋮

$$I(x_{4i-2}) = e^{\sum_{m=1}^{i-1} (\gamma_{q1} - \gamma_g)x_{4m-3} - (\gamma_{q1} - \gamma_p)x_{4m-2} + (\gamma_{q2} - \gamma_p)x_{4m-1} - (\gamma_{q2} - \gamma_g)x_{4m}} e^{(\gamma_{q1} - \gamma_g)x_{4i-3} - \gamma_{q1}x_{4i-2}} [I(0) - 2(i-1)Y_s V(0)]$$

Pour les $x < 0$, on a :

$$\begin{aligned}
 I(x_{-2}) &= e^{-\gamma_{q1}(x_{-2}-x_{-1})} I(x_{-1}) \\
 I(x_{-2}) &= e^{-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1+\gamma_{q1}x_2} I(0) \\
 I(x_{-6}) &= e^{-\gamma_{q1}(x_{-6}-x_{-5})} I(x_{-5}) \\
 I(x_{-6}) &= e^{-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1+(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_2-(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_3+(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_4-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_5+\gamma_{q1}x_6} [I(0) - 2Y_s V(0)] \\
 I(x_{-10}) &= e^{-\gamma_{q1}(x_{-10}-x_{-9})} I(x_{-9}) \\
 I(x_{-10}) &= e^{-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1+\dots+(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_6-(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_7+(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_8-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_9+\gamma_{q1}x_{10}} [I(0) - 4Y_s V(0)] \\
 I(x_{-14}) &= e^{-\gamma_{q1}(x_{-14}-x_{-13})} I(x_{-13}) \\
 I(x_{-14}) &= e^{-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_1+\dots+(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_{11}-(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_{11}+(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_{12}-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{13}+\gamma_{q1}x_{14}} [I(0) - 6Y_s V(0)] \\
 &\vdots \\
 I(x_{-(4i-2)}) &= e^{-\sum_{m=1}^{i-1}(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4m-3}-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_{4m-2}+(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_{4m-1}-(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_{4m}} e^{-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4i-3}+\gamma_{q1}x_{4i-2}} [I(0) - 2(i-1)Y_s V(0)]
 \end{aligned}$$

Le diagramme de rayonnement sera donc défini par l'expression suivante :

$$F_S(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \left[\sum_{i=1}^M I(x_{4i-2}) e^{\Psi_1} + \sum_{i=1}^M I(x_{-(4i-2)}) e^{\Psi_2} \right] \quad (\text{III. 26})$$

Avec :

$$I(x_{4i-2}) = e^{\sum_{m=1}^{i-1}(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4m-3}-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_{4m-2}+(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_{4m-1}-(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_{4m}} e^{(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4i-3}-\gamma_{q1}x_{4i-2}} [I(0) - 2(i-1)Y_s V(0)]$$

$$I(x_{-(4i+2)}) = e^{-\sum_{m=1}^{i-1}(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4m-3}-(\gamma_{q1}-\gamma_p)x_{4m-2}+(\gamma_{q2}-\gamma_p)x_{4m-1}-(\gamma_{q2}-\gamma_g)x_{4m}} e^{-(\gamma_{q1}-\gamma_g)x_{4i-3}+\gamma_{q1}x_{4i-2}} [I(0) - 2(i-1)Y_s V(0)]$$

$$\Psi_1 = e^{jk_0 \sin \theta \cos \varphi x_{4i-2}}$$

$$\Psi_2 = e^{jk_0 \sin \theta \cos \varphi x_{-(4i+2)}}$$

On distingue deux cas :

- Cas sans pertes
- Cas avec pertes

III.3.4.1 Cas sans pertes :

Dans le cas où on néglige les pertes dans le diélectrique et dans le conducteur, le diagramme de rayonnement s'écrit:

$$F_S(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{F_{Smax}} \left[\sum_{i=1}^M e^{j(\Psi_1 + \Psi_2)} + \sum_{i=1}^M e^{-j(\Psi_1 + \Psi_2)} \right] (1 - 2(i-1)Y_S Ze) I(0) \quad (\text{III. 27})$$

Avec :

$$\Psi_1 = \left(\sum_{m=1}^{i-1} (k_{q1} - k_g) x_{4m-3} - (k_{q1} - k_p) x_{4m-2} + (k_{q2} - k_p) x_{4m-1} - (k_{q2} - k_g) x_{4m} \right) + (k_{q1} - k_g) x_{4i-3} - k_{q1} x_{4i-2}$$

$$\Psi_2 = k_0 \sin \theta \cos \varphi x_{4i-2}$$

L'expression du diagramme de rayonnement devient alors :

$$F_S(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{F_{Smax}} \left[\sum_{i=1}^M 2 \cos(\Psi_1 + \Psi_2) (1 - 2(i-1)Y_S Ze) I(0) \right] \quad (\text{III. 28})$$

III.3.4.2 Cas avec pertes :

Dans le cas réel, où les pertes métalliques et dans le diélectrique dans les différents éléments du réseau ne sont pas négligées, le diagramme de rayonnement du réseau rectiligne alimenté au centre devient :

$$F_S(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{F_{Smax}} \left[\sum_{i=1}^M \left(e^{\Psi_1 + j(\Psi_2 + \Psi_3)} + e^{-\Psi_1 - j(\Psi_2 + \Psi_3)} \right) (1 - 2(i-1)Y_S Ze) I(0) \right] \quad (\text{III. 29})$$

$$\Psi_1 = \left(\sum_{m=1}^{i-1} (\alpha_{q1} - \alpha_g) x_{4m-3} - (\alpha_{q1} - \alpha_p) x_{4m-2} + (\alpha_{q2} - \alpha_p) x_{4m-1} - (\alpha_{q2} - \alpha_g) x_{4m} \right) + (\alpha_{q1} - \alpha_g) x_{4i-3} - \alpha_{q1} x_{4i-2}$$

$$\Psi_2 = \left(\sum_{m=1}^{i-1} (k_{q1} - k_g) x_{4m-3} - (k_{q1} - k_p) x_{4m-2} + (k_{q2} - k_p) x_{4m-1} - (k_{q2} - k_g) x_{4m} \right) + (k_{q1} - k_g) x_{4i-3} - k_{q1} x_{4i-2}$$

$$\Psi_3 = k_0 \sin \theta \cos \varphi x_{4i-2}$$

III.4 CONCLUSION :

Au cours de ce troisième chapitre, nous avons analysé des réseaux périodiques d'antennes imprimées alimentés par des lignes adaptées en utilisant le modèle des lignes de transmissions.

Tout d'abord, nous avons présenté la méthode des lignes de transmissions. Cette méthode a été utilisée par la suite pour la modélisation des réseaux d'antennes imprimées, Deux configurations d'alimentations du réseau (à l'extrémité et au centre) ont été étudiées. Pour rendre la modélisation rigoureuse nous avons tenu compte dans le modèle du problème d'adaptation par l'utilisation des transformateurs quart d'ondes.

Dans le chapitre suivant, nous allons valider notre modèle équivalent, puis présenter les résultats d'analyse des réseaux d'antennes.

CHAPITRE IV

RÉSULTATS D'ANALYSE

* * * * *

- INTRODUCTION
- METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'UNE ANTENNE
- RÉSULTATS D'ANALYSE
- VALIDATION DU MODÈLE
- CONCLUSION

« Dans les sciences, le chemin est plus important que le but. Les sciences n'ont pas de fin »

Erwin CHARGAFF

Chapitre IV : Résultats d'analyse

IV.1 INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent, nous avons appliqué le modèle de lignes de transmissions pour modéliser des réseaux d'antennes imprimées. Pour rendre cette modélisation rigoureuse, il était nécessaire de tenir compte de l'adaptation entre le système d'alimentation et les éléments rayonnants.

Cette modélisation, qui permet d'élaborer des formulations du champ rayonné par le réseau, permet aussi de montrer l'influence des différents paramètres sur le diagramme de rayonnement du réseau.

Dans le présent chapitre, nous allons présenter les résultats d'analyse des réseaux d'antennes imprimées alimentés par des lignes adaptées pour deux configurations d'alimentation (à l'extrémité et au centre).

IV.2 METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'UNE

ANTENNE :

Principalement il y a quatre étapes à suivre pour la conception d'une antenne rectangulaire sur un substrat d'épaisseur h , de permittivité ϵ_r et qui fonctionne à la fréquence de travail f_r [13].

🔸 1^{ère} étape calcul de la largeur W : la largeur de l'antenne imprimée est calculée par :

$$W = \frac{C}{2 \cdot f_r \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (\text{IV. 1})$$

avec C : la vitesse de la lumière.

pour $\epsilon_r = 2,55$, $f_r = 10$ GHz et $h = 1,59$ mm on a : $W = 11,25$ mm.

2^{ème} étape calcul de la constante diélectrique effective ϵ_{reff} : cette constante est exprimée par :

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{IV. 2})$$

pour $\epsilon_r = 2,55$, $W = 11,25$ mm et $h = 1.59$ mm on a : $\epsilon_{\text{reff}} = 2,24$.

3^{ème} étape Détermination d'extension ΔL : l'extension de longueur ΔL s'obtient par la formule suivante:

$$\Delta L = 0.214 h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{IV. 3})$$

pour $h = 1.59$ mm, $\epsilon_{\text{reff}} = 2,24$ et $W = 11,25$ mm on a : $\Delta L = 0.78$ mm.

4^{ème} Calcul de la longueur L de l'antenne : la longueur de l'élément rayonnant s'obtient par:

$$L = \frac{C}{2 \cdot f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2 \cdot \Delta L \quad (\text{IV. 4})$$

pour $f = 10$ GHz, $\epsilon_{\text{reff}} = 2,24$ et $\Delta L = 0.78$ mm on a : $L = 8,44$ mm

Donc la géométrie de l'antenne étudiée est :

- * $W = 11,25$ mm ;
- * $L = 8.44$ mm ;
- * $H = 1.59$ mm ;
- * $\epsilon_r = 2.55$.

IV.3 VALIDATION DU MODÈLE :

Pour vérifier la validité de notre modèle, et à cause du manque d'expérimentation concernant le diagramme de rayonnement et le coefficient de réflexion, nous avons été amenés à étudier le modèle à l'aide d'un logiciel puissant. Pour cela, nous avons choisi d'utiliser le logiciel **ADS** (Advanced design system). Cet outil est très complet car il permet de faire des simulations de circuits analogiques hyperfréquences, de circuits numériques, ainsi que des simulations électromagnétiques. Du fait de son fort potentiel, cet outil très complet est de plus en plus utilisé dans le monde de la recherche universitaire et industrielle.

IV.3.1 Présentation du logiciel ADS :

Advanced Design System, développé par *Agilent EEsof EDA*, est un logiciel de conception et modélisation de systèmes électroniques pour les microondes et les radiofréquences. Les applications visées sont très vastes et comprennent entre autres le domaine de la téléphonie mobile, les réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite.

Le logiciel offre des possibilités de conception et de simulation pour les domaines des radiofréquences et des microondes et se divise en 2 modules Analog RF Designer et Digital Signal Processing Designer pouvant interagir entre eux :

- ✦ La conception de circuits intégrés monolithiques (MMICs) ou hybrides (avec des Composants Montés en Surface).
- ✦ La conception de nouvelles architectures pour les futures normes de télécommunications sans fils.

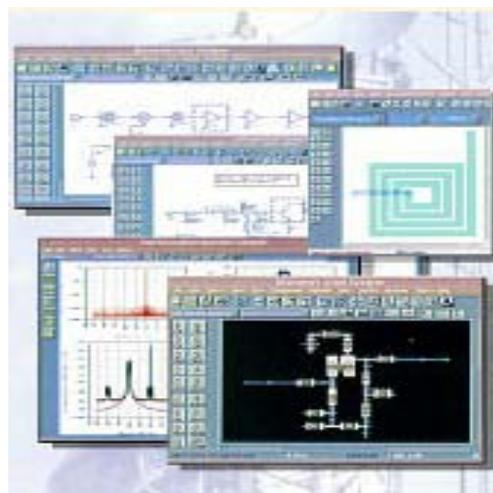


Fig. IV. 1 : *Advanced Design System*

Pour faire une simulation sous ADS, on doit suivre les étapes suivantes :

Le design :

C'est l'étape de mise en forme du circuit électrique. On entre toutes les lignes et éventuelles discontinuités. On entre aussi toutes les variables comme par exemple les largeurs et les longueurs de lignes utilisées. On définit également le substrat que l'on veut utiliser pour la réalisation pratique en donnant la valeur de la permittivité relative, de l'épaisseur du ruban et du substrat.

Une fois le schéma terminé, on peut faire une simulation où l'on doit tout d'abord indiquer la plage de fréquence sur laquelle on désire travailler ainsi que le nombre de points pour la précision sur la fréquence.

Le Dataset :

Après chaque analyse, les résultats des performances du circuit sont enregistrés dans le fichier Dataset.

Ce fichier contiendra toutes les opérations de calculs des simulations que l'on aura effectué.

Visualisation des résultats :

La présentation correspond à l'affichage des résultats sous forme de graphiques. On peut sélectionner la donnée à étudier c'est-à-dire dans notre cas le paramètre à étudier (en dB, phase, valeur absolue,...) ainsi que le format de représentation tels que :

- ✘ échelle linéaire ;
- ✘ échelle semi log ;
- ✘ abaque de Smith,...

Il est également possible de positionner un marker sur les courbes (Insert Marker) afin de visualiser les coordonnées d'un point précis.

IV.3.2 Simulation du modèle équivalent d'une antenne seule sous ADS :

Le modèle équivalent d'une antenne seule alimentée par une ligne microruban est représenté sur la figure IV.2.

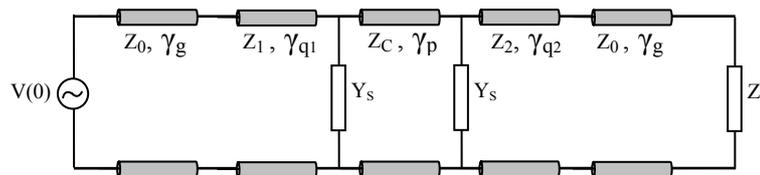


Fig. IV. 2 : Modèle équivalent d'une antenne seule alimentée par une ligne microruban

Afin de simuler le modèle équivalent de la figure précédente sous ADS, on doit tout d'abord le dessiner dans un nouveau design, ainsi que de programmer les différentes formules de calcul nécessaire à l'analyse du modèle. On doit aussi indiquer la plage de fréquence sur laquelle on désire travailler comme il est illustré sur la figure IV.3.

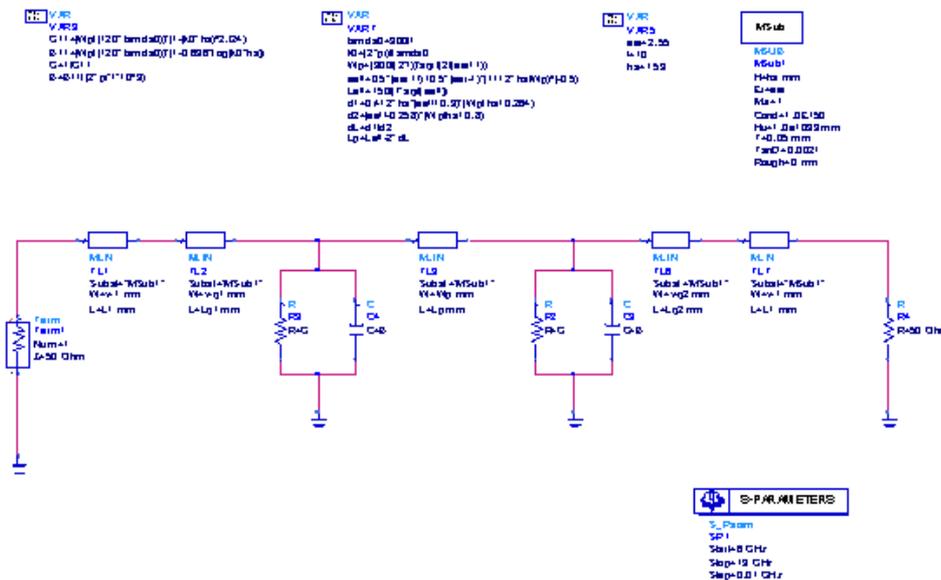


Fig. IV. 3 : Schéma électrique du modèle équivalent sous ADS

Après avoir lancer la simulation, on trace une présentation graphique du résultat qui correspond au coefficient de réflexion du circuit électrique. Nous avons choisi de tracer le paramètre S11 afin d'étudier l'adaptation entre l'élément rayonnant et l'alimentation. On rappelle qu'une adaptation d'une antenne se traduit par un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure IV.4.

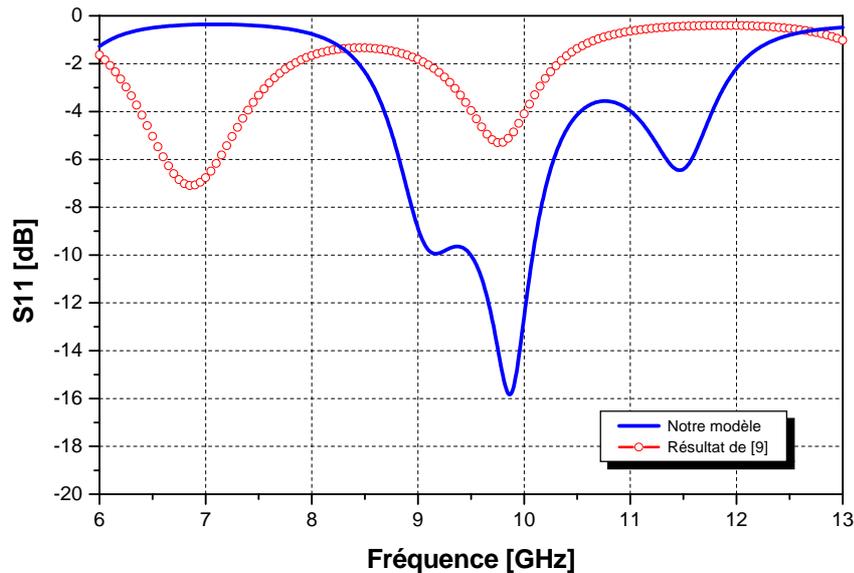


Fig. IV. 4 : Coefficient de réflexion d'une antenne seule

Cette représentation graphique du paramètre S11 (figures IV.4) montre un niveau d'adaptation (-16 dB) proche de la fréquence de travail. Cette même figure propose la comparaison du coefficient de réflexion obtenue après simulation avec celui obtenue par **Hassaine [9]**. On constate donc une très bonne amélioration au niveau d'adaptation.

Après avoir étudié l'adaptation d'une antenne seule, nous étudierons dans le paragraphe suivant le cas du réseau d'antennes imprimées.

IV.3.3 Simulation du modèle équivalent d'un réseau rectiligne alimenté à l'extrémité sous ADS :

Le modèle équivalent d'un réseau rectiligne à 6 antennes imprimées alimenté à l'extrémité est schématisé sur la figure IV.5.

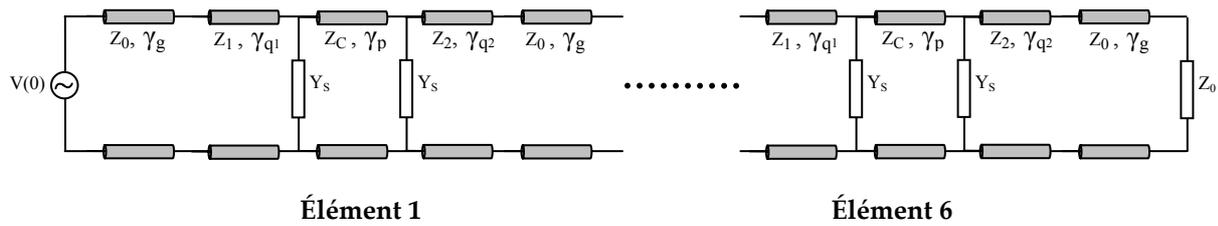


Fig. IV. 5: *Modèle équivalent d'un réseau rectiligne alimenté à l'extrémité par des lignes microrubans*

Une fois le circuit électrique dessiné sous ADS et les différentes formules programmées (Figure IV.6), on lance la simulation.

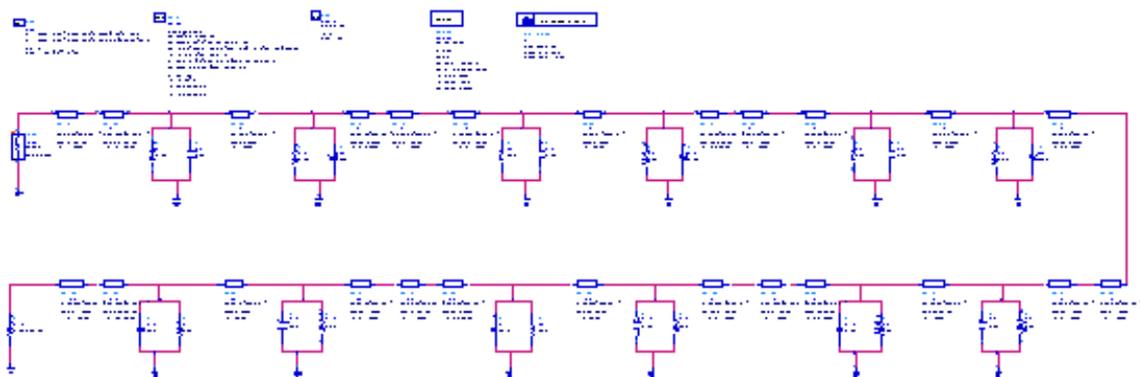


Fig. IV. 6 : *Schéma électrique du modèle équivalent sous ADS*

Les résultats de simulation en paramètre S11 sont représentés sur la figure IV.7.

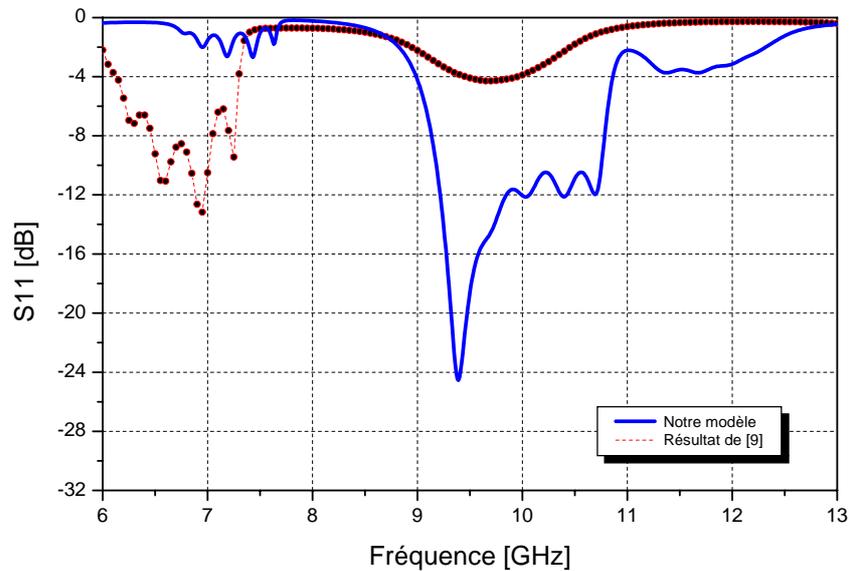


Fig. IV. 7 : Coefficient de réflexion d'un réseau rectiligne

On constate sur la figure IV.7 que la meilleure adaptation possible à l'entrée du réseau est de -24.5 dB à la fréquence 9.4 GHz, d'où un très bon niveau du coefficient de réflexion du réseau malgré le décalage de fréquence remarqué qui est dû principalement aux sauts d'impédances entre tronçons de lignes.

La figure précédente propose aussi une comparaison du coefficient de réflexion obtenu après simulation du modèle sous ADS avec celui obtenu par **Hassaine [9]**. On constate une nette amélioration au niveau de l'adaptation ce qui montre l'efficacité du modèle proposé.

IV.3.4 Simulation du modèle équivalent d'un réseau rectiligne alimenté au centre sous ADS :

Le modèle équivalent d'un réseau rectiligne à 6 antennes imprimées alimenté au centre est schématisé sur la figure IV.8.

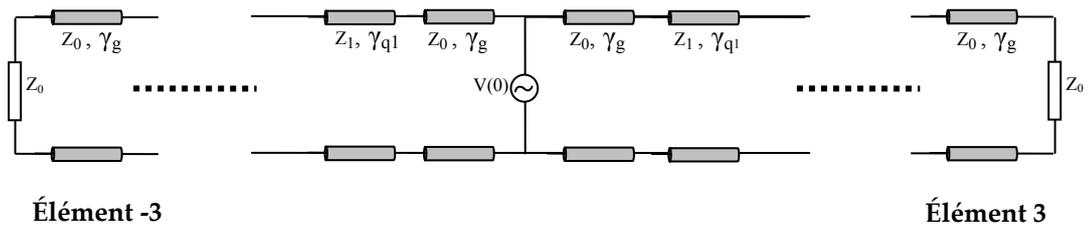


Fig. IV. 8 : *Modèle équivalent d'un réseau rectiligne alimenté au centre par des lignes microrubans*

Le design du modèle équivalent de la figure précédent est représenté sur la figure IV.9.

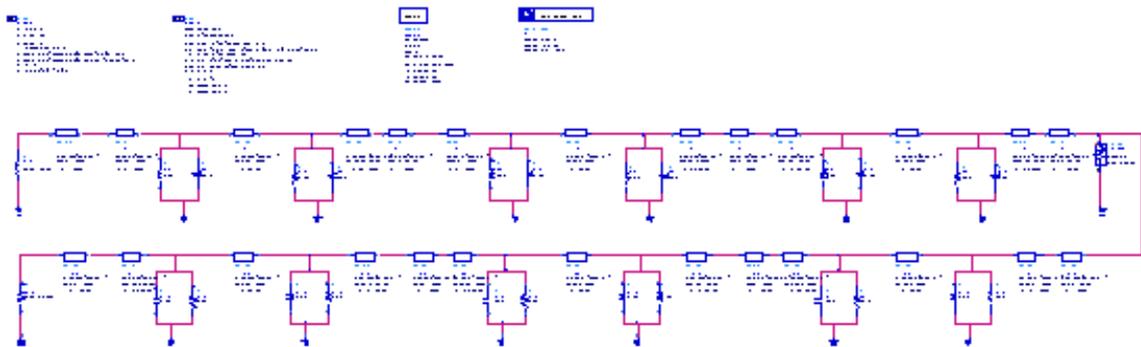


Fig. IV. 9 : *Schéma électrique du modèle équivalent sous ADS*

Les résultats de simulation en paramètre S11 sont représentés en dB sur la figure IV.10.

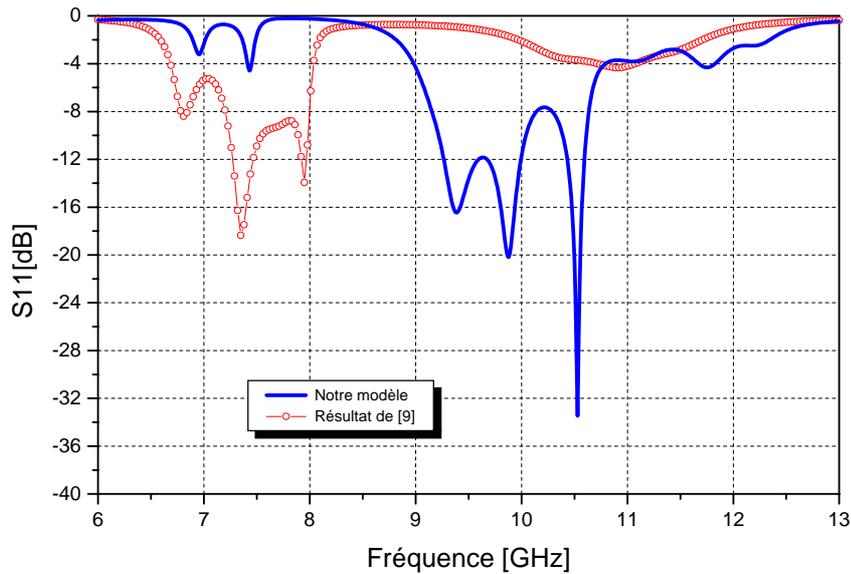


Fig. IV. 10: Coefficient de réflexion d'un réseau rectiligne

Les résultats de simulation (Figure IV.10) montrent que la meilleure valeur du coefficient de réflexion est de -34 dB à la fréquence 10.5 GHz, on peut conclure donc que le modèle équivalent du réseau a un très bon niveau d'adaptation malgré le décalage en fréquence remarqué du toujours à cause du sauts d'impédances entre les tronçons de lignes.

La comparaison des résultats de simulation avec ceux obtenues par **Hassaïne [9]**, nous montre bien qu'il y a une nette amélioration au niveau de l'adaptation entre les deux modèles, ceci peut s'expliquer par le fait que l'introduction des quarts d'ondes dans notre modèle a permis de rendre ce dernier bien adapté.

IV.4 RESULTATS D'ANALYSE :

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats d'analyse de réseau d'antennes imprimées. Notons que notre programme d'analyse, écrit sous **MATLAB 7.0**, permet l'analyse des structures de forme rectangulaire ou carré. Ainsi que de visualiser l'influence des différents paramètres de l'antenne.

IV.4.1 Etude de l'antenne élémentaire :

Tout d'abord, nous allons étudier le cas d'une antenne seule. La configuration de cette antenne étudiée est représentée sur la figure IV.11. L'élément rayonnant est rectangulaire déposé sur un substrat diélectrique de permittivité relative $\epsilon_r=2.55$ et de hauteur $h=0.159$ cm, la fréquence de travail est fixée à 10 GHz. L'alimentation de l'antenne se fait par une ligne microruban.

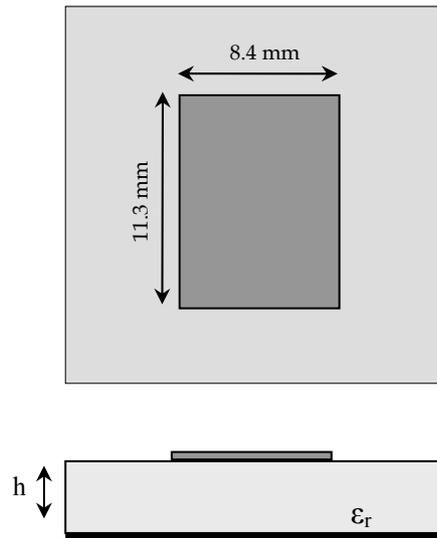


Fig. IV. 11 : Géométrie de l'antenne étudiée ($f=10$ GHz)

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont respectivement représentés dans les figures IV.12 et IV.13.

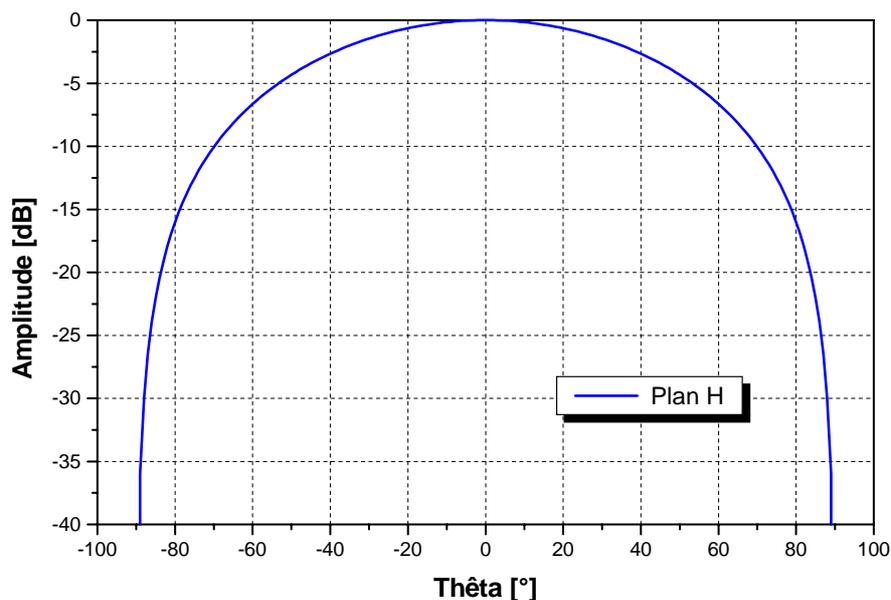


Fig. IV. 12 : Diagramme de rayonnement élémentaire – Plan H

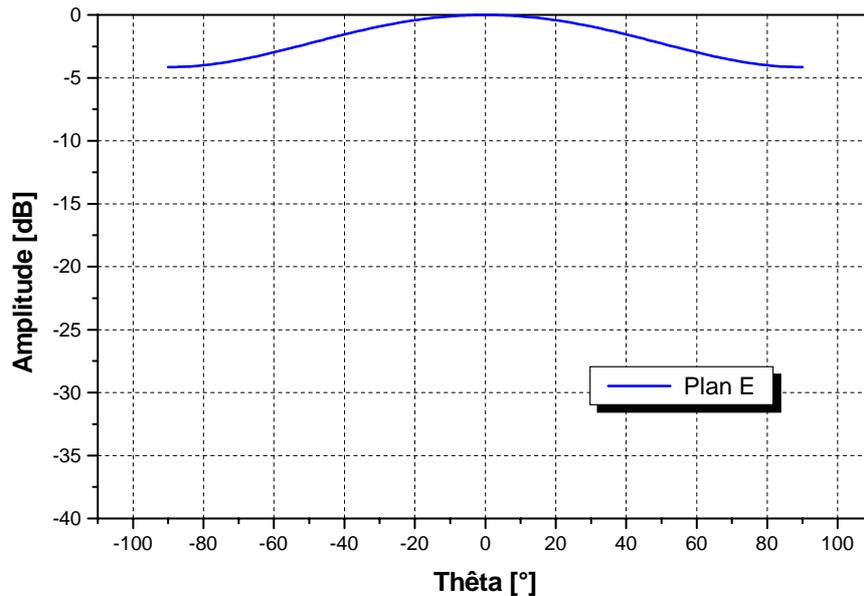


Fig. IV. 13 : Diagramme de rayonnement élémentaire – Plan E

On remarque bien sur les figures précédentes que les diagrammes de rayonnement sont très peu directifs dans la direction du maximum. Il engendre un gain faible et par conséquent une bande passante très restreinte.

IV.4.2 Réseau rectiligne alimenté à l'extrémité :

On considère un réseau rectiligne constitué de 6 antennes de forme rectangulaire. (leurs dimensions sont représentées par la figure IV.14). Le réseau est alimenté en série à son extrémité par une source de tension et l'autre extrémité est fermée sur une charge Z_0 . Les éléments rayonnants sont positionnés périodiquement avec un pas dm égal à λ_0 , comme il est illustré sur la figure IV.14.

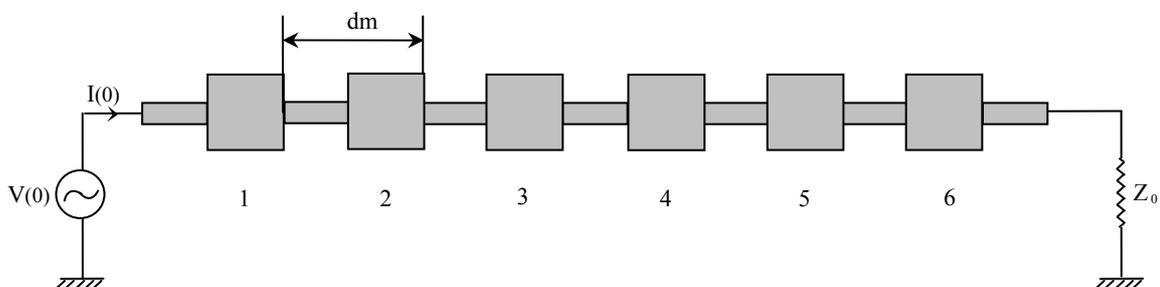


Fig. IV. 14 : Réseau rectiligne de 6 éléments

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure IV.15.

Le diagramme de rayonnement obtenu dans le plan H à la fréquence 10 GHz est représenté sur la figure IV.15.

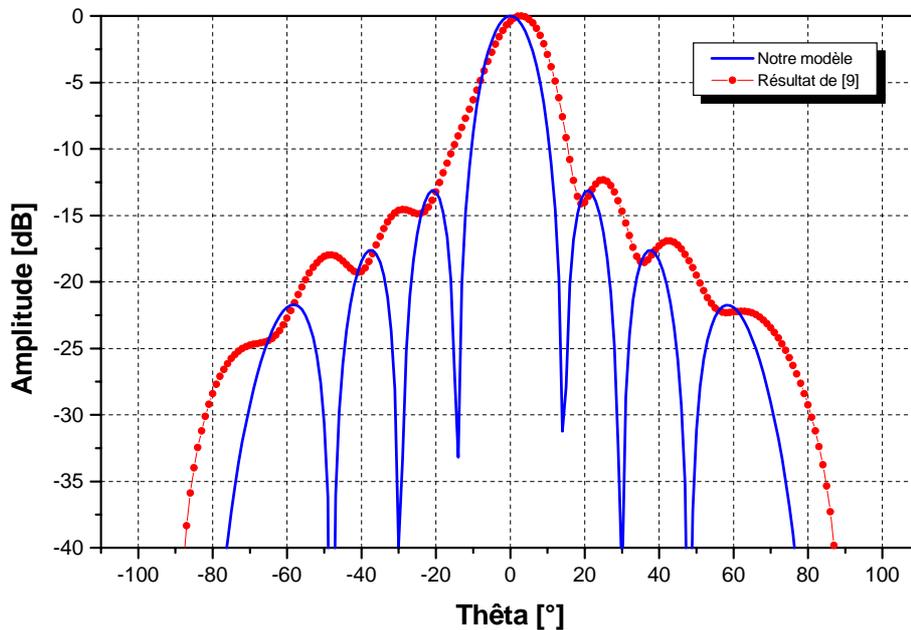


Fig. IV. 15 : *Diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne à 6 éléments rayonnants*

On constate sur la figure IV.15, que le diagramme de rayonnement du réseau rectiligne est très directif en comparaison avec celui d'une antenne seule. De ce fait, la mise en réseau de plusieurs éléments rayonnants est indispensable pour obtenir un gain et une directivité élevée.

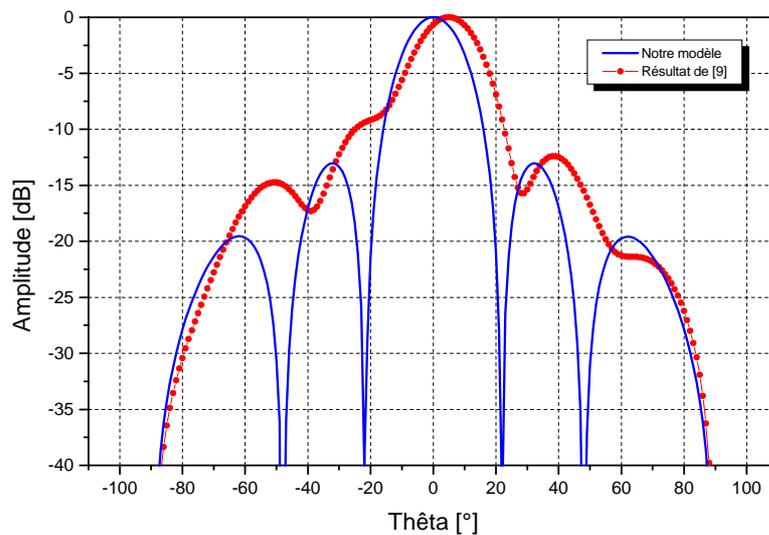
En comparant le diagramme de rayonnement obtenu après simulation avec celui obtenu par **Hassaine [9]**, on constate qu'il y a une amélioration surtout dans la directivité du réseau et le niveau des lobes secondaires.

Dans les paragraphes suivants, et afin de mieux comprendre le fonctionnement de ce réseau, nous allons voir l'influence du nombre d'éléments rayonnants, de l'espacement de ces derniers et de la prise en compte des pertes sur le rayonnement du réseau.

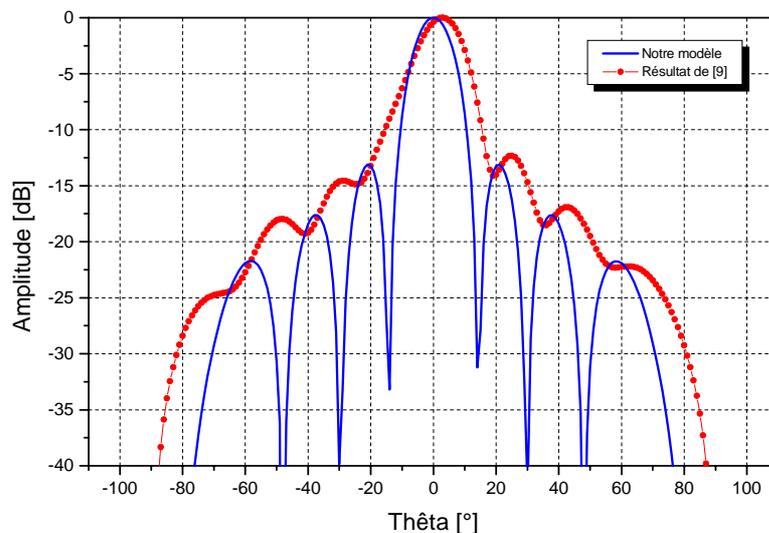
IV.4.2.1 Influence du nombre d'éléments sur le diagramme de rayonnement :

Nous étudions l'effet que joue le nombre d'élément sur le rayonnement du réseau. Différents nombres d'élément ont été considérés afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur le diagramme de rayonnement du réseau.

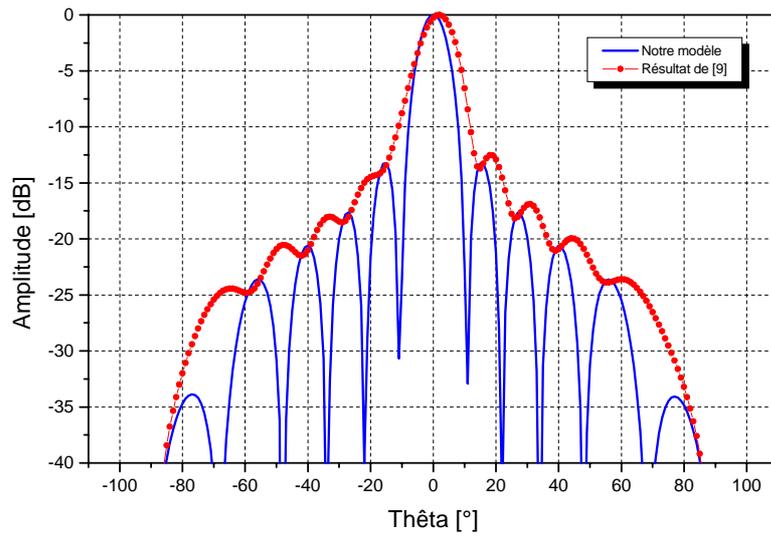
Les figures IV.16 (a,b,c,d,e,f) illustrent les diagrammes de rayonnement pour différents nombres d'éléments ($n=4,6,8,10,12,16$). Ces diagrammes sont représentés en coordonnées cartésiennes.



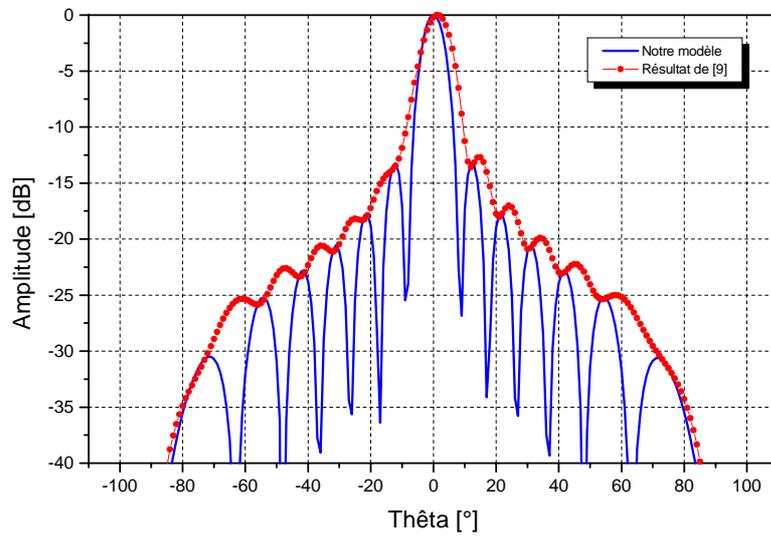
(a) $N=4$



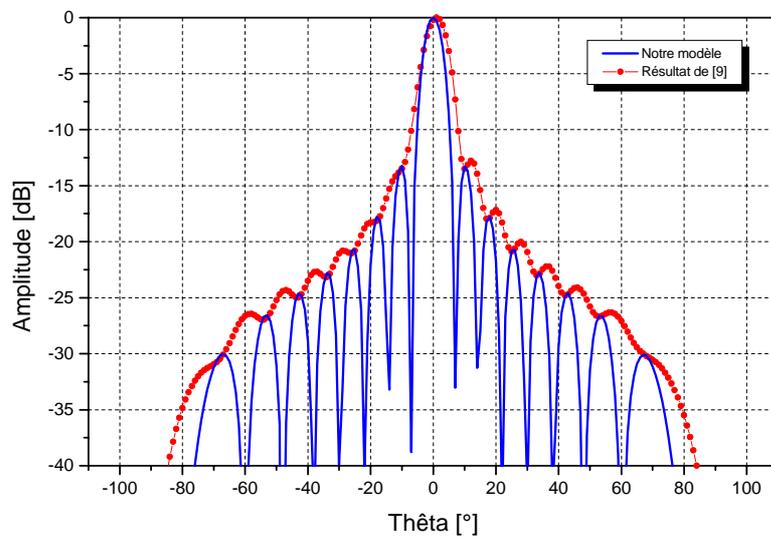
(b) $N=6$



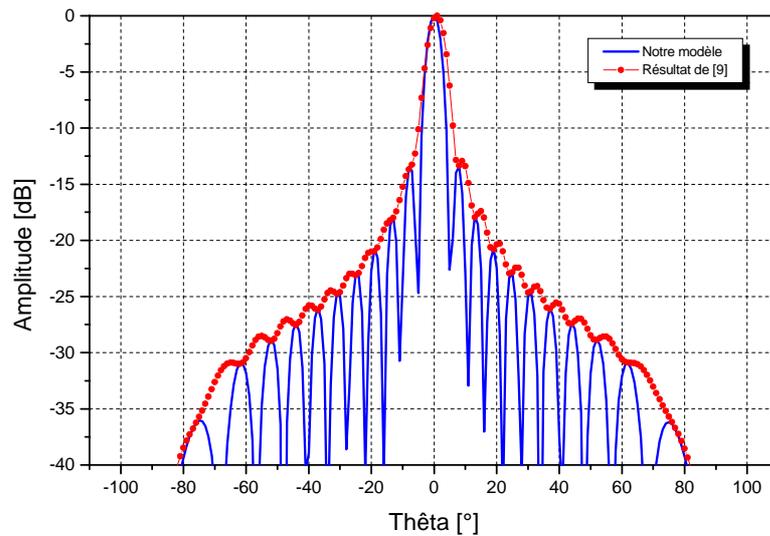
(c) N=8



(d) N=10



(e) N=12



(f) N=16

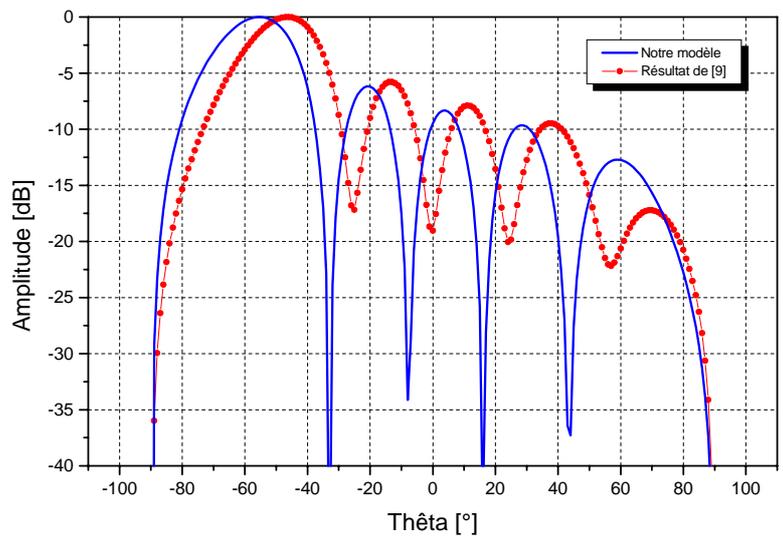
Fig. IV. 16: Influence du nombre d'élément sur le diagramme de rayonnement du réseau ($dm = \lambda_0$)

Sur les figures IV.16 (a,b,c,d,e,f), on constate que lorsque le nombre d'éléments rayonnants augmente, l'ouverture du lobe principal diminue, et la directivité est plus grande. Donc, le nombre d'élément est un facteur important qui influe directement sur le diagramme de rayonnement du réseau. Théoriquement lorsqu'on double le nombre d'élément, on double alors la valeur du gain (+3 dB). Mais ceci ne tient évidemment pas compte des pertes.

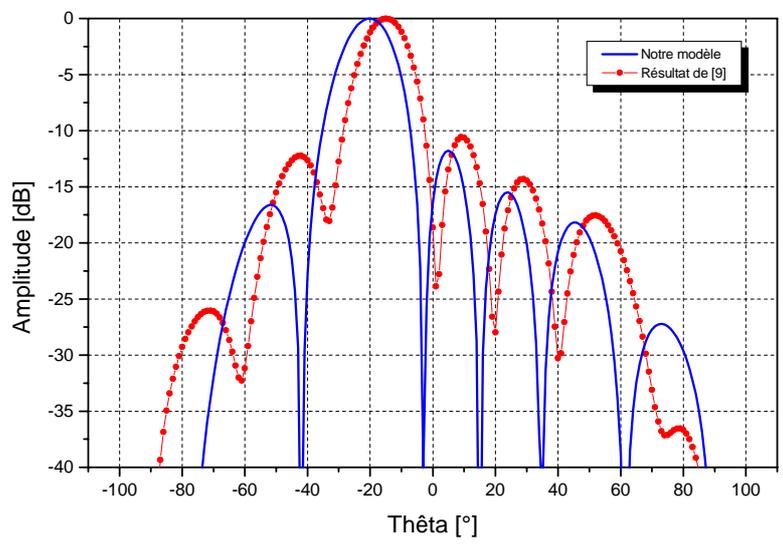
IV.4.2.2 Influence du pas du réseau sur le diagramme de rayonnement :

Le pas du réseau 'dm' est un critère important à prendre en compte, car il agit directement sur le rayonnement. Afin d'évaluer l'influence de ce paramètre, notamment sur le diagramme de rayonnement, différentes valeurs du dm ont été considérées.

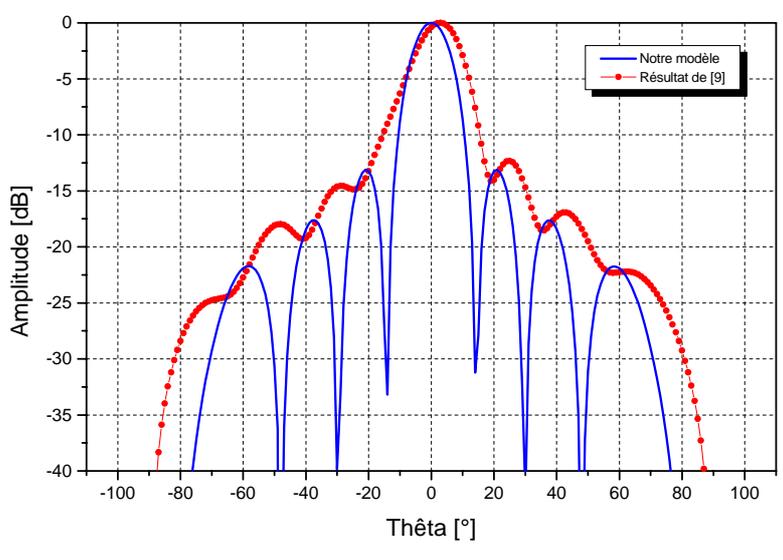
Sur les figures IV.17 (a,b,c,d,e,f,g) sont représentés les diagrammes de rayonnement dans le plan H pour différentes valeurs de dm (dm allant de $0.6 \lambda_0$ à $2 \lambda_0$).



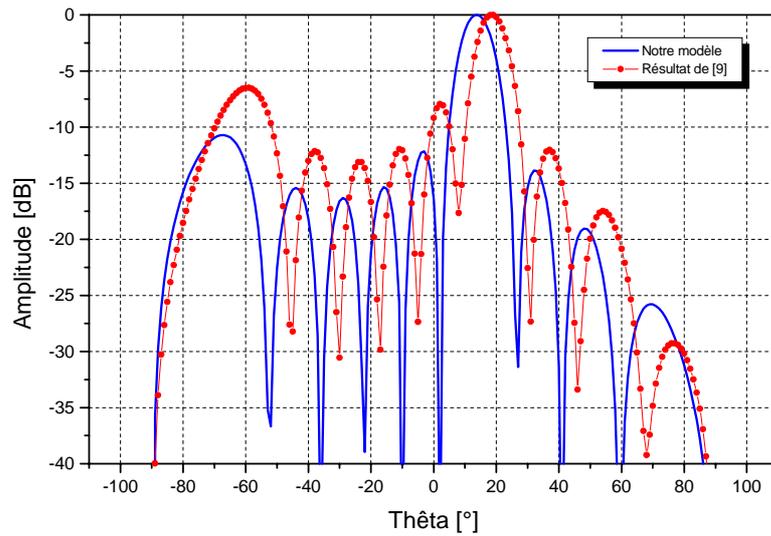
(a) $dm=0.6 \lambda_0$



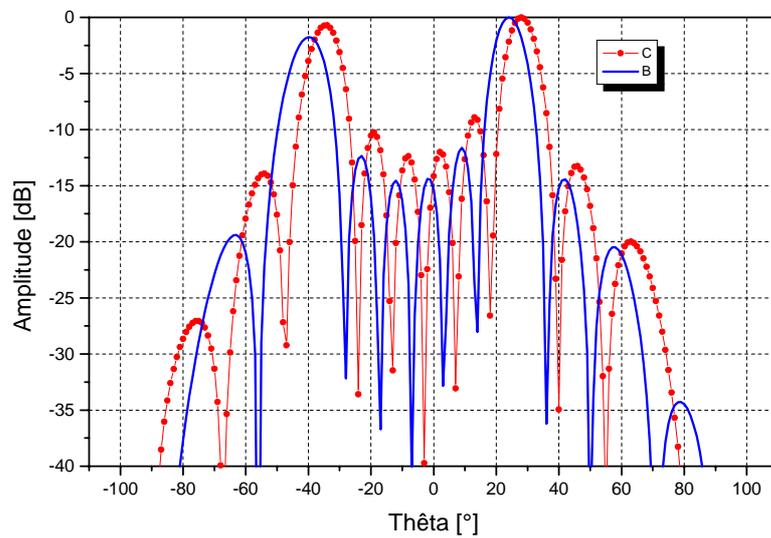
(b) $dm=0.8 \lambda_0$



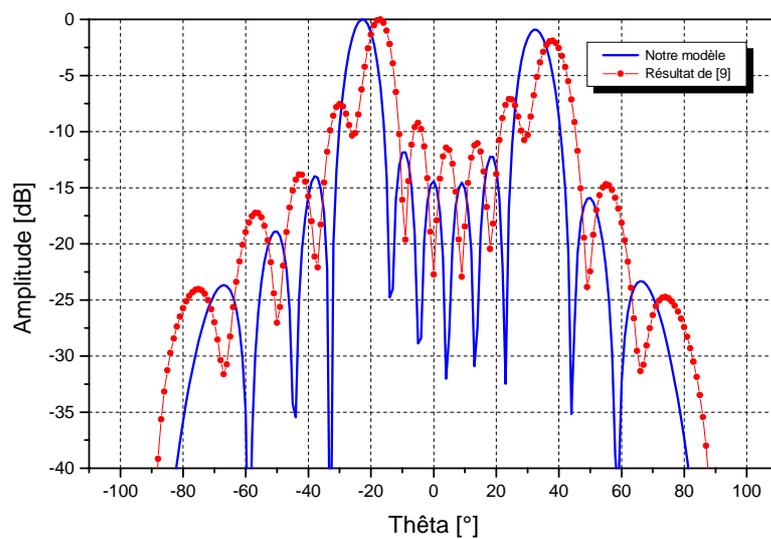
(c) $dm=1 \lambda_0$



(d) $dm=1.2 \lambda_0$



(e) $dm=1.4 \lambda_0$



(f) $dm=1.6 \lambda_0$

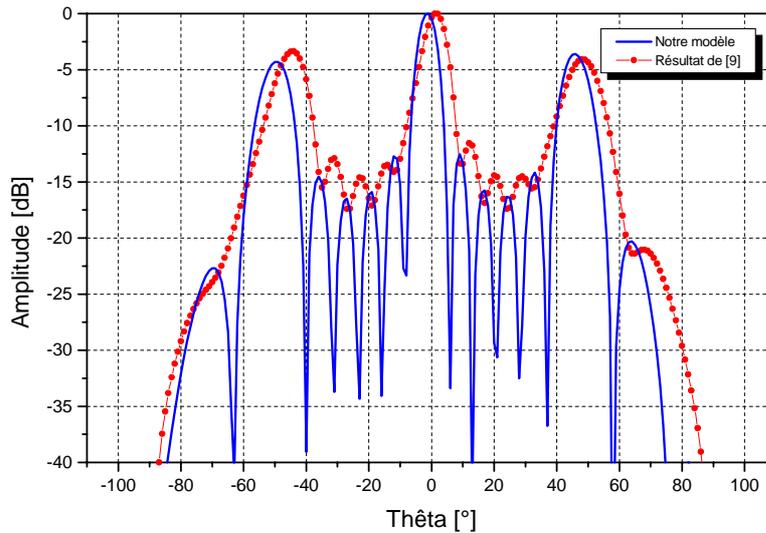
(g) $dm=1.6 \lambda_0$

Fig. IV. 17 : diagrammes de rayonnement du réseau dans le plan H pour différentes valeurs de dm

Nous constatons sur les figures IV.17 (a,b,c,d,e,f,g), qui représentent les diagrammes de rayonnement d'un réseau linéaire série à six antennes élémentaires en coordonnées cartésiennes, que si les sources sont trop proches les unes de autres (si dm est compris entre $0.6 \lambda_0$ et $0.8 \lambda_0$), un phénomène de couplage peut apparaître entre les sources, lorsqu'elles sont trop éloignées (si dm est supérieur à $1.2 \lambda_0$), des lobes d'ambiguïté apparaissent et réduisent ainsi le gain. Et enfin, pour que le gain soit maximum la distance inter éléments dm doit être égale à λ_0 (cas de la figure IV.17 (c)).

Il est important de noter que pour éviter le phénomène de lobes d'ambiguïté, la distance dm doit vérifier la condition suivante :

$$dm < \frac{\lambda_0}{1 + \sin \theta_0} \quad (\text{IV. 30})$$

θ_0 : Direction du maximum de rayonnement.

IV.4.2.3 Influence des pertes sur le rayonnement du réseau :

Nous allons à présent étudier l'influence des pertes diélectriques et métalliques sur le rayonnement de réseau.

Sur la figure IV.18, sont représentés les diagrammes de rayonnement d'un réseau rectiligne constitué de six éléments rayonnants alimentés en série à son extrémité, respectivement pour les cas sans pertes et avec pertes.

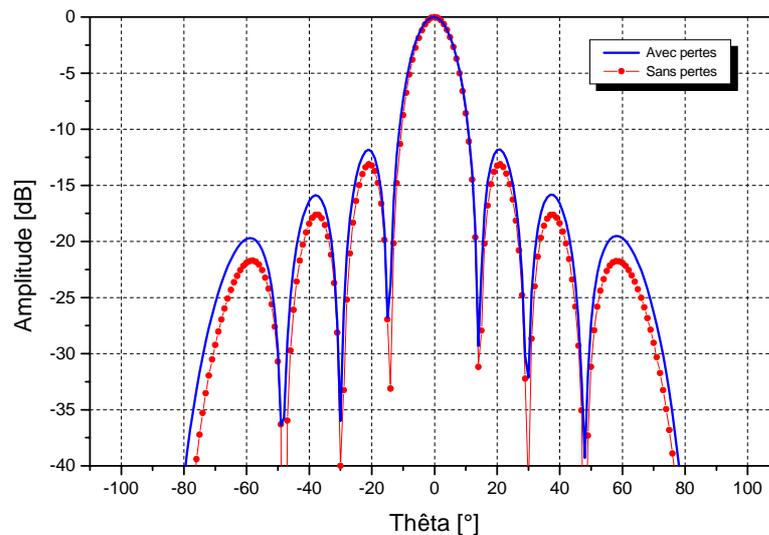


Fig. IV. 18 : *Diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne à 6 éléments alimenté à son extrémité*

En comparaison des diagrammes de rayonnement de la figure IV.18, on constate que la prise en considération des pertes dans le substrat et dans les conducteurs rend les lobes secondaires plus apparents.

Après avoir présenté les résultats d'analyse des réseaux rectilignes alimentés à l'extrémité, nous allons étudier dans le paragraphe suivant le cas des réseaux rectilignes alimentés au centre.

IV.4.3 Réseau rectiligne alimenté au centre :

On considère un réseau rectiligne constitué de 8 antennes rectangulaires alimenté en série au centre par une source de tension. Les deux extrémités de ce réseau sont fermées sur une charge Z_0 . Les éléments rayonnants sont positionnés périodiquement avec un distance inter éléments égal à $0.5 \lambda_0$ comme il est illustré sur la figure IV.19.

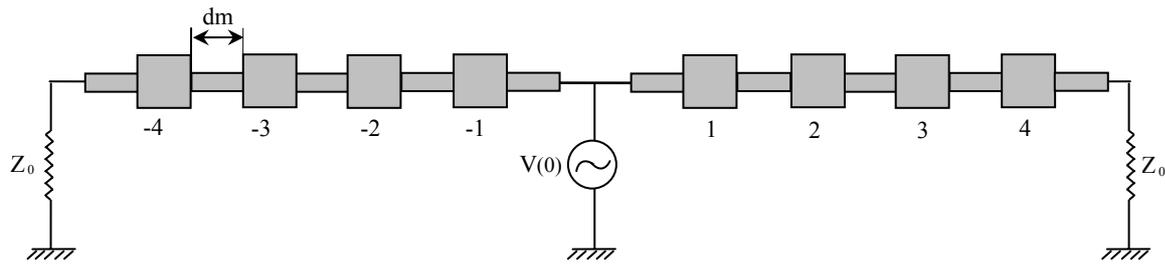


Fig. IV. 19 : Réseau rectiligne à 8 éléments alimenté au centre

Sur la figure IV.20, est représentée le diagramme de rayonnement du réseau de la figure VI.19 en coordonnées cartésiennes.

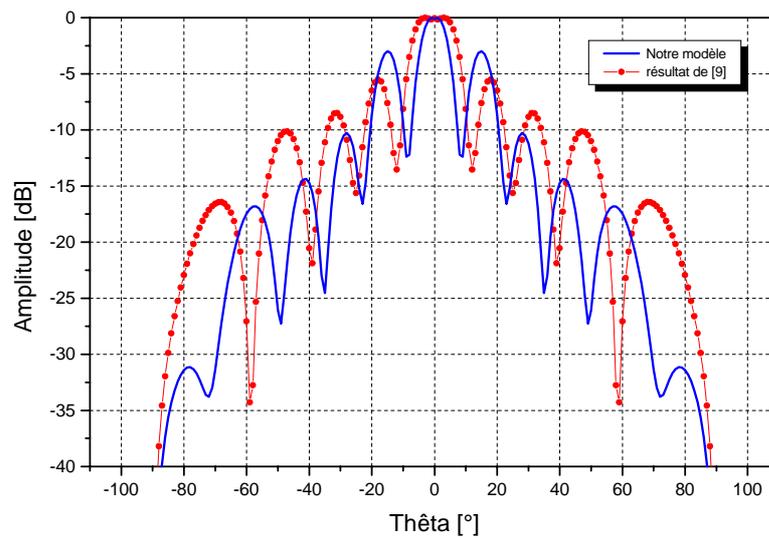
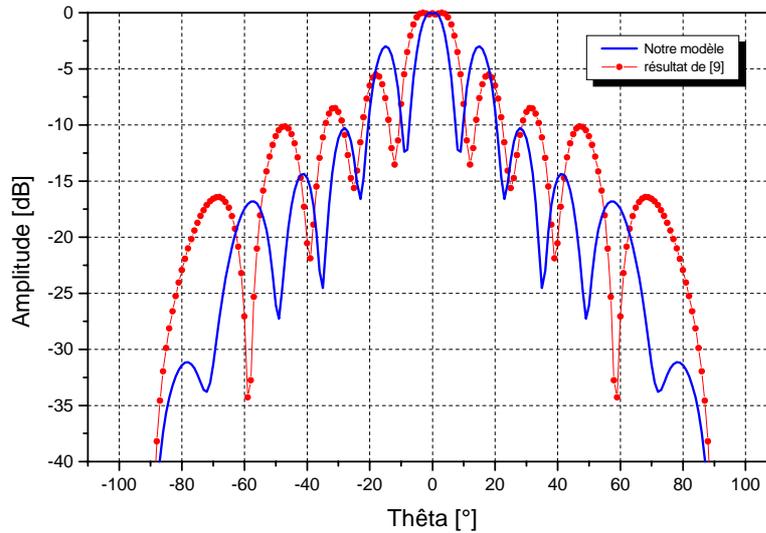


Fig. IV. 20 : Diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne à 8 antennes imprimées

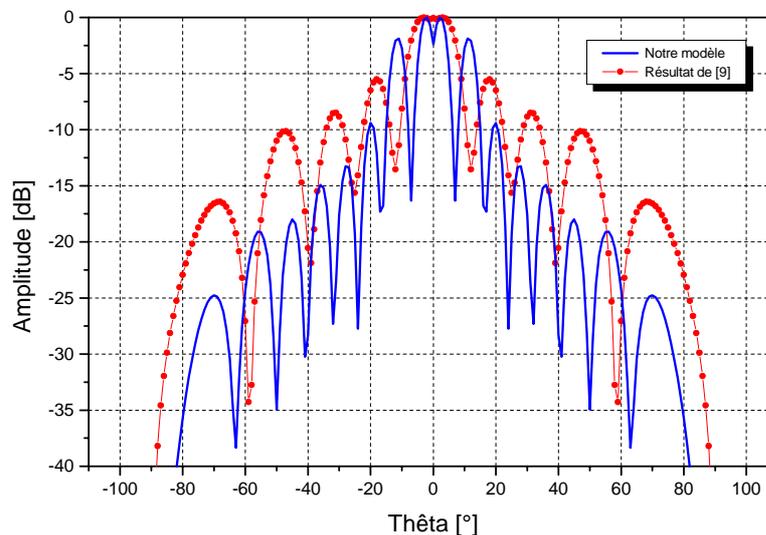
On constate sur la figure précédente, qu'il y a une symétrie dans les diagrammes de rayonnement par rapport au centre ($\theta=0$). Pour mieux comprendre le comportement du diagramme de rayonnement du réseau, nous allons étudier dans le paragraphe suivant l'influence des différents paramètres, y compris le nombre d'éléments du réseau, la distance inter éléments 'dm' et la prise en compte des pertes.

IV.4.3.1 Influence du nombre d'élément sur le diagramme de rayonnement :

Pour voir l'influence du nombre d'éléments sur le rayonnement du réseau, nous allons traiter deux cas : le cas d'un réseau à 8 éléments et le cas d'un réseau à 12 éléments. Les figures IV.21 (a, b) représentent les résultats de simulation de ces deux cas. Les diagrammes de rayonnement obtenus après simulation sont comparés avec ceux obtenus par **Hassaine [9]**.



(a) N=8



(b) N=12

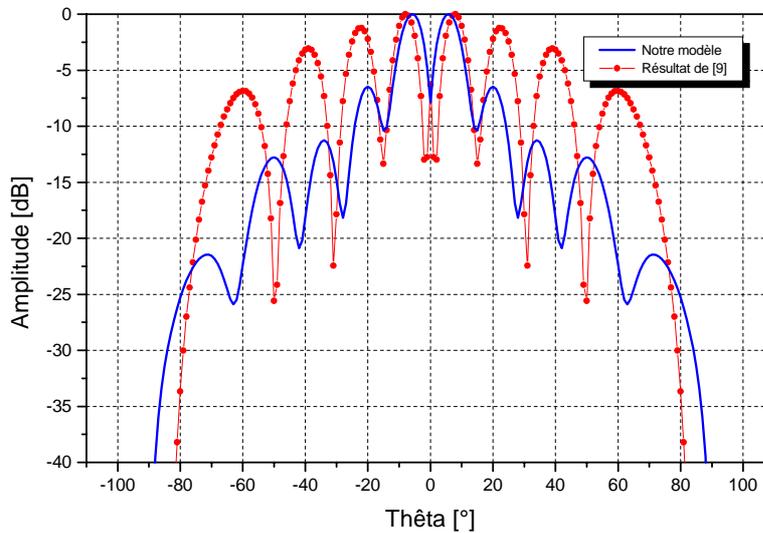
Fig. IV. 21 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau rectiligne alimenté au centre ($dm=0.5 \lambda_0$)

En comparaison des diagrammes de rayonnement du réseau à 8 éléments avec ceux du réseau à 12 éléments, on constate que lorsque le nombre d'élément augmente, le nombre des lobes secondaires augmente et le niveau de ces lobes diminue.

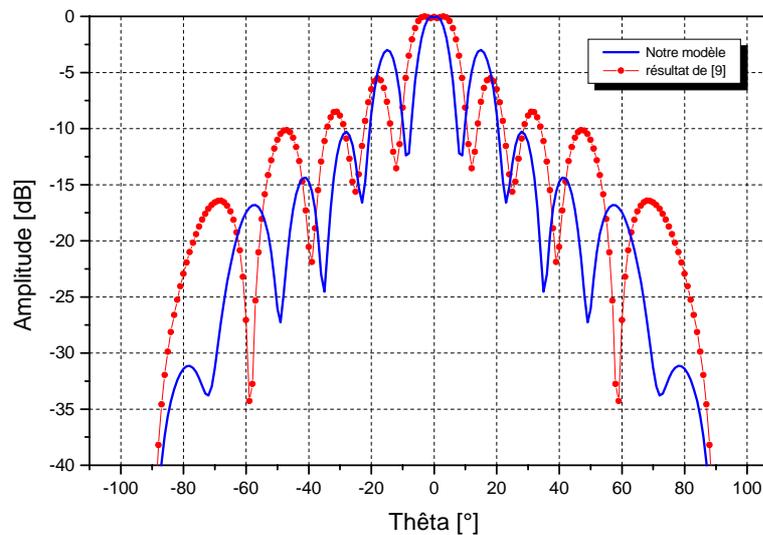
IV.4.3.2 Influence de la distance inter élément sur le diagramme de rayonnement :

Comme nous avons vu dans le cas d'un réseau rectiligne alimenté à l'extrémité, la distance inter éléments a une grande influence sur le rayonnement. Nous allons dans ce paragraphe voir si ce paramètre a le même influence dans le cas d'un réseau rectiligne alimenté au centre.

Considérons toujours un réseau rectiligne à huit éléments rayonnants alimenté au centre par une source de tension. Plusieurs longueurs entre les éléments ont été simulé afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur le rayonnement comme le montre les figures IV.22 (a, b, c, d).



(a) $dm=0.4 \lambda_0$



(b) $dm=0.5 \lambda_0$

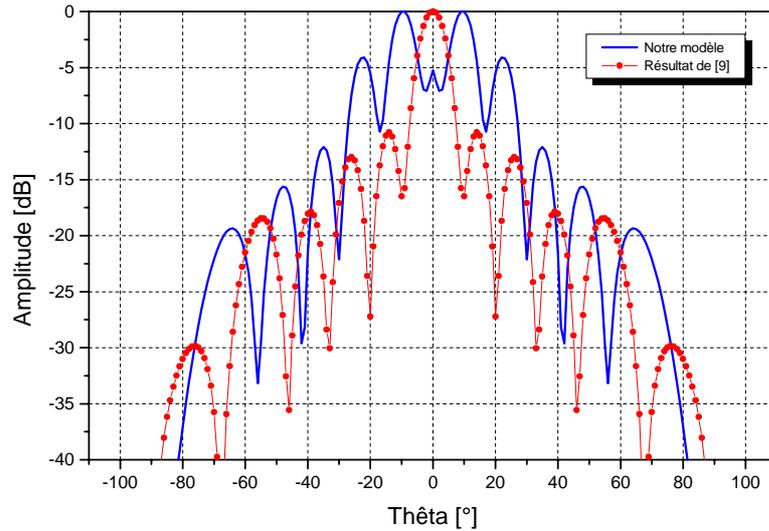
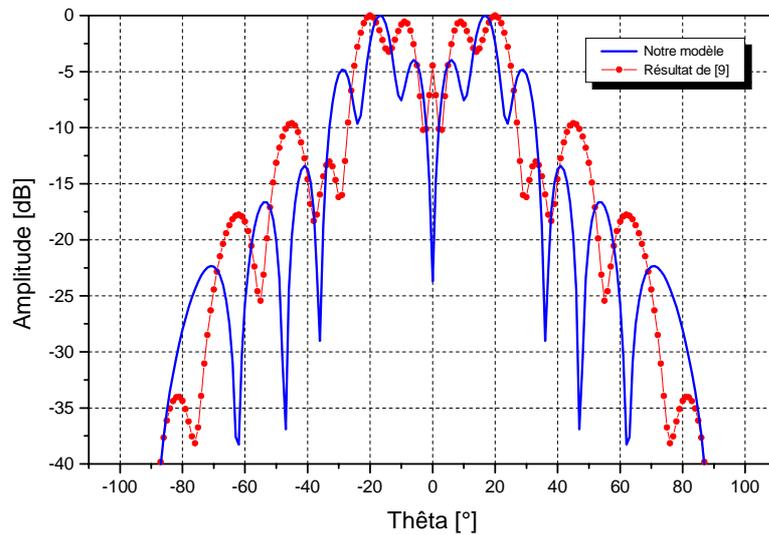
(c) $dm=0.6 \lambda_0$ (d) $dm=0.7 \lambda_0$

Fig. IV. 22 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau rectiligne alimenté au centre

D'après les figures précédentes, qui représentent les diagrammes de rayonnement en coordonnées cartésiennes pour différentes valeurs de l'espacement dm , on constate une diminution des niveaux des lobes secondaires lorsque la distance inter éléments augmente, et si ce paramètre devient plus grand (le cas où $dm=0.7\lambda_0$), le diagramme de rayonnement a deux lobes principales, ceci peut s'expliquer par le fait que les deux premiers éléments, à droite et à gauche du point d'alimentation, sont dans ce cas trop éloignés l'un de l'autre, ce qui fait que chacun des demi-réseaux ait son lobe principal indépendamment de l'autre.

IV.4.3.3 Influence des pertes sur le diagramme de rayonnement :

Après avoir étudié l'influence du nombre d'éléments et de la distance entre ces derniers, nous allons maintenant étudier l'influence des pertes sur le rayonnement. Pour cela nous allons étudier le cas d'un réseau constitué de huit antennes imprimées positionnées périodiquement avec un pas $dm=0.5 \lambda_0$.

Sur la figure IV.23, le cas avec pertes est comparé avec celui sans pertes. Ces diagrammes sont représentés en coordonnées cartésiennes.

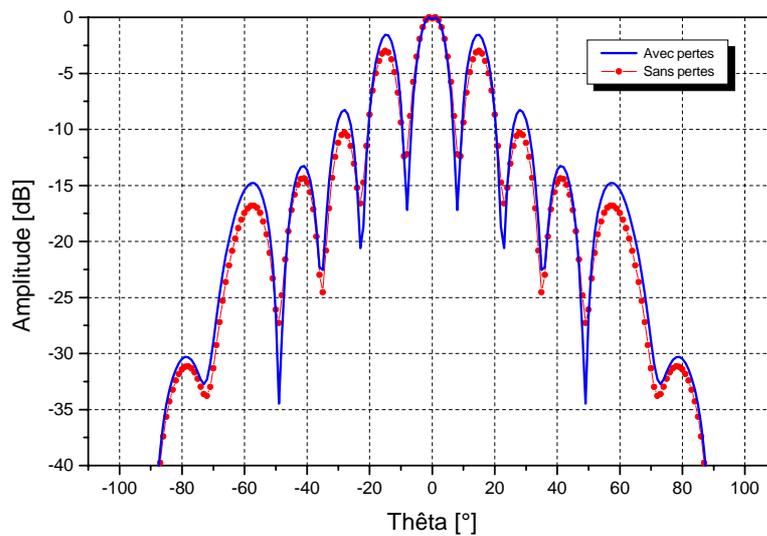


Fig. IV. 23 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau à huit éléments rayonnants alimenté au centre

D'après la figure IV.23, on remarque que la prise en compte des pertes diélectriques et métalliques influe directement sur le diagramme de rayonnement du réseau, ceci se traduit par une certaine augmentation des niveaux des lobes secondaires.

IV.5 CONCLUSION :

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats d'analyse des réseaux d'antennes imprimées pour deux types de configuration d'alimentation (à l'extrémité et au centre).

On peut conclure que le travail sur le problème d'adaptation entre les différents éléments du réseau par l'introduction des inverseurs d'impédances dans le modèle permet d'obtenir de meilleurs résultats notamment pour les coefficients de réflexion.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Cette thèse aborde l'étude d'analyse des réseaux d'antennes imprimées. Tout d'abord, on rappelle quelques généralités sur ces antennes. Ensuite, des méthodes utilisées pour le calcul des caractéristiques radioélectriques de ce type d'antennes sont présentées. Une de ces méthodes, qui est la méthode des lignes de transmissions, est utilisée pour l'analyse de réseau rectiligne d'antennes imprimées pour deux configurations d'alimentations (à l'extrémité et au centre).

Le chapitre I a consisté à la présentation des caractéristiques électromagnétiques des antennes imprimées, ainsi que certains types d'alimentation de ce type d'antennes. Avant de passer à l'étude théorique et au calcul des diagrammes de rayonnement des réseaux rectilignes d'antennes microrubans.

Le deuxième chapitre a été l'occasion de rappeler quelques méthodes classiques utilisées pour la modélisation des antennes imprimées. Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories : les méthodes simple (méthode de lignes de transmissions et méthode de cavité) et les méthodes rigoureuses (méthode des différences finis FDTD, méthode des éléments finis FEM, méthode de la matrice des lignes de transmissions et méthode des équations intégrales), néanmoins, notre étude a été focalisées principalement aux plus importants méthodes utilisées pour l'analyse de l'antenne microruban.

Dans le troisième chapitre, une modélisation de réseaux rectilignes d'antennes imprimées de forme rectangulaires à l'aide de modèle des lignes de transmissions a été effectuée, cette modélisation a permis de déterminer aisément les expressions des courants d'excitations au niveau de chaque élément rayonnant. Pour rendre le modèle équivalent rigoureux, nous avons tenu compte de l'adaptation entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation, ceci par l'insertion des inverseurs d'impédances. L'objectif de cette étape est de réaliser l'adaptation de l'alimentation à l'élément rayonnant.

Enfin, dans le quatrième chapitre nous avons d'abord vérifié la validité de notre modèle grâce au logiciel ADS, ensuite interprété les résultats d'analyse. Ces résultats montrent que le travail sur le problème d'adaptation rend le modèle équivalent rigoureux et précis.

Les résultats encourageants obtenus pour un réseau rectiligne ouvrent de part leur exploitation des perspectives nouvelles pour l'analyse des réseaux plans et les réseaux conformes.

ANNEXES

ANNEXE 1

NOTIONS DE PLAN DE COUPE D'UNE ANTENNE

Pour permettre une caractérisation complète, les caractéristiques de rayonnement devraient être généralement présentées sous la forme d'un graphique en trois dimensions paramétré en fonction de la direction. Toutefois, pour une meilleure visualisation des diagrammes, ceux-ci sont présentés de préférence en série de plans de coupe particuliers fournissant suffisamment d'informations sur le rayonnement.

La figure AI.1 montre une vue partielle de la sphère fictive sur laquelle sont évaluées les composantes de champs électriques servant à caractériser le rayonnement d'un aérien.

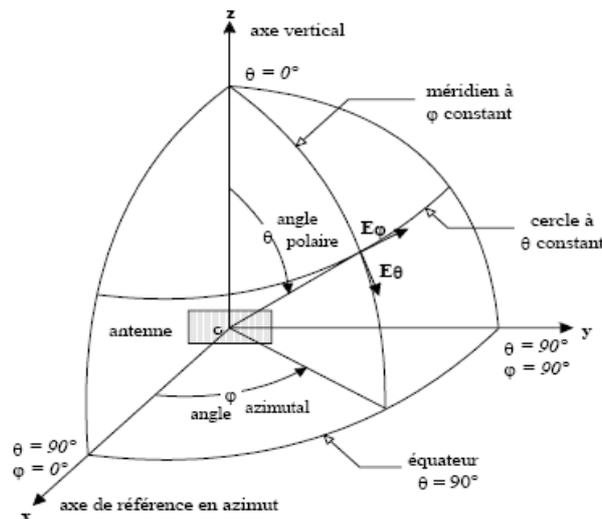


Fig. AI. 1 : Définitions des coordonnées pour les tracés de diagramme.

La quantité à représenter étant vectorielle, chacune des intensités des composantes de champ électrique est typiquement montrée en fonction de la direction considérée. A titre d'exemple, supposons qu'une antenne soit polarisée verticalement avec un lobe de rayonnement principal dans la direction Ox, comme montré sur la Figure AI.2.

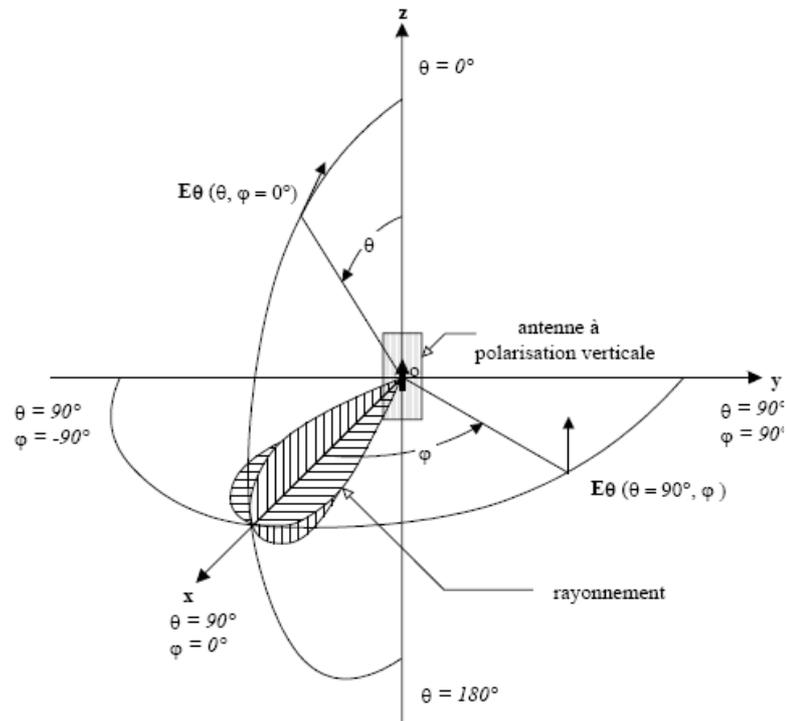


Fig. A1. 2: Plans de coupe caractérisant le rayonnement d'une antenne à polarisation verticale.

Sur cette figure, le plan xOy est le plan horizontal. Deux plans de coupe sont suffisants pour caractériser le rayonnement. Dans le plan xOy ($\theta = 90^\circ$), la composante verticale E_θ du champ électrique est tracé en fonction de l'angle d'azimut φ . Ce diagramme est généralement appelé diagramme du plan H et peut se désigner par $E_\theta(\theta = 90^\circ, \varphi)$. Dans le plan xOz ($\varphi = 0^\circ$), la composante E_θ de champ électrique est mesurée en fonction de l'angle polaire θ .

Ce diagramme est classiquement appelé diagramme du plan E et peut se désigner par $E_\theta(\theta, \varphi = 0^\circ)$. Ces diagrammes coupant le lobe principal de rayonnement en deux plans perpendiculaires entre eux, ils fournissent suffisamment d'informations pour caractériser complètement le rayonnement.

Si l'antenne est polarisée horizontalement, avec un lobe principal de rayonnement dans la direction Ox , les diagrammes sont évalués en fonction des angles θ et φ dans les mêmes plans que pour l'antenne à polarisation verticale, mais où la composante de champ considérée est désormais la composante selon φ (horizontale). Les diagrammes significatifs sont alors identifiés par $E_\varphi(\theta = 90^\circ, \varphi)$ et par $E_\varphi(\theta, \varphi = 0^\circ)$.

Cependant, dans le cas le plus général, les antennes présentent rarement une seule polarisation de champ. Si bien que pour l'antenne à lobe principal orienté selon l'axe Ox, l'observation des deux polarisations nécessite d'évaluer chacune des composantes de champ dans les deux plans.

Les diagrammes de rayonnement en champ ou en puissance sont classiquement tracés en valeur absolue ou relative. Ils sont également présentés sous forme de rapport exprimé en décibels et normalisé, soit par rapport à l'intensité maximale du champ dans une direction donnée, soit par rapport à un niveau de référence. Ce type de présentation est particulièrement usité car adapté au tracé de courbes présentant des variations de grandes amplitudes, comme c'est le cas des champs électromagnétiques issus d'antenne.

Parmi les différentes formes de diagramme, le rayonnement isotrope apparaît singulier et est souvent pris comme référence pour caractériser les autres diagrammes. Un rayonnement isotrope présente une densité de puissance par unité d'angle solide, appelée aussi intensité de rayonnement, égale quelle que soit la direction considérée.

ANNEXE 2

LES LIGNES MICRORUBANS

L'alimentation des différents éléments de réseau s'effectue le plus souvent par l'intermédiaire de ligne de transmission type microruban. Pour mener à bien cette étude, il convient de présenter la théorie de lignes de transmissions.

A2.1 LIGNES PLANAIRES :

Elles sont constituées d'un ensemble de rubans conducteurs déposés sur un substrat diélectrique, la partie inférieure de ce substrat souvent métallisée est utilisée comme plan de masse.

Les principaux types de lignes planaires sont :

- ❑ La ligne microruban principale ;
- ❑ La ligne microruban coplanaire ;
- ❑ La ligne microruban à fente ;
- ❑ La ligne microruban inversée piégée.

A2.2 CARACTERISTIQUES DES LIGNES MICRORUBANS :

La présence de l'interface air-diélectrique ne permet pas la propagation d'un mode purement transversale. La distribution du champ est cependant proche de celle du mode TEM.

Ainsi, pour simplifier l'analyse, une ligne microruban peut être remplacée par une ligne homogène équivalente (Figure AII.1) entourer d'un milieu diélectrique de permittivité effective ϵ_{eff} établi à partir des paramètres :

- ▣ La largeur du ruban ;
- ▣ La hauteur du substrat h ;
- ▣ Le constante diélectrique du substrat ϵ_r .

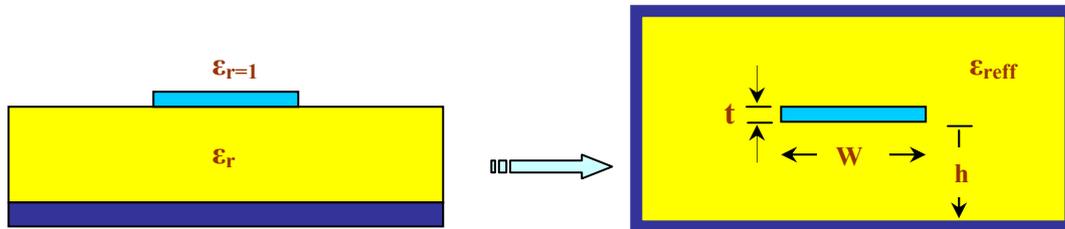


Fig A2. 1 : une ligne microruban avec son model fictive

A2.3 FORMULES D'ANALYSE ET DE SYNTHÈSE :

Pour poursuivre l'étude de la ligne microruban, on doit parler des formules dites d'analyse et de synthèse, qui permettant de calculer certains paramètres de la ligne.

A2.3.1 Formule d'analyse :

L'analyse de la ligne microruban consiste à déterminer à partir de ces paramètres physiques, la permittivité effective et la largeur équivalent nécessaire à la détermination de l'impédance caractéristique de cette ligne

Dans la littérature spécialisée, des expressions approximatives analytique sont présentées. Ainsi, pour la ligne microruban, nous avons :

Pour des lignes étroites ($W_1 / h < 3.3$) :

$$Z_c = \frac{119.9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[\ln \left(4 \frac{h}{W_1} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{W_1} \right)^2 + 2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right]$$

Pour des lignes larges ($W_l / h > 3.3$) :

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{W_l}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(e\pi^2/16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \right) \left(\ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{W_l}{2h} + 0.94 \right) \right) \right]^{-1}$$

A2.3.2 Formule de synthèse :

La synthèse permet quant à elle de déterminer les dimensions et la nature du diélectrique utilisé, pour une impédance caractéristique donnée.

$$\frac{W_l}{h} = \begin{cases} \frac{8}{\exp(A) - 2\exp(-A)} & \frac{W_l}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right\} \right\} & \frac{W_l}{h} \geq 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{\pi}{\eta_0} Z_c \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(\ln\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\epsilon_r} \ln\left(\frac{4}{\pi}\right) \right)$$

où

$$B = \frac{\pi\eta_0}{2\sqrt{\epsilon_r}Z_c}$$

La permittivité effective ϵ_{eff} peut ensuite être calculé comme suite :

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W_l}} + 0.04 \left(1 - \frac{W_l^2}{h}\right) & \frac{W_l}{h} < 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W_l}} & \frac{W_l}{h} > 1 \end{cases}$$

A2.4 CALCUL DES PERTES DANS LA LIGNE:

L'atténuation des signaux aux cours de leur propagation sur les circuits microrubans est principalement due à quatre causes :

- Les pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet joule);
- Les pertes diélectriques ;
- Les pertes par rayonnement principalement due aux discontinuités ;
- Les pertes par ondes de surface.

D'autres pertes, beaucoup plus facile à maîtriser et à évaluer. Plusieurs facteurs affectent le comportement des lignes microrubans.

- Les tolérances de fabrication sur les différents matériaux constituant les lignes ;
- Les états de surface de ces matériaux ;
- Le vieillissement des matériaux.

Les trois principaux types de ces pertes sont :

- Les pertes dans les conducteurs ;
- Les pertes dans les diélectriques ;
- Les pertes par rayonnement.

A2.4.1 Pertes dans le conducteur:

La présence d'une couche adhésive entre le substrat et le conducteur peut augmenter les pertes, de même que la rugosité des surfaces. La formule approchée de *janssen* [33] suffit dans la majorité des cas.

$$\alpha_c = 8.686 \frac{R_m}{W Z_c}$$

où : Z_c et W représentent respectivement l'impédance caractéristique de la ligne et sa largeur.

R_m : représente la partie réelle de l'impédance complexe du métal de conductivité σ et de permittivité μ . Elle est défini par la relation suivante :

$$Z_m \sqrt{\frac{jw\mu}{\sigma}} = 1 + j \sqrt{\frac{w\mu}{2\sigma}} = (1 + j) R_m$$

A2.4.2 Pertes dans le diélectrique:

Elles sont produites par l'énergie dissipée dans le substrat et elles sont proportionnelles à son facteur de pertes « $\tan \delta$ » [33,34].

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{eff}} \frac{\tan \gamma}{\lambda_g} \quad [dB / m]$$

Où : ϵ_{eff} est la permittivité effective,
 λ_g la largeur d'onde guidée,
 $\tan \delta$ facteur de pertes.

ANNEXE 3

**MODELISATION DE LA SOURCE
ELEMENTAIRE**

L'antenne imprimée de forme rectangulaire appelée aussi patch repérée par le système de coordonnées sphériques est représentée par la figure A1.1.

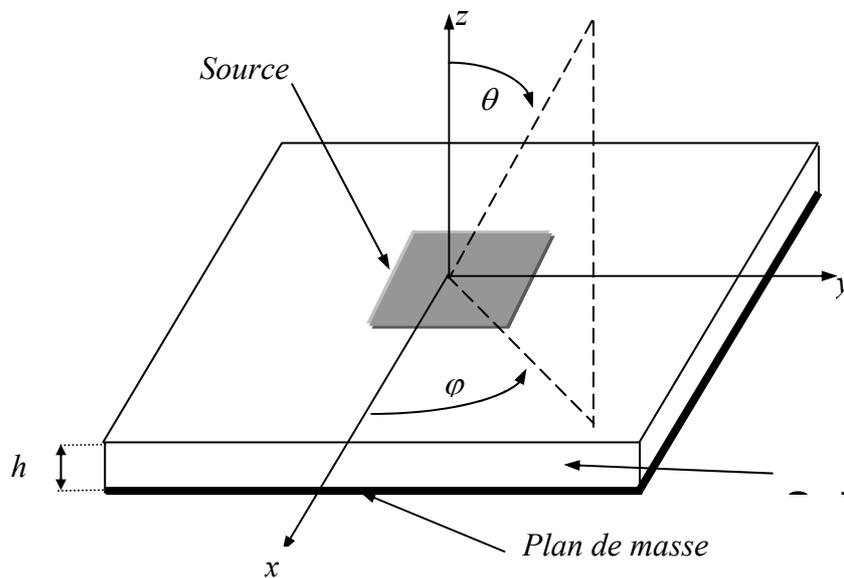


Fig. A3. 1 : Antenne élémentaire carrée.

A grande distance, au point M de l'espace, le champ induit par la source est situé dans le plan (U_θ, U_ϕ) , il s'exprime par :

$$\vec{E}(M) = E_\theta(\theta, \phi) \vec{U}_\theta + E_\phi(\theta, \phi) \vec{U}_\phi \quad (\text{A3.1})$$

$$E_\theta(\theta, \phi) = F(\theta) \cdot [\cos \phi \cdot J_x(\theta, \phi) + \sin \phi \cdot J_y(\theta, \phi)] \quad (\text{A3.2})$$

$$E_\phi(\theta, \phi) = G(\theta) \cdot [-\sin \phi \cdot J_x(\theta, \phi) + \cos \phi \cdot J_y(\theta, \phi)] \quad (\text{A3.3})$$

avec :

$$F(\theta) = \frac{-j\omega\mu_0 T \cdot \cos\theta}{T - j\varepsilon_r \cos\theta \cot g(k_0 Th)} \quad (\text{A3.4})$$

$$G(\theta) = \frac{-j\omega\mu_0 T \cdot \cos\theta}{\cos\theta - jT \cot g(k_0 Th)} \quad (\text{A3.5})$$

Les courants de surface se décomposent suivant :

$$J_x = L_x L_y I_1 \cdot \frac{\sin[(k_0 L_y (\sin\theta \sin\varphi)/2)] \cdot 2\pi \cos[(k_0 L_x (\sin\theta \cos\varphi)/2)]}{[k_0 L_y (\sin\theta \sin\varphi)/2] \cdot [\pi^2 - (k_0 L_x \sin\theta \cos\varphi)^2]} \quad (\text{A3.6})$$

$$J_y = L_x L_y I_2 \cdot \frac{\sin[(k_0 L_x (\sin\theta \cos\varphi)/2)] \cdot 2\pi \cos[(k_0 L_y (\sin\theta \sin\varphi)/2)]}{[k_0 L_x (\sin\theta \cos\varphi)/2] \cdot [\pi^2 - (k_0 L_y \sin\theta \sin\varphi)^2]} \quad (\text{A3.7})$$

avec :

$$T = \sqrt{\varepsilon_r \cdot (1 - j \tan\delta) - \sin^2\theta} \quad (\text{A3.8})$$

J_x et J_y : courants de surface de l'antenne imprimée,

μ_0 : perméabilité du vide,

k_0 : nombre d'onde,

L_x : longueur de l'antenne,

L_y : largeur de l'antenne,

$\tan\delta$: tangente des pertes dans le substrat,

h : épaisseur du substrat diélectrique,

ε_r : permittivité relative du substrat.

Les courants I_1 et I_2 sont des grandeurs complexes qui permettent de définir les plans E et H . Si on choisit $I_1 = 1$ (purement réel) et $I_2 = 0$ alors l'élément est polarisé linéairement selon Ox . Ainsi le plan E est le plan xOy alors que le plan H sera le plan yOx . Ceux-ci seront inversés si $I_2 = 1$ et $I_1 = 0$.

ANNEXE 4

Considérons une cellule élémentaire constituée de deux lignes d'alimentation de type microruban séparée par une antenne imprimée d'impédance caractéristique Z_c

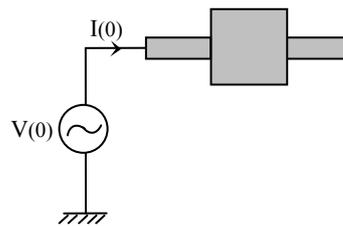


Fig. A4. 1 : Une cellule élémentaire d'une seule antenne

Le circuit électrique équivalent qui modélise cette cellule élémentaire peut se donner comme suite :

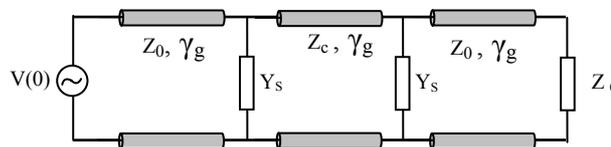


Fig. A4. 2 : Le circuit électrique équivalent

En plaçant une charge adaptée Z_0 à l'extrémité du réseau, celui-ci fonctionnera en mode de propagation progressive, cette charge adaptée permet de supprimer toute réflexion au bout du réseau, ceci pour éviter le phénomène d'onde stationnaire.

Le problème qui se pose à ce niveau, c'est le problème d'adaptation entre la ligne d'alimentation microruban et l'antenne pour résoudre ce problème, on a inséré un quart d'onde entre chaque couple (ligne microruban, antenne) qui est une ligne de transmission de longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique Z_q .

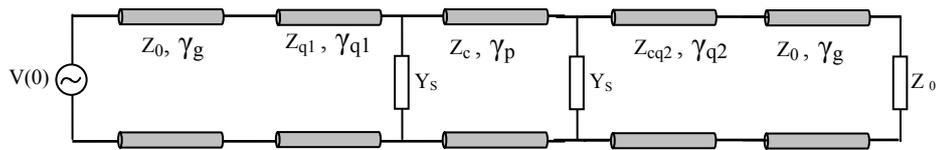


Fig. A4. 3 : Adaptation par des quarts d'onde

La théorie des lignes de transmission permet de diminuer la valeur de l'impédance ramenée Z_r au bout d'une longueur L de ligne, en fonction de l'impédance caractéristique de la ligne Z_C et de l'impédance de charge de la ligne Z_L .

$$Z_r = Z_C \frac{Z_L + j Z_C \tan BL}{Z_C + j Z_L \tan BL} \quad (\text{A4. 1})$$

$$\text{Pour } L = \lambda/4 \text{ on a } Z_r = \frac{Z_C^2}{Z_L} \quad (\text{A4. 2})$$

L'objectif d'utiliser des quarts d'onde est, d'une part, de réaliser l'adaptation 50Ω de l'antenne au niveau du point d'excitation et d'autre part de réaliser une transformation successive d'impédance.

À partir de la théorie des lignes de transmissions, on peut calculer Z_{q1} et Z_{q2} :

$$Z_{q1}^2 = \frac{Z_0}{Y_C + Y_s}$$

$$Z_{q2}^2 = \frac{Z_0}{Y_C - Y_s}$$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **J.R. JAMES, P.S. HALL**
"Handbook of microstrip Antennas" Volume 1
I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28, 1989.
- [2] **I.J. BAHL, P.BHARTIA**
"Microstrips Antennas" Volume 1
Artech House-1980.
- [3] **D. BIDOU**
"Contribution à l'étude d'Antennes Forte Gain. Applications dans le Domaine Millimétrique"
Thèse de Doctorat – n° 14-2003 - U.E.R des sciences -Université de LIMOGES-
Mai 2003.
- [4] **L. MERAD**
"Modélisation et optimisation de réseaux d'antennes imprimées par les réseaux de neurones et les méthodes stochastiques"
Thèse de Doctorat en électronique –Université Abou-bakr Belkaïd- TLEMEN, Juin 2005.
- [5] **K. BOUFELDJA**
"Synthèse d'antennes microrubans en réseaux non périodiques par modélisation des circuits d'alimentation"
Thèse de Magister "Signaux et systèmes" –Université Abou-bakr Belkaïd- TLEMEN, Juillet 1998.
- [6] **P.F. COMBES**
"Micro-ondes tome 2 : Circuits passifs, Propagation, Antennes"
Dunod - 1997
- [7] **TP SIMULATION HYPERFREQUENCE**
"De la ligne microruban à l'antenne patch"
DESS Optoélectroniques & Hyperfréquences
- [8] **L. MERAD**
"Modélisation et optimisation de réseaux d'antennes imprimées par les réseaux de neurones et les méthodes stochastiques"
Thèse de Magister en électronique –Université Abou-bakr Belkaïd- TLEMEN, Janvier 2001.
- [9] **N. HASSAÏNE**
"Conception de modèles équivalents pour l'analyse et synthèse d'antennes microrubans en réseaux périodiques et non périodiques"
Thèse de Magister "Signaux et systèmes" –Université Abou-bakr Belkaïd- TLEMEN, Juin 2001.

- [10] **C. DALL'OMO**
"Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler"
Thèse de Doctorat – n° 42-2003 - U.E.R des sciences -Université de LIMOGES-
Novembre 2003.
- [11] **R. CHANTALAT**
"Optimisation d'un réflecteur spatial à Couverture cellulaire par l'utilisation D'une antenne à bande interdite Electromagnetique multisources"
Thèse de Doctorat – n° 36-2003 - U.E.R des sciences -Université de LIMOGES-
Novembre 2003.
- [12] **C.A. BALANIS**
"Antenna Theory: Analysis and Design"
John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [13] **PUNIT S. NAKAR**
"Design Of A Compact Microstrip Patch Antenna For Use In Wireless/Cellular Devices"
A Thesis submitted to the Department of Electrical And Computer Engineering in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science Master of Science, spring semester, 2004.
- [14] **C. A. BALANIS**
"Advanced Engineering Electromagnetics",
John Wiley & Sons, New York, 1989
- [15] **E. O. HAMMERSTAD**
"Equations for Microstrip Circuit Design,"
Proc. Fifth European Microwave Conf., pp. 268-272, September 1975.
- [16] **W. F. RICHARDS**
"Microstrip Antennas", Chapter 10 in "Antenna Handbook: Theory Applications and Design" (Y.T. Lo and S.W. Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1988.
- [17] **F. ABBOUD**
"Modélisation des antennes imprimées rectangulaires ou circulaires à l'aide de quelques propriétés électromagnétiques simples"
Thèse de Doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, Décembre 1988.
- [18] **J. M. RIBERO**
"Antennes imprimées multifréquences étudiées à l'aide de modèles équivalents"
Thèse de Doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, Octobre 1996.
- [19] **K. S. YEE**
"Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media"
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, vol. 14, n°3, May 1966, pp. 302-307.

- [20] **A. TAFLOVE, M.E. BRODWIN**
"Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations"
I.E.E.E. Microwave Theory and Techniques, vol. 23, n°8, pp. 623-630, August 1975.
- [21] **X. ZHANG, K.K. MEI**
"Time domain finite difference approach to the calculation for frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities"
I.E.E.E. Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n°12, December 1988, pp. 1775-1787.
- [22] **T. KASHIWA, N. YOSHISA, I. FUFUI**
"Three-dimensional analysis of patch antenna by Bergeron's method"
Trans. I.E.I.C.E., Japon, vol. 71-B, n°4, April 1988, pp. 576-584, Japan.
- [23] **A. REINEIX, B. JECKO**
"Analysis of microstrip patch antennas using finite difference time domain method "
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, vol. 37, n°11, November 1989, pp. 1361-1369.
- [24] **FABRICE SAUVAT**
"Elément Rayonnant Imprime Multifréquence Place En Réseau Conforme"
Thèse de doctorat "électronique" –Université de Rennes I, Novembre 1999.
- [25] **B. ROBERT**
"Etude des réseaux d'antennes microrubans et de leurs structures d'alimentation"
Rapport de stage de DEA, Université de Nice-Sophia Antipolis, Juin, 1990.
- [26] **L. CIRIO**
"Antenne imprimée à commutation de polarisation analysée par simulation numérique TLM sur calculateur massivement parallèle"
Thèse de doctorat "électronique" –Université de Nice–Sophia Antipolis, 1994.
- [27] **J. MOSIG**
"Les structures microrubans : analyse au moyen des équations intégrales"
Thèse de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, 1983.
- [28] **R.E. MUNSON**
"Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays"
I.E.E.E. Trans., 1974, AP-22, pp. 74-78
- [29] **A.G. DERNERYD**
"Linearly polarized microstrip antennas",
Ibid., 1976, AP-24, pp 846-851
- [30] **A.G. DERNERYD**
"A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element"
I.E.E.E Trans., 1978. AP-26, pp. 532-535.

[31] E. LIER

“Improved formulas for input impedance of coax-fed micro-strip patch antennas”
I.E.E. Proc. H, Microwave, Opt. & Antennas, 1982,129, (4), pp. 161-164.

[32] H. PUES, A. VAN DE CAPPELLE

“Accurate transmission line model for the rectangular microstrip antenna”
I.E.E. Proc. Vol. 131, pt. H, No. 6, December 1984.

[33] F. GARDIOL

“Conception et Réalisation de circuits microrubans”
Ann. de Télécomm., Vol. 43, N° 5-6, 1988, pp. 220-236.

[34] R. A. PUCCEL, D. J. MASSE, P. H. HARTUIG

“Losses in Microstrip”
I.E.E.E. Transactions on microwave Theory and Technologies, Vol. MTT -16 N° 6, June 1968, pp. 342-350.

[35] RUSSELL W. DEARNLEY, ALAIN R. F. BAREL

“A Broad-band transmission line model for a rectangular microstrip antenna”
I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, vol. 37, n° 1, january 1989.

[36] SHUNSHI ZHONG and GANG LIU

“improved transmission line model for input impedance of rectangular microstrip antennas with multi-dielectric layers”
I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, 0-7803-2009-3/1994.

[37] V. ZACHOU, G. MAYRIDIS, C. G. CHRISTODOULOU' AND M. T. CHRYSSOMALLIS.

“Transmission Line Model Design Formula for Microstrip Antennas with Slots”
I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, 1-7803-8302-8/2004

[38] Z. I. DAFALLA, W. T. Y. KUAN, A. M. ABDEL RAHMAN, AND S. C. SHUDAKAR

“Design of a Rectangular Microstrip Patch Antenna at 1 GHz”
I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, 0-7803-8671-X/2004

[39] ZHU QI, FU KAN, LIANG TIE-ZHU

“Analysis of Planar Inverted-F Antenna Using Equivalent Models”
I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, 0-7803-8883-6/2005