

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE
ECOLE DOCTORALE DES TECHNOLOGIES ET APPLICATIONS
SPATIALES**

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en technologies et applications spatiales

Option : **TELECOMMUNICATIONS SPATIALES**

Présenté par

M_{elle} : Seggani Hizia

Thème :

***Modélisation des transitions pseudo graduelles
en guides d'ondes cylindriques métalliques
(Application aux cornets circulaires)***

Examiné par le jury :

<u>Président</u> :	Mr M.Benslama	Professeur	Université de Constantine
<u>Rapporteur</u> :	Mr M.L. Riabi	Professeur	Université de Constantine
<u>Examineur</u> :	Mr M.T. Benhabiles	Maitre de conférences	Université de Constantine
<u>Examineur</u> :	Mr M. Bouchemat	Professeur	Université de Constantine

Soutenu le 13/12/2012

Dédicace

A mes Parents,

A mes Frères et Sœurs et leurs enfants,

A tous mes Amis

A tous mes enseignants

A tous ceux qui me sont chers,

A tous ceux qui militent pour une humanité solidaire et prospère

7937A

Remerciements

*Mes remerciements vont au premier lieu au **BON DIEU** pour la force, la patience et la volonté qu'il m'a donné durant ces années de thèse.*

*Ce travail a été réalisé, au laboratoire d'Electromagnétisme & Télécommunications, sous la direction de Monsieur **RIABI MOHAMED LAHDI**, Professeur à l'université de Constantine. Je tiens à le remercier vivement pour m'avoir encadré et guidé, merci pour la liberté qu'il m'a laissé ainsi que la confiance dont il a toujours fait preuve à notre égard.*

*J'adresse mes remerciements à monsieur **Mr. M. BENSLAMA**, Professeur à l'université de Constantine que je tiens à lui exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance de m'avoir honoré d'accepter de présider le jury de cette thèse.*

*Mes remerciements vont également à **Mr. M.T. BENHABILES** Maître de conférences à l'université de Constantine, et à **Mr. M. BOUCHEMAT** Professeur à l'université de Constantine, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant de le juger.*

*Je tiens également à remercier **Mr. A. CHAABI** Professeur à l'université de Constantine, pour son soutien moral et ses conseils précieux.*

*Un grand remerciement à **M^{elle}. THABET RAWDHA** Docteur à l'université de Constantine pour le suivi et les conseils qu'elle m'a donné.*

Par ailleurs, j'adresse mes remerciements à tous ceux qui ont m'ont aidé de près ou de loin à finir et présenter ce travail.

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Quelques méthodes de modélisation électromagnétique

I-1 Introduction.....	4
I-2 Les méthodes analytiques.....	4
I-2-1 La décomposition en somme de séries.....	5
I-2-2 La méthode des perturbations	5
I-2-3 La méthode de séparation des variables.....	5
I-3 Les méthodes numériques.....	5
I-3-1 La méthode des éléments finis	6
I-3-2 La méthode des volumes finis.....	8
I-3-3 La méthode des différences finies.....	8
I-3-4 La méthode des moments.....	9
I-3-5 La méthodes des équations intégrales de frontières.....	10
I-3-6 La méthode des lignes de transmission.....	10
I-3-7 La méthode des moindres carrés (LSBR method).....	11
I-3-8 La technique de raccordement modal.....	12

Chapitre II : Modélisation des transitions en guides d'ondes circulaires par la méthode de raccordement modal

II-1 Introduction.....	14
II-2 Guide d'ondes circulaire.....	14
II-2-1 Expression des Champs	15
II-2-1-1 Les modes TE.....	15
II-2-1-2 Les modes TM.....	18
II-2-2 Distribution des champs dans un guide circulaire	19

II-3	Discontinuité en guide d'ondes circulaire	20
II-4	La méthode de l'analyse modale.....	20
II-4-1	Transition circulaire simple.....	21
II-4-2	Les champs tangentiels et transverses au niveau de la transition.....	21
II-4-3	La matrice de dispersion S.....	22
II-4-4	Transitions multiples.....	24
II-5	Exemples de transitions pseudo-graduelles et résultats numériques.....	25

Chapitre III : Application au cornet circulaire

III-1	Introduction.....	36
III-2	Aperçu sur les antennes.....	36
III-2-1	Les principales caractéristiques d'antennes.....	37
III-2-1-1	Le diagramme de rayonnement.....	37
III-2-1-2	La directivité.....	38
III-2-1-3	Le gain.....	38
III-2-1-4	La polarisation.....	39
III-2-2	Les antennes cornets.....	39
III-2-2-1	Les différents types des cornets.....	40
III-2-2-2-1	Le cornet à lentille	40
III-2-2-2-2	Le cornet à bords recourbés	40
III-2-2-2-1	Le cornet corrugué	40
III-3	Application : Le cornet circulaire.....	41
III-4	Exemples de cornets circulaires et résultats de simulation.....	42
	Conclusion générale.....	54
	Bibliographie.....	56

Introduction
Générale

INTRODUCTION GENERALE

Les micro- ondes se sont beaucoup développées depuis les années 1940 et elles ont actuellement des applications nombreuses et très importantes pour les télécommunications tant terrestres que spatiales. Les conséquences de cette évolution sont le développement technologique et l'émergence des technologies de télécommunications.

Le développement important des télécommunications a suscité une demande énorme en techniques électromagnétiques d'analyse et de conception. Un grand nombre de méthodes numériques conçues et perfectionnées pour des applications dans le domaine des micro-ondes, notamment spatial, a vu le jour.

La mise sur le marché de moyens de calcul de plus en plus puissants et faciles d'emploi a été très bénéfique pour ces méthodes en augmentant la précision des résultats et en réduisant le temps de calcul. Une modélisation théorique assez précise de dispositifs de plus en plus complexes est devenue très concevable.

L'objectif de notre travail est de faire la modélisation des transitions pseudo graduelles en guides d'ondes cylindriques métalliques et son application à la conception de cornets circulaires, dispositifs très populaires dans la bande des hyperfréquences.

La méthode de modélisation utilisée est la technique de raccordement modal qui se révèle être un outil de calcul très efficace pour modéliser les discontinuités uni-axiales en guide d'ondes, car elle a permis de concevoir avec succès plusieurs types de composants micro-ondes (filtres, transformateurs, déphaseurs, antennes,.....etc.).

Le langage de calcul utilisé est Matlab et les résultats obtenus sont validés par HFSS, logiciel commercial de modélisation permettant de visualiser la répartition des champs électriques et magnétiques ainsi que des courants, de calculer les coefficients de transmission et de réflexion entre des plans définis, de visualiser le diagramme de rayonnement....etc.

Le travail présenté dans ce mémoire est réparti sur trois chapitres :

- ✓ Le premier chapitre est consacré à une étude bibliographique, concernant les techniques numériques utilisées dans la modélisation des discontinuités en guide d'ondes
- ✓ Le deuxième chapitre concerne l'analyse des transitions en guides d'ondes circulaires par la méthode de raccordement modal. Nous avons décrit la transition simple et nous avons déterminé la matrice de dispersion correspondante. Nous avons également représenté la formulation permettant de réaliser le chainage entre deux ou plusieurs discontinuités successives. Le chapitre est terminé par quelques applications sur les transitions pseudo-graduelles où les résultats sont validés par ceux obtenus par le logiciel HFSS.
- ✓ Dans le troisième et dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude des cornets circulaires et à la détermination de leurs diagrammes de rayonnement en utilisant HFSS.

CHAPITRE I

Quelques méthodes de modélisation en électromagnétisme

I-1 Introduction

La modélisation des circuits hyperfréquences permet de prédire leurs bons fonctionnements avec un gain de temps considérable. Les outils de modélisation électromagnétique associés aux logiciels commerciaux de simulation connaissent une grande expansion. Malgré cela, la recherche des outils de modélisation moins versatiles qui soient encore plus rapides et plus précis reste toujours un sujet d'actualité.

Diverses méthodes de modélisation électromagnétique des circuits en ondes centimétriques et millimétriques ont été mises au point et, ce grâce à l'arrivée sur le marché des moyens de calcul plus puissants et moins onéreux. La tendance actuelle consiste à utiliser les outils de simulation pour réduire les temps et les coûts de fabrication des circuits. Cependant, étant donné que le temps de calcul augmente avec la complexité du circuit dont la conception fait souvent appel à un processus d'optimisation, l'obtention d'un modèle électromagnétique plus précis permet de gagner non seulement en temps de calcul mais également en précision, éliminant ainsi d'éventuels réglages post-fabrication très coûteux [1].

De nombreuses méthodes de calcul ont été développées, et sont généralement classées en deux types : analytiques et numériques, où chacune d'elles étant plus adaptée à un certain type de problèmes. Les méthodes analytiques permettront d'analyser des structures possédant certaines symétries et dont la géométrie et le modèle de matériau restent simples. Pour des modélisations plus réalistes de géométries et de structures complexes, on choisira l'approche numérique.

I-2 Les méthodes analytiques

Les travaux basés sur les méthodes analytiques ont débuté entre les deux guerres avec de nombreux résultats publiés dans les années 40–60. Ces méthodes permettent de résoudre les problèmes d'électromagnétisme en utilisant les principes d'électrostatique « équation de Poisson » qui recourent aux formalismes de la fonction de Green et de la technique de la transformée conforme [2].

I-2-1 La méthode de séparation de variables (ou méthode de Fourier)

Cette technique est très utilisée et constitue souvent le point de départ d'autres méthodes. Le concept est simple. Si l'on recherche la solution $F(x, y, z, t)$ d'une équation aux dérivées partielles (EDP) alors on propose, si la physique du problème nous le permet, d'exprimer cette fonction sous la forme de séparation de variables :

$$F(x, y, z, t) = X(x).Y(y).Z(z).T(t) \quad (\text{I-1})$$

On est parfois limité à :

$$F(x, y, z, t) = F(x, y).Z(z).T(t) \quad (\text{I-2})$$

Ou à d'autres formes, mais les simplifications obtenues permettent de déterminer plus facilement les solutions générales de l'EDP [3].

I-2-2 La décomposition en sommes de séries

La méthode de séparation de variables engendre souvent la nécessité d'utiliser des séries de fonctions orthogonales. Ces séries peuvent aussi être adaptées à des EDP à variables non séparables. Après avoir choisi la forme des fonctions orthogonales approchant au mieux les phénomènes physiques, on intègre l'EDP sur l'ensemble du domaine (la méthode est dite « intégrale »). On obtient ainsi les coefficients des différents termes des séries.

I-2-3 La méthode des perturbations

Cette méthode permet d'utiliser les résultats analytiques d'une structure, (par exemple : guide d'ondes vide) pour modéliser une structure dérivée plus complexe. On considère que la variation entre les deux dispositifs est suffisamment petite pour que certaines variables électromagnétiques restent inchangées. On peut alors se concentrer sur les variations des autres variables. Bien évidemment, la méthode est précise tant que les variations du dispositif n'entraînent pas l'apparition de phénomènes physiques remettant en cause la répartition des champs électromagnétiques dans la structure.

I-3 Les méthodes numériques

Les méthodes numériques sont généralement développées pour l'analyse de structures complexes, malgré leur avantage d'avoir un champ d'application plus vaste, elles présentent

cependant l'inconvénient de donner des résultats dont la précision est souvent tributaire de la capacité des ordinateurs utilisés, et par conséquent le temps de calcul est excessivement long.

La classification de ces méthodes numériques est un vaste sujet à débat. En ce qui nous concerne, nous les classons selon la façon dont l'approximation de la solution s'effectue, notamment selon l'espace géométrique dans lequel s'opère la discrétisation : le passage de la solution exacte continue à une solution approchée discrétisée. Pour un problème dont la variation dans les trois directions d'espace des champs électromagnétiques est à déterminer, nous distinguons les méthodes basées sur une discrétisation en trois dimensions (3D) et celles utilisant une discrétisation en deux dimensions (2D) [2].

Dans la catégorie des discrétisations 3D, les méthodes les plus connues sont : la méthode des éléments finis FEM (Finite element method), la méthode des différences finies FD, ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD (Finite Difference Time Domain), la TLM (transmission line method) [3]. Presque la totalité des outils commerciaux (3D) font partie de cette catégorie, grâce à la facilité de la description des géométries variées, la variation locale de loi de constitution et des combinaisons des conditions aux limites. Par contre, la dimension du système d'équations linéaires associées est directement liée à la complexité de la structure étudiée et à la longueur d'onde de travail. On se retrouve vite à la limite des ressources informatiques et à un temps de calcul important quand le rapport géométrie/longueur d'onde dépasse quelques dizaines.

Dans la deuxième catégorie, l'approximation de la solution ne se fait pas directement à partir des équations de Maxwell en forme intégrale ou différentielle, mais bien après des calculs formels dans lesquels les propriétés des solutions en champs électromagnétiques, dans des structures canoniques, sont mises au profit pour réduire un problème 3D à l'étude des champs EM sur une surface, ou un problème 2D à l'analyse des champs sur un contour. L'effort de ce calcul formel est généralement récompensé par un gain, à la fois, en temps de calcul et en besoin informatique (espace mémoire par exemple), par contre peu d'outils de cette famille peut prétendre à une versatilité comparable à celle de la première catégorie.

I-3-1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis FEM fut développée et appliquée en premier lieu en génie civil et en mécanique, et n'a trouvé sa place que peu à peu en électricité vers la fin des

années 1960. Cette méthode est fondée sur une formulation intégrale. Le principe de la méthode des éléments finis est de découper le domaine d'intégration à deux ou trois dimensions en données élémentaires de taille finie. Sur chacun de ces sous-domaines, appelés éléments finis, la fonction inconnue est approchée par une combinaison linéaire de polynômes à une ou plusieurs variables de faible degré. Les coefficients de chaque polynôme sont déterminés par la valeur de la fonction en des points particuliers que l'on appelle les nœuds de l'élément. Par exemple, en deux dimensions, on pourra choisir des triangles comme éléments finis (figure I-1), leurs sommets pour nœuds et les polynômes de degré inférieur ou égal à 1 comme base. Une fois effectué le découpage en éléments finis, les valeurs de la fonction en chaque nœud deviennent les inconnues à déterminer. [4]

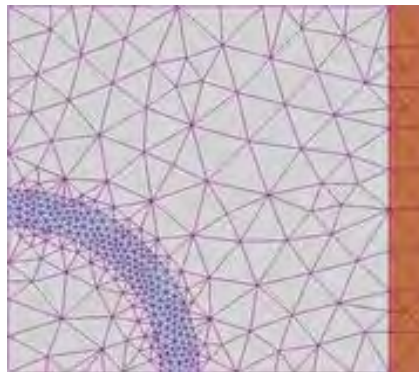


Figure I.1 Exemples de maillages adaptatifs utilisés en FEM.

En électromagnétisme, la méthode des éléments finis a été utilisée en premier lieu pour étudier des guides d'ondes de section arbitraire, des guides partiellement remplis de diélectrique et de lignes imprimées blindées, structures où l'on détermine les champs sur la section droite (problèmes à deux dimensions). Plusieurs développements algébriques ont été considérés pour représenter les champs. Par la suite, des problèmes tridimensionnels ont aussi été abordés, notamment l'étude de cavités partiellement chargées de diélectrique et les réflexions produites par des objets disposés dans des guides d'ondes. La méthode a été adaptée à l'étude de cavités cylindriques circulaires destinées à des accélérateurs de particules. Le découpage en triangles ou en tétraèdres implique une grille finie et donc une structure bornée. La méthode a été adaptée au traitement de problèmes ouverts en plaçant des frontières

absorbantes. On peut l'utiliser pour des antennes de dimensions finies, et disposées sur des surfaces courbées [5].

I-3-2 Méthode des volumes finis

Cette méthode est basée sur des techniques développées et validées en dynamique des fluides numérique. Elle permet d'étudier des problèmes de diffraction, de rayonnement, de compatibilité électromagnétique ou d'interférence et de blindage. La méthode des volumes finis en régime temporel (Finite Volume Time Domain, FVTD) met en œuvre les équations de Maxwell dans leur forme conservative [6]. Les méthodes aux volumes finis ont supplanté les méthodes classiques basées sur les différences finies dans le traitement des problèmes complexes notamment tridimensionnels. La technique comprend deux étapes importantes :

- le maillage : il consiste à diviser le domaine en plusieurs intervalles réguliers appelés volumes de contrôle.
- la discrétisation : lors de cette étape les équations sont intégrées dans les volumes de contrôle.

I-3-3 Méthode des différences finies

Depuis la fin des années 80, on assiste à un développement exceptionnel des méthodes de calcul numérique dites «**PDE partial différentiel équation**». Ces méthodes permettent de résoudre les équations aux dérivées partielles dans les domaines temporel ou fréquentiel. Les raisons de cet engouement sont multiples.

Parmi ces algorithmes PDE, c'est la méthode FDTD qui possède le plus grand nombre de domaines d'applications tant au niveau des structures pouvant être modélisées qu'au niveau des domaines de fréquences explorés. Cette méthode a été proposée par Kane Yee en 1966 [7] puis plus ou moins oubliée jusqu'en 1975. Cette année là, Allen Taflove [8], qui n'arrivait pas à résoudre un problème de pénétration de micro-ondes sur l'œil humain (de nombreuses cataractes avaient été observées sur des techniciens radar durant la Seconde Guerre Mondiale), décide d'utiliser l'algorithme de Yee. Malgré le succès de sa modélisation et les différentes améliorations qu'il apporte à la méthode, celle-ci retombe dans l'oubli, sans doute faute de moyens informatiques suffisants (seule la Défense américaine continue à l'utiliser). La révolution informatique est cependant en marche et, dès la fin des années 80, elle va permettre

de généraliser l'utilisation de la FDTD. Depuis lors, plusieurs centaines d'articles paraissent chaque année sur ce sujet.

Ce succès s'explique principalement par la simplicité du principe de base de la méthode. Il s'agit d'implémenter les équations de Maxwell et de les appliquer sur l'ensemble de l'espace de modélisation pour tout instant de la simulation. Or, les équations de Maxwell régissent le comportement électromagnétique de la matière, ce qui leur permet de s'appliquer quel que soit le système envisagé. Théoriquement, la FDTD permet donc de modéliser des structures quelconques (évidemment, dans la pratique quelques restrictions vont intervenir). C'est cette polyvalence qui constitue l'intérêt majeur de la méthode.

I-3-4 Méthode des moments

La méthode des Moments a été développée par Harrington en régime harmonique pour l'étude des antennes [9]. Elle est basée sur la résolution de l'équation de continuité du champ électrique ou magnétique total à la surface des objets diffractant. Les équations intégrales du courant sur le contour des objets permettent de déterminer directement la répartition des courants induits à partir du champ électrique incident. Elle réalise pour cela le produit d'une fonction test et d'une fonction de base représentant le courant inconnu. Il est également possible de résoudre les problèmes de couplage en régime transitoire.

Cette méthode permet de traiter les systèmes ouverts, comme par exemple la diffraction d'une onde [10]. Elle nécessite de mailler exclusivement la surface des objets, ce qui limite les temps de calcul et l'espace mémoire. Elle est, de ce fait, bien adaptée aux problèmes hyperfréquences, où l'épaisseur de peau est négligeable. Par contre, elle ne peut pas d'écrire les phénomènes à l'intérieur des objets, et ne tient pas compte de l'anisotropie des milieux.

L'avantage d'utiliser la méthode des moments est que cette méthode modélise seulement la géométrie de la structure à étudier sans modéliser son environnement. Elle permet ainsi d'insérer facilement les différents composants discrets que nous pouvons trouver sur une carte électronique. Cependant l'inconvénient principal de cette méthode est que la résolution des structures où la géométrie contient différents milieux diélectriques ou magnétiques se révèle délicate. De plus, la résolution est effectuée dans le domaine fréquentiel, ce qui complique le traitement des non linéarités. Enfin cette méthode nécessite

un calcul pour chaque point de fréquence ce qui entraîne des temps de calcul élevés pour obtenir une réponse sur un large spectre fréquentiel. De plus, si le pas de fréquence n'est pas assez fin le risque est de perdre des informations et, plus particulièrement, de ne pas voir certaines fréquences de résonances.

Pour résumer, la méthode des moments est utilisée essentiellement dans le domaine fréquentiel bien que des versions temporelles existent. Elle est appropriée pour les structures dont la plus grande dimension ne dépasse pas, en général, quelques longueurs d'ondes. Au delà de cette limite qui dépend en partie du choix des fonctions de base, le coût en temps de calcul et la taille de la mémoire nécessaire deviennent excessifs.

I-3-5 Méthodes des équations intégrales de frontière

La méthode des équations intégrales de frontières consiste à mettre les équations de Maxwell sous la forme d'une équation intégrale à la surface d'un domaine Ω , en fonction de la valeur de l'inconnue et de ses dérivées normale à la frontière T [11]. Elle utilise pour ce faire la seconde identité de Green. La résolution du problème se fait en discrétisant numériquement la frontière afin de transformer l'ensemble des équations à résoudre en un système linéaire.

Cette méthode a l'avantage de réduire la dimension du problème qui permet de diminuer le nombre d'inconnues. Néanmoins, elle présente de fortes singularités qui sont doubles [4]:

- Les singularités géométriques au niveau des points anguleux où la dérivée normale est non définie.
- Les singularités au niveau de la fonction de Green.

Pour remédier à ce problème, il faut augmenter le nombre de points d'intégration ce qui entraîne un coût supplémentaire en temps de calcul, ou des méthodes de régularisation [11].

I-3-6 Méthodes des lignes de transmission

La méthode des lignes de transmission (TLM) est une méthode temporelle basée sur le principe de l'équivalence entre les équations de Maxwell et celles des lignes de transmission [12]. Globalement, les éléments de la structure sont modélisés par des charges localisées et les

propriétés des milieux de propagation entre ces éléments par les différentes caractéristiques des lignes de transmission. L'excitation par une onde électromagnétique incidente est transformée en une impulsion de tension ou de courant [13]. La méthode TLM divise la structure à étudier en petits éléments. Ces éléments sont modélisés par une matrice cartésienne tridimensionnelle composée de nœuds séries et parallèles. Les nœuds condensés symétriques sont reliés entre eux par des lignes de transmission bifilaires permettant de simuler la propagation d'impulsion (Figure I-2). Lorsque nous excitons un nœud par cette impulsion, l'énergie qui accompagne cette excitation va se propager dans les six directions de façon isotrope.

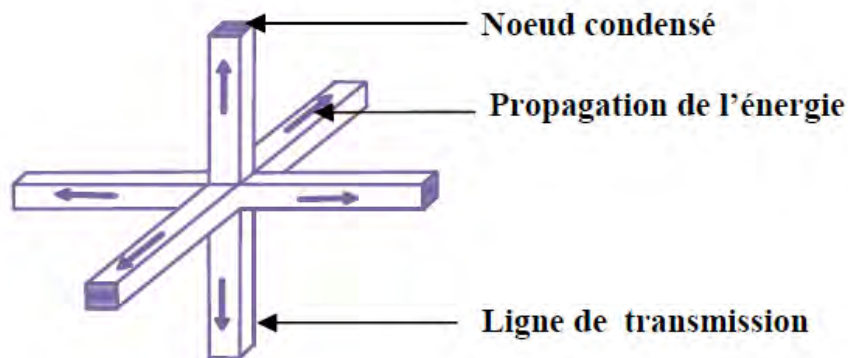


Figure I-2 : Nœud Symétrique Condensé

La méthode TLM présente en général les mêmes avantages et inconvénients que la méthode des différences finies.

I-3-7 La méthode des moindres carrés (LSBR method)

Cette méthode a été introduite pour la première fois pour résoudre les problèmes de diffraction en électromagnétisme par J.B.Davies [14]. Elle apporte une solution élégante au problème de caractérisation des discontinuités complexes dans les structures guidantes. Elle se rapproche, par la forme, à la méthode des moments, de laquelle elle diffère par la présence de fonctions de poids intervenant dans les produits scalaires. Par contre, son inconvénient majeur c'est sa convergence, bien que rigoureuse, cependant relativement lente.

I-3-8 La technique de raccordement modal

La méthode de raccordement modal est l'une des techniques les plus fréquemment utilisées dans la formulation des problèmes aux limites. En général, cette méthode est appliquée quand la géométrie de la structure peut être identifiée à une jonction de deux ou plusieurs régions où chacune appartient à un système de coordonnées séparé. Cette méthode a été introduite par J. Schinger, durant les années 40. Elle est très bien adaptée pour l'analyse des structures non homogènes à plusieurs couches diélectriques [15].

La technique de raccordement modal a été appliquée pour la résolution de problèmes de dispersion dus aux diverses discontinuités en guide d'ondes. Elle a été également utilisée pour analyser des structures complexes telles que les filtres, transformateur en guide d'ondes et diviseur de puissance [16].

Un exposé détaillé de la technique de raccordement modal est représenté dans le chapitre II.

CHAPITRE II

Modélisation des transitions en guides d'ondes circulaires par la méthode de raccordement modal

II-1 Introduction

Les ondes électromagnétiques peuvent être émises dans l'espace libre au moyen par exemple d'une antenne, on parle alors de propagation libre des ondes, procédé qui est largement utilisé pour les systèmes de télécommunication [17]. Lorsque la fréquence et/ou la puissance augmente l'emploi de lignes de transmission devient très limité par l'apparition des modes d'ordre supérieur qui se manifestent dès que les dimensions transversales des structures utilisées ne sont plus négligeables devant la longueur d'onde, et aussi par l'accroissement des pertes diélectriques dans les isolants qui provoque également des atténuations souvent importantes [18], Dans ce cas, il devient nécessaire d'utiliser des structures appelées de façon générale « guide d'onde » pour la transmission de cette énergie électromagnétique.

Dans ce chapitre nous donnons un aperçu sur les guides d'ondes circulaires puis nous décrivons la méthode de raccordement modal que nous avons utilisé pour modéliser les discontinuités en guide d'onde circulaires .En effet, plusieurs contributions peuvent être trouvées dans la littérature. L'intérêt de ces discontinuités vient du fait que plusieurs dispositifs micro-ondes, récemment conçus et réalisés, utilisent les transitions circulaires comme des cellules de base dans leurs conceptions. Du point de vue conception de composants micro-ondes, il est intéressant de disposer de méthodes précises et rapides pour analyser de ce type de structures [19].

II-2 Les guides d'ondes circulaires

Le guide d'onde circulaire est un tube métallique creux de section transversale circulaire, la figure II-1 indique la géométrie de section de guide d'ondes circulaire de rayon interne a .

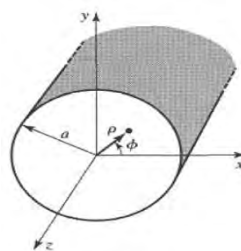


Figure II-1 Géométrie du guide d'onde circulaire

A cause de sa géométrie cylindrique, il est approprié d'utiliser des coordonnées cylindriques.

II-2-1 Expressions des Champs

Les champs transverse en coordonnées cylindriques peuvent être dérivés à partir des composantes longitudinales des champs E_z et H_z pour des modes TE et TM respectivement en utilisant les équations de Maxwell comme suit :

$$E_\rho = \frac{-j}{k_c^2} \beta \left(\frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\omega \mu}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} \right) \quad (\text{II-1})$$

$$E_\varphi = \frac{-j}{k_c^2} \left(\frac{\beta}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (\text{II-2})$$

$$H_\rho = \frac{j}{k_c^2} \left(\frac{\omega \epsilon}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (\text{II-3})$$

$$H_\varphi = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega \epsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\beta}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} \right) \quad (\text{II-4})$$

Où $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ est le nombre d'onde de coupure du guide, $k = \omega \sqrt{\epsilon \mu}$.

β est la constante de propagation.

II-2-1-1 Les modes TE

Pour les modes TE, $E_z=0$, et H_z est une solution de l'équation d'onde :

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad (\text{II-5})$$

Si $H_z(\rho, \varphi, z) = h_z(\rho, \varphi) e^{-j\beta z}$, l'équation (II-5) peut être exprimée en coordonnées cylindriques comme suite :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + k_c^2 \right) h_z(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{II-6})$$

Avec la séparation des variables suivante :

$$h_z = R(\rho)P(\varphi) \quad (\text{II-7})$$

Nous obtenons les deux équations différentielles suivantes :

$$\frac{1}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho R} \frac{\partial R}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2 P} \frac{\partial^2 P}{\partial \varphi^2} + k_c^2 = 0 \quad (\text{II-8})$$

$$\frac{\partial^2 P(\varphi)}{\partial \varphi^2} + k_\varphi^2 P(\varphi) = 0 \quad (\text{II-9})$$

Les solutions générales des équations (II-8) et (II-9) sont respectivement

$$R(\rho) = C J_n(k_c \rho) + D Y_n(k_c \rho) \quad (\text{II-10})$$

$$P(\varphi) = A \cos(n\varphi) + B \sin(n\varphi) \quad (\text{II-11})$$

- A et B sont les constantes d'intégration dont les valeurs seront déterminées d'après les conditions aux limites
- $J_n(B_\perp r)$ est la fonction de **Bessel** de première espèce, d'ordre n et d'argument($k_c \rho$).
- $Y_n(k_c \rho)$ est la fonction de **Bessel** de seconde espèce, d'ordre n et d'argument($k_c \rho$).

Les $J_n(k_c \rho)$ et $Y_n(k_c \rho)$ apparaissent sur la figure (II-2).

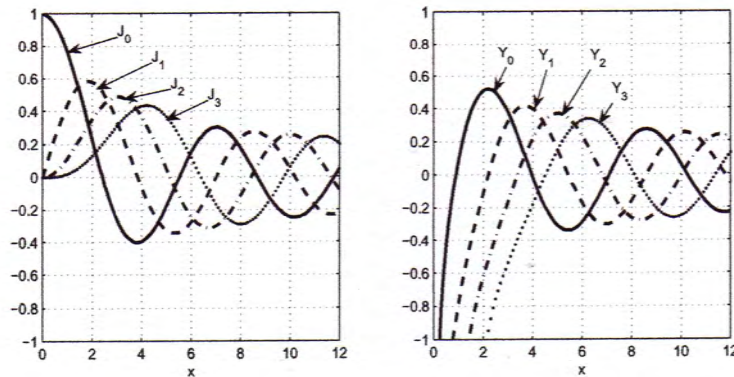


Figure II-2 Fonction de Bessel de première et seconde espèces.

D'une part, il faut que n ait une valeur entière pour que $P(\varphi)$ soit périodique de période 2π . D'autre part, la fonction $Y_n(k_c \rho)$ a la propriété de tendre vers infini lorsque $\rho = 0$, ce qui n'a pas de sens physique, il s'ensuit que $D = 0$. De plus, par souci de simplicité, on choisit

l'origine de φ pour ne conserver que la variation en $\cos n\varphi$, c.à.d. $B=0$. On pose finalement le produit $A \times C = H_0$.

Donc les composantes des champs transverses pour les modes TE_{nm} sont données par [20] :

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2\rho} nH_0 \sin(n\varphi) J_n(k_c\rho) e^{-jBz} \quad (\text{II-12})$$

$$E_\varphi = \frac{j\omega\mu}{k_c} H_0 \cos(n\varphi) J_n'(k_c\rho) e^{-jBz} \quad (\text{II-13})$$

$$H_\rho = \frac{-j\beta}{k_c} H_0 \cos(n\varphi) J_n'(k_c\rho) e^{-jBz} \quad (\text{II-14})$$

$$H_\varphi = \frac{-j\beta}{k_c^2\rho} H_0 \sin(n\varphi) J_n(k_c\rho) e^{-jBz} \quad (\text{II-15})$$

$$H_z = H_0 \cos(n\varphi) J_n(k_c\rho) e^{-jBz} \quad (\text{II-16})$$

Par application des conditions aux limites [20]:

$$[E_\varphi]_{\rho=a} = 0 \Rightarrow J_n'(k_{cnm}a) = 0.$$

Et si les racines de $J_n'(x)$ sont définies par p'_{nm} donc $J_n'(p'_{nm})$ s'annule et k_c doivent prendre les valeurs :

$$k_{cTE_{nm}} = \frac{p'_{nm}}{a} \quad (\text{II-17})$$

Les valeurs de p'_{nm} sont tabulées pour quelques modes dans le tableau II-1 et Les indices n et m servent ici à identifier le mode supérieur de transmission (TE_{nm} ou TM_{nm}) dans le guide d'ondes circulaire.

La constante de propagation des modes TE_{nm} est :

$$\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{nm}}{a}\right)^2} \quad (\text{II-18})$$

Avec une fréquence de coupure :

$$f_{cnm} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (\text{II-19})$$

n	p'_{n1}	p'_{n2}	p'_{n3}
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970

Tableau II-1 : Valeurs de p'_{nm} pour quelques modes TEnm

II-2-1-2- Les modes TM

Pour les modes TM du guide d'ondes circulaire, la composante H_z est égale à zéro et E_z est solution de l'équation d'onde. De même que pour l'équation (II-5), si $E_z(\rho, \varphi, z) = e_z(\rho, \varphi) e^{-j\beta z}$, l'équation (II-6) est remplacée par :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + k_c^2\right) e_z(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{II-20})$$

Les composantes des champs transverses pour les modes TM_{nm} sont données par [20]:

$$E_z = E_0 \cos(n\varphi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (\text{II-21})$$

$$E_\rho = -\frac{j\beta}{k_c} E_0 \cos(n\varphi) J_n'(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (\text{II-22})$$

$$E_\varphi = \frac{j\beta}{k_c^2 \rho} n E_0 \sin(n\varphi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (\text{II-23})$$

$$H_\rho = -\frac{j\omega \varepsilon}{k_c^2 \rho} n E_0 \sin(n\varphi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (\text{II-24})$$

$$H_\varphi = -\frac{j\omega \varepsilon}{k_c^2} E_0 \cos(n\varphi) J_n'(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (\text{II-25})$$

Par application des conditions aux limites :

$$[E_\varphi]_{\rho=a} = 0 \Rightarrow J_n(k_{cnm} a) = 0.$$

Et si les racines de $J_n(x)$ sont définies par p_{nm} donc $J_n(p_{nm})$ s'annule et k_c doit prendre les valeurs :

$$k_{cTMnm} = \frac{p_{nm}}{a} \quad (\text{II-26})$$

Les valeurs de p_{nm} sont tabulées pour quelques modes dans le Tableau II-2 et les indices n et m servent ici à identifier le mode supérieur de transmission (TE_{nm} ou TM_{nm}) dans le guide d'ondes circulaire.

La constante de propagation des modes TM_{nm} est :

$$\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2} \quad (\text{II-27})$$

Avec une fréquence de coupure :

$$f_{c_{nm}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (\text{II-28})$$

m	p_{n1}	p_{n2}	p_{n3}
0	2.204	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

Tableau II-2 : Valeurs de p_{nm} pour quelques modes TM_{nm}

II-2-2 Distribution des champs dans un guide d'ondes circulaire

La Figure (II-3) montre la distribution des champs électrique et magnétique pour quelques modes **TE** et **TM** dans un guide d'ondes cylindrique circulaire [18].

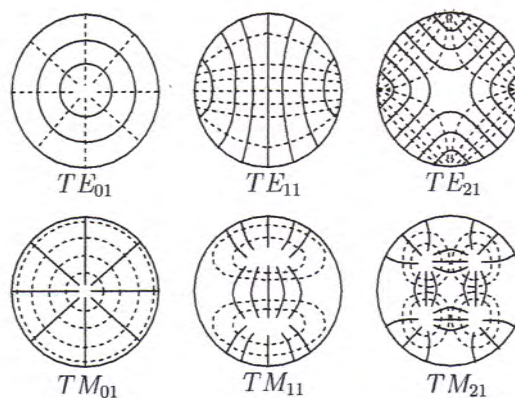


Figure II-3 : Distribution des champs dans un guide cylindrique circulaire.

II-3 Discontinuité en guide d'ondes circulaire

On désigne par discontinuité toute modification intervenant dans une structure guidante, telle que le changement de géométrie, de direction de propagation ou des paramètres physiques (permittivité, perméabilité) qui affectent la symétrie de translation de la structure de guidage et entraînent des réflexions de l'énergie, donc l'apparition d'une impédance. Notre étude est basée sur les transitions pseudo-graduelles en guide d'ondes circulaire, qui sont des discontinuités dont la structure a une seule direction de propagation [1].

La cellule de base des structures à étudier est représentée sur la Figure II-4. Il s'agit d'une jonction entre deux guides circulaires.

II-4 La méthode de raccordement modal

La méthode de raccordement modal (MRM) a été utilisée, avec succès, pour caractériser les transitions en guide d'ondes. En association avec la technique de la matrice de dispersion S généralisée, cette méthode permet de déterminer les paramètres S et par conséquent les coefficients de réflexion et de transmission des modes excités au niveau de la jonction entre guides d'ondes. Les paramètres S d'une structure globale, constituée de plusieurs discontinuités en cascade, sont calculés en chaînant les matrices S des discontinuités individuelles.

Le principe de la méthode consiste à développer le champ électromagnétique de part et d'autre de la discontinuité sous forme d'une somme de combinaisons linéaires du mode fondamental et des modes d'ordre supérieur. Si la forme fonctionnelle des modes supérieurs est connue, le problème se réduit à la détermination des amplitudes des modes normaux associés aux expressions des champs électrique et magnétique dans les différentes régions. La représentation modale est suivie par l'application des conditions de continuité des champs électrique et magnétique au niveau de la jonction entre les deux régions. Cette procédure, en liaison avec la propriété d'orthogonalité conduit à la matrice S généralisée [19].

D'une façon générale, nous pouvons résumer le principe de cette méthode par les étapes suivantes :

II-4-1 transition circulaire simple

Il s'agit d'une jonction entre deux guides circulaires d'axes concentriques et de rayons R_1 et R_2 . Seuls les modes TE_{1n} (type h) et TM_{1n} (type e) sont excités [21].

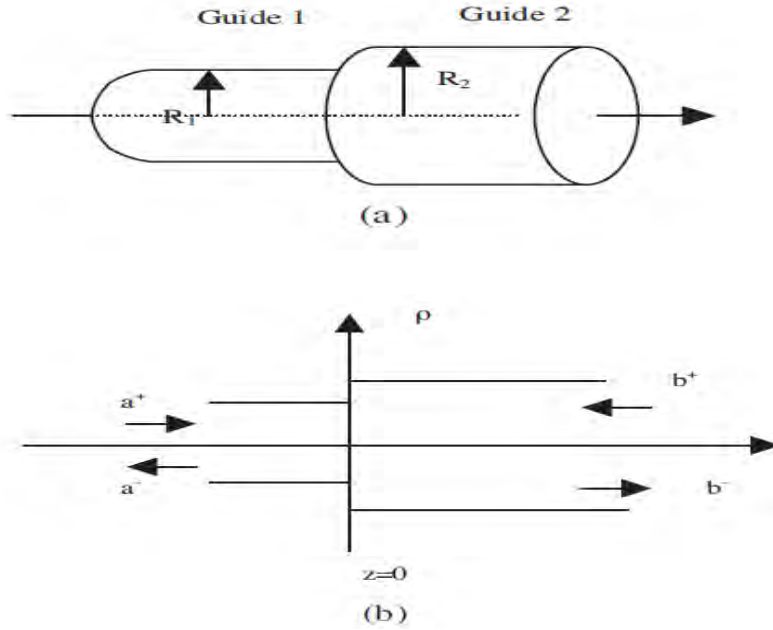


Figure II-4 : (a) Transition en guide circulaire

(b) Ondes réfléchies et transmises à la jonction ($z=0$).

II-4-2 Les champs tangentiels et transverses au niveau de la jonction

Le champ tangentiel juste à gauche de la jonction (à $z=0$) peut être exprimé par la superposition des champs modaux transverses électriques TE (type h) et transverses magnétiques TM (type e). Il s'écrit, en coordonnées cylindriques, comme suit :

$$\vec{e}_1(\rho, \varphi) = \sum_n A_n^{(h)} \vec{e}_{1,n}^{(h)}(\rho, \varphi) + B_n^{(e)} \vec{e}_{1,n}^{(e)}(\rho, \varphi) \quad (\text{II-29})$$

Et pour la région juste à droite de $z=0$, l'expression de ce champ est donné par :

$$\vec{e}_2(\rho, \varphi) = \sum_m A_m^{(h)} \vec{e}_{2,m}^{(h)}(\rho, \varphi) + B_m^{(e)} \vec{e}_{2,m}^{(e)}(\rho, \varphi) \quad (\text{II-30})$$

$A_n^{(h)}$ et $B_n^{(e)}$ sont les amplitudes des champs modaux électrique et magnétique.
 $\vec{e}_{i,j}^{(k)}$ sont les champs transverses au niveau de la jonction en guide i ($i=1$ ou 2) pour un mode donné j ($j=m$ ou n) de type k ($k= h$ ou e).

Les expressions de ces champs modaux électriques pour modes TE et modes TM, respectivement, sont données par [17] :

$$\vec{e}_{i,r}^{(h)} = N_{i,r}^{(h)} \left[\frac{1}{\rho} J_1(\beta'_{i,1r} \rho) \cos \varphi \cdot \vec{t}_\rho - \beta'_{i,1r} J_1'(\beta'_{i,1r} \rho) \sin \varphi \cdot \vec{t}_\varphi \right] \quad (\text{II-31})$$

$$\vec{e}_{i,r}^{(e)} = N_{i,r}^{(e)} \left[\beta''_{i,1r} J_1(\beta''_{i,1r} \rho) \cos \varphi \cdot \vec{t}_\rho - \frac{1}{\rho} J_1'(\beta''_{i,1r} \rho) \sin \varphi \cdot \vec{t}_\varphi \right] \quad (\text{II-32})$$

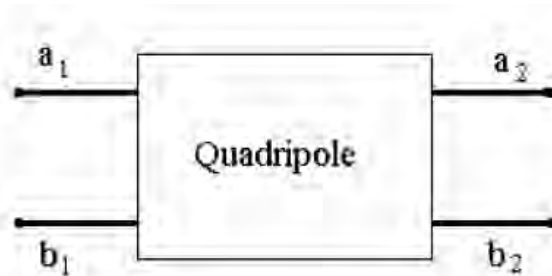
Tel que $i=1,2$: correspond aux guide d'onde 1 et guide d'onde 2 respectivement.

$$N_{i,r}^{(h)} = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}}}{\sqrt{(\beta'_{i,1r} R_i)^2 - 1} \cdot J_1(\beta'_{i,1r} R_i)} \quad \text{et} \quad N_{i,r}^{(e)} = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}}}{(\beta'_{i,1r} R_i)^2 \cdot J_2(\beta'_{i,1r} R_i)} \quad (\text{II-33})$$

$N_{i,r}^{(h)}$ et $N_{i,r}^{(e)}$ sont les constantes de normalisation tel que $x'_r = \beta'_{i,1r} R_i$ et $x_r = \beta''_{i,1r} R_i$ sont les racines de $J_1'(x)$ et $J_1(x)$ respectivement.

II-4-3 La matrice de dispersion S

L'application des conditions de continuité des champs avec la propriété d'orthogonalité des modes, conduit à la matrice S généralisée.



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

Après quelques manipulations algébriques, nous obtenons les éléments de la matrice de dispersion S suivante [16] :

$$[S_{11}] = ([Y_L] + [Y_1])^{-1}([Y_L] + [Y_1]) \quad (\text{II-35})$$

$$[S_{12}] = 2([Y_L] + [Y_1])^{-1}[M]^T + [Y_2] \quad (\text{II-36})$$

$$[S_{21}] = [Y_2][M][Y_1]^{-1}(1 + [S_{11}]) \quad (\text{II-37})$$

$$[S_{22}] = [Y_2][M][Y_1]^{-1}[S_{12}] - [I] \quad (\text{II-38})$$

Où T indique le transposé d'une matrice, $[I]$ la matrice unité,

$$\text{et } [Y_L] = [M]^T [Y_2][Y_2][M][Y_1]^{-1} \quad (\text{II-39})$$

avec :

$$[Y_i] = \begin{bmatrix} [Y_i^{(h)}] & 0 \\ 0 & [Y_i^{(e)}] \end{bmatrix} \quad (\text{II-40})$$

$[Y_i^{(h)}]$ et $[Y_i^{(e)}]$ sont des matrices diagonales dont les éléments diagonaux sont les racines carrées des admittances des modes TE_{1r} et TM_{1r} , respectivement :

$$Y_{i,1r}^{(h)} = \sqrt{\frac{\sqrt{(\beta'_{i,1r})^2 - k_0^2}}{jk_0 N_0}} \quad (\text{II-41})$$

et

$$Y_{i,1r}^{(e)} = \sqrt{\frac{jk_0}{N_0 \sqrt{(\beta''_{i,1r})^2 - k_0^2}}} \quad (\text{II-42})$$

Avec $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$, $N_0 = 120\pi$ et λ_0 représente la longueur d'onde dans l'espace libre.

La matrice $[M]$ est donnée par :

$$[M] = \begin{bmatrix} [H] & [0] \\ [EH] & [E] \end{bmatrix} \quad (\text{II-43})$$

Où les éléments des matrices $[H]$, $[EH]$ et $[E]$ sont les produits scalaires des champs transverses TE-TE, TM-TE et TM-TM respectivement au niveau de la discontinuité [22] [23], et ils sont donnés par les intégrales suivantes :

$$H_{mn} = \int_0^{2\pi} \int_0^{R_1} \overrightarrow{e_{2,m}^{(h)}}(\rho, \varphi) \overrightarrow{e_{1,n}^{(h)}}(\rho, \varphi) \rho d\rho d\varphi \quad (\text{II-44})$$

$$HE_{mn} = \int_0^{2\pi} \int_0^{R_1} \overrightarrow{e_{2,m}^{(h)}}(\rho, \varphi) \overrightarrow{e_{1,n}^{(e)}}(\rho, \varphi) \rho d\rho d\varphi = 0 \quad (\text{II-45})$$

$$EH_{mn} = \int_0^{2\pi} \int_0^{R_1} \overrightarrow{e_{2,m}^{(e)}}(\rho, \varphi) \overrightarrow{e_{1,n}^{(h)}}(\rho, \varphi) \rho d\rho d\varphi \quad (\text{II-46})$$

$$E_{mn} = \int_0^{2\pi} \int_0^{R_1} \overrightarrow{e_{2,m}^{(e)}}(\rho, \varphi) \overrightarrow{e_{1,n}^{(e)}}(\rho, \varphi) \rho d\rho d\varphi \quad (\text{II-47})$$

II-4-4 Transitions multiples

Lorsqu'il y a plusieurs discontinuités en cascade (transitions multiples), on associe les différentes matrices S des transitions successives en tenant compte de la longueur entre chacune d'elles [24].

On suppose que la matrice de répartition du tronçon de guide intermédiaire entre deux guides 1 et 2 est $[S_L]$:

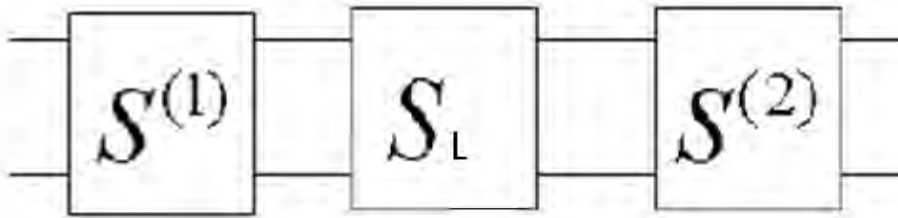


Figure II.5 Deux discontinuités en cascade

$$\text{avec } [S_L] = \begin{bmatrix} [S_L^{(h)}] & [0] \\ [0] & [S_L^{(e)}] \end{bmatrix} \quad (\text{II-48})$$

Les éléments diagonaux des sous matrices sont donnés par [25] :

$$S_{1r,1r}^{(h)} = \exp \left(-\sqrt{(\beta'_{i,1r})^2 - k_k^2} \cdot L \right) \quad (\text{II-49})$$

$$S_{1r,1r}^{(e)} = \exp \left(-\sqrt{(\beta''_{i,1r})^2 - k_k^2} \cdot L \right) \quad (\text{II-50})$$

Les expressions des sous-matrices de la matrice de diffusion $[S^d]$ totale de la structure (composée de deux discontinuités en cascade) sont les suivantes :

$$[S_{12}^{(d)}] = [S_{11}^{(1)}] + [S_{12}^{(1)}][S_L][U_2][S_{11}^{(2)}][S_L][S_{21}^{(1)}] \quad (\text{II-51})$$

$$[S_{12}^{(d)}] = [S_{12}^{(1)}][S_L][U_2][S_{12}^{(2)}] \quad (\text{II-52})$$

$$[S_{21}^{(d)}] = [S_{21}^{(2)}][S_L][U_1][S_{21}^{(1)}] \quad (\text{II-53})$$

$$[S_{22}^{(d)}] = [S_{22}^{(2)}][S_{21}^{(2)}][S_L][U_1][S_{22}^{(1)}][S_L][S_{12}^{(2)}] \quad (\text{II-54})$$

$$\text{Ou} \quad [U_1] = ([I] - [S_{22}^{(1)}][S_L][S_{11}^{(2)}][S_L]^{-1}) \quad (\text{II-55})$$

$$\text{Et} \quad [U_2] = ([I] - [S_{11}^{(2)}][S_L][S_{22}^{(1)}][S_L]^{-1}) \quad (\text{II-56})$$

II-5 Exemples de transitions pseudo-graduelles et résultats numériques

Nous aurons observé l'effet des paramètres géométriques des transitions pseudo-graduelles sur la variation des modules du coefficient de réflexion et de transmission et du rapport d'ondes stationnaires pour le mode fondamentale TE_{11} . La structure à transitions pseudo-graduelles est représentée dans la Figure II- 6.

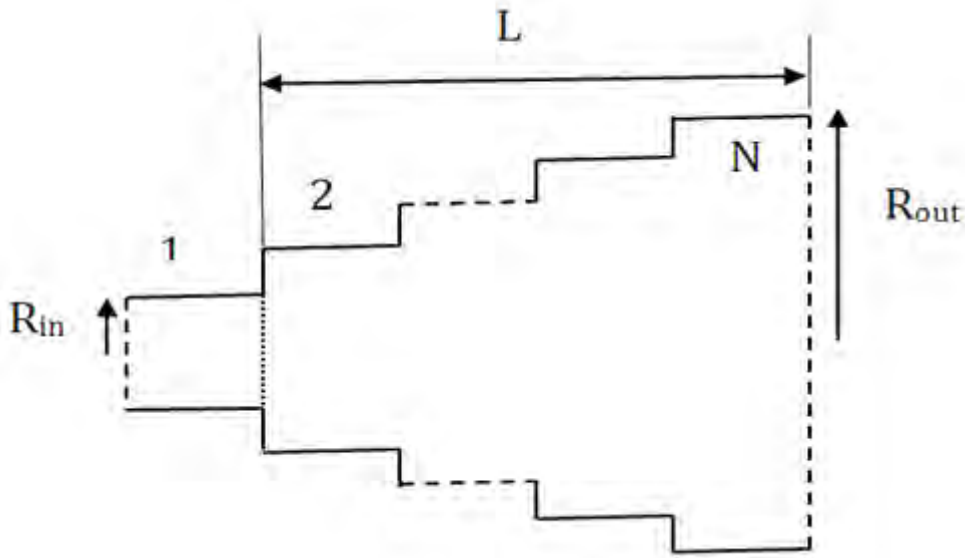


Figure II- 6 Structure à transitions pseudo-graduelles (où à N paliers)

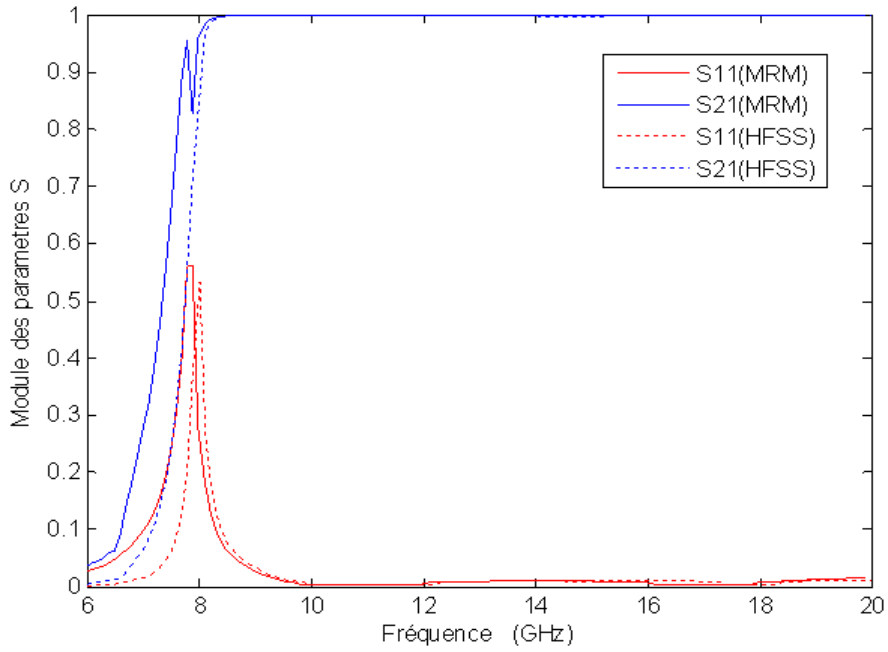
II-5-1 Application 1

Dans un premier cas de figures, nous avons étudié une structure à plusieurs paliers pour laquelle les dimensions sont les suivantes :

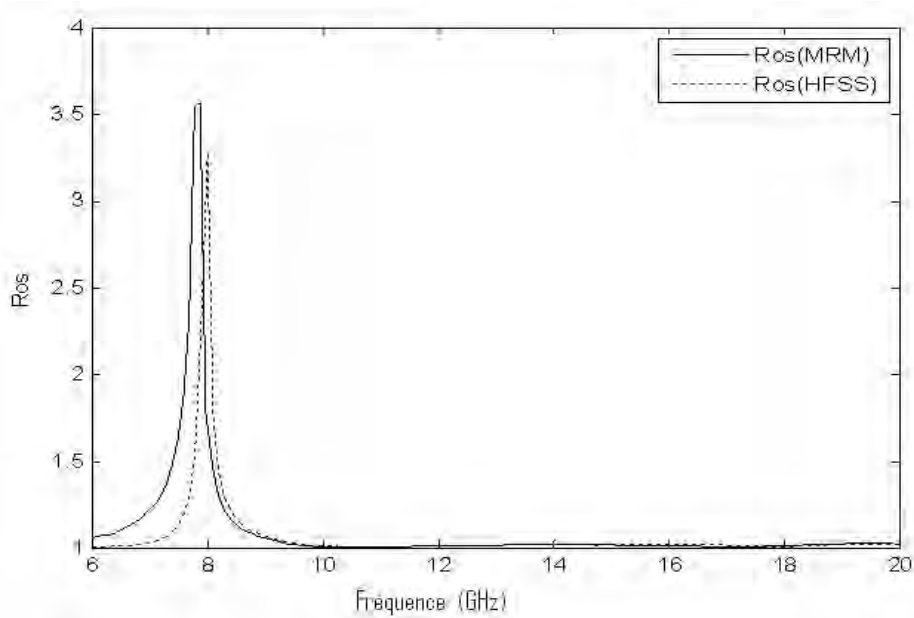
- Le rayon d'entrée R_{in} égal à 11.165mm.
- Le rayon de sortie R_{out} égal à 13.4mm .
- La longueur totale L égale à 44mm.
- La longueur d'un palier est fonction du nombre N de paliers à utiliser ($long_{palier} = L/N$).
- La fréquence de coupure du mode fondamental est donnée par :

$$fc_0^{TE11} = \frac{3 \times 10^8 p'_{11}}{2\pi R_{in}} = \frac{0.8791 \times 10^8}{R_{in}} = 7.87GHz .$$

II-5-1-1 Structure à six paliers



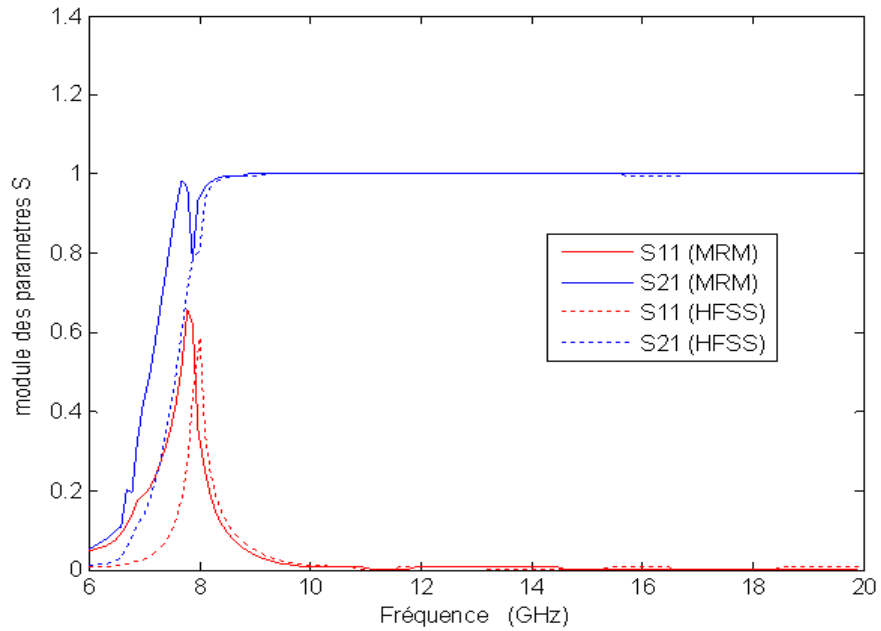
a)



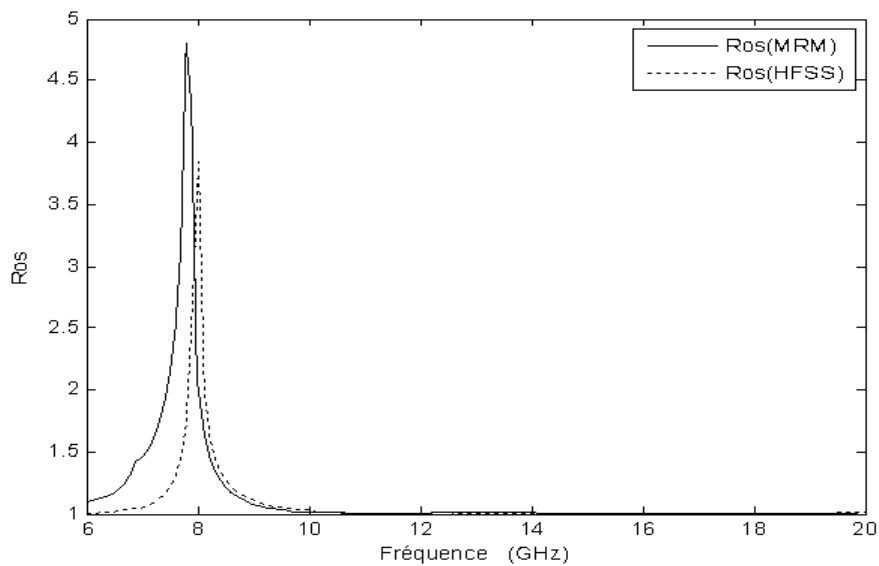
b)

Figure II-7 : a) Modules des paramètres S, b) Rapport d'ondes stationnaires du mode fondamental TE_{11} en fonction de la fréquence pour la structure à 6 paliers

II-5-1-2 Structure à dix paliers



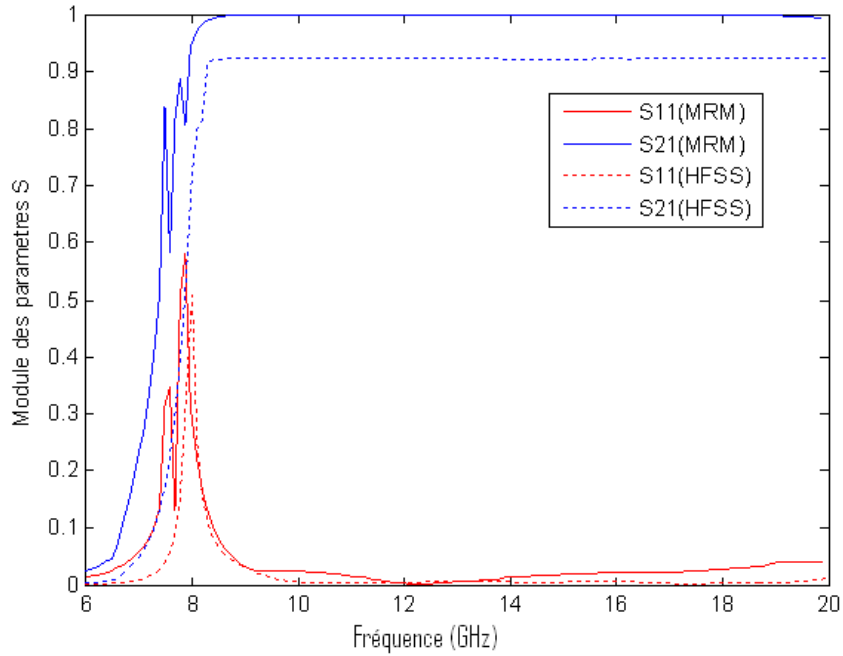
a)



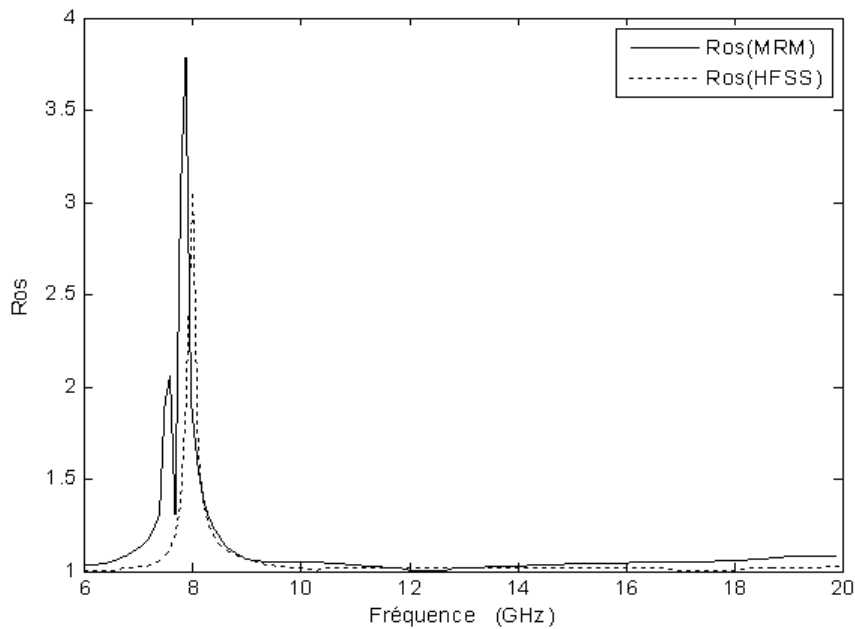
b)

Figure II-8: a) Modules des paramètres S, b) Rapport d'ondes stationnaires du mode fondamental TE_{11} en fonction de la fréquence pour la structure à dix paliers

II-5-1-3 Structure à vingt paliers



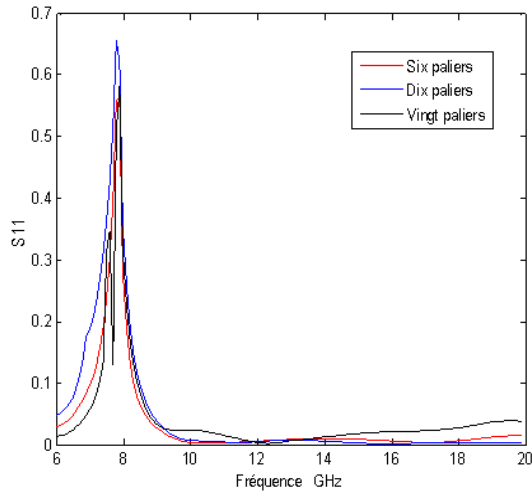
a)



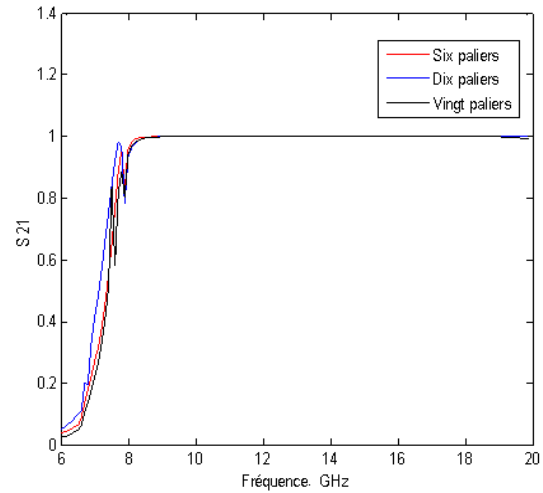
b)

Figure II-9: a) Modules des paramètres S, b) Rapport d'ondes stationnaires du mode fondamental TE_{11} en fonction de la fréquence pour la structure à vingt paliers

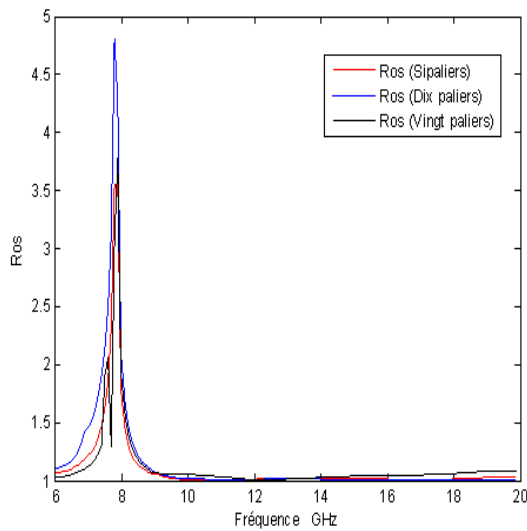
Pour comparer les réponses des structures pseudo-graduelles (à différents nombres de paliers) étudiées, nous les avons superposées et le résultat est observé en Figure II-10.



(a)



(b)



(c)

Figure II-10: a) Module de S_{11} , b) Module de S_{21} , c) Rapport d'ondes stationnaires du mode fondamental TE_{11} en fonction de la fréquence pour différents nombres de paliers de la structure pseudo-graduelle

II-5-2 Application 2

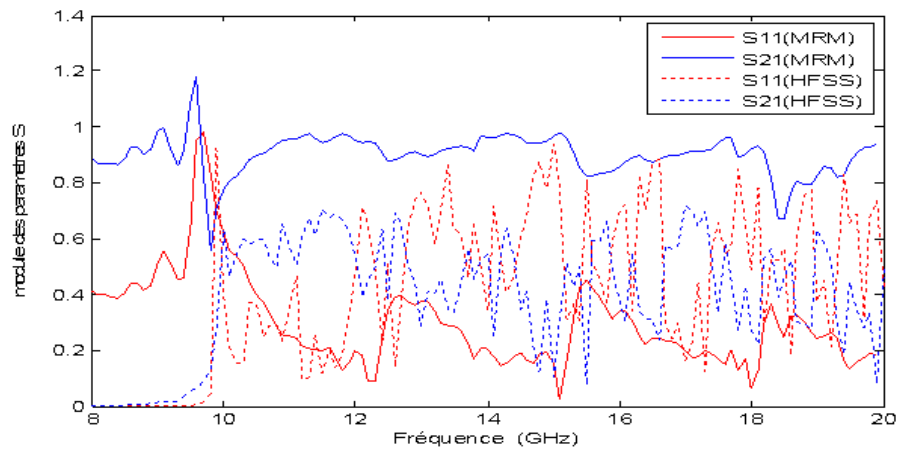
Les dimensions de la structure pseudo-graduelle à étudier, dans ce cas, sont les suivantes :

Le rayon d'entrée R_{in} est égal à 9mm, le rayon de sortie R_{out} est égal à 35mm et la longueur L est égale à 302.5mm. Notons ici que l'écart entre les rayons du guide d'entrée et du guide de sortie est important.

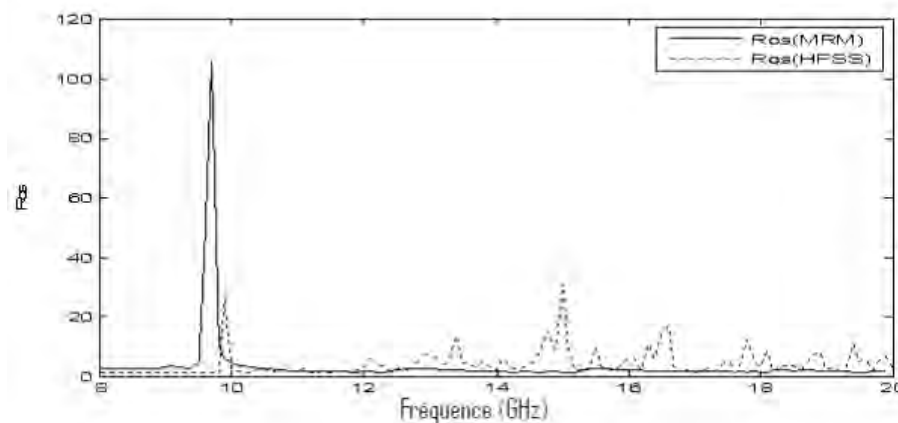
La fréquence de coupure du mode fondamental est donnée par :

$$f_{c_0}^{TE_{11}} = \frac{3 \times 10^8 p'_{11}}{2\pi R_{in}} = \frac{0.8791 \times 10^8}{R_{in}} = 9.77 \text{GHz}$$

II-5-2-1 Structure à six paliers



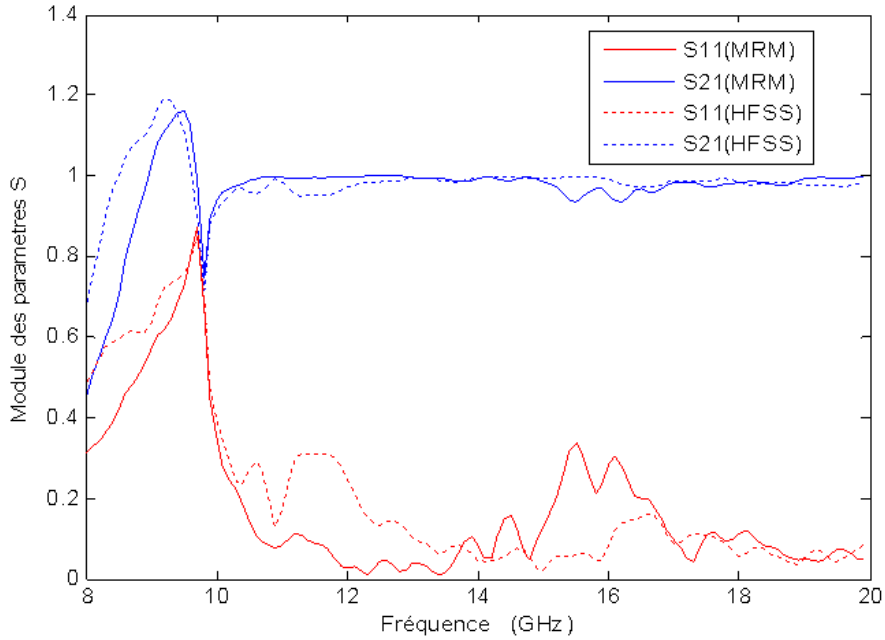
a)



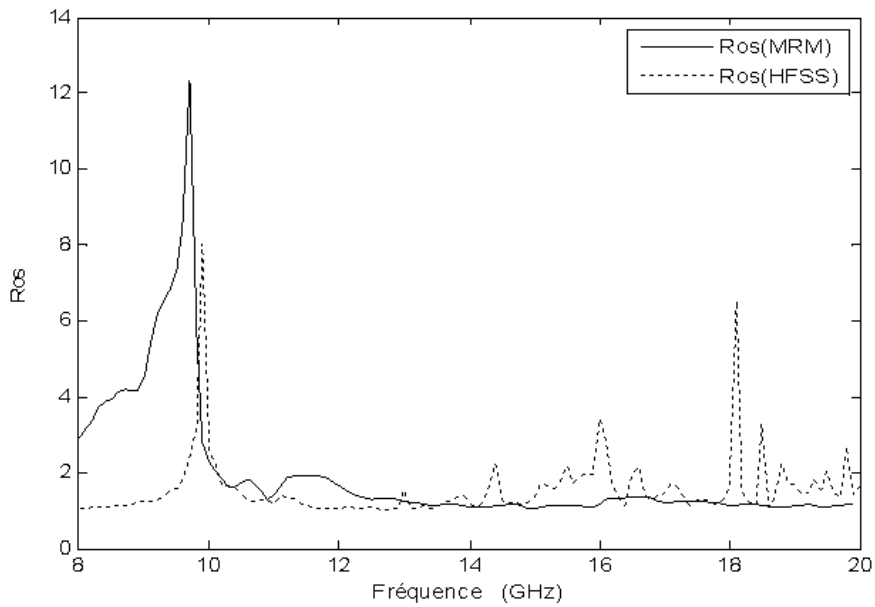
b)

Figure II-11: a) Modules des paramètres S, b) Rapport d'ondes stationnaires du mode fondamental TE_{11} en fonction de la fréquence pour la structure à six paliers

II-5-2-2 Structure à vingt paliers



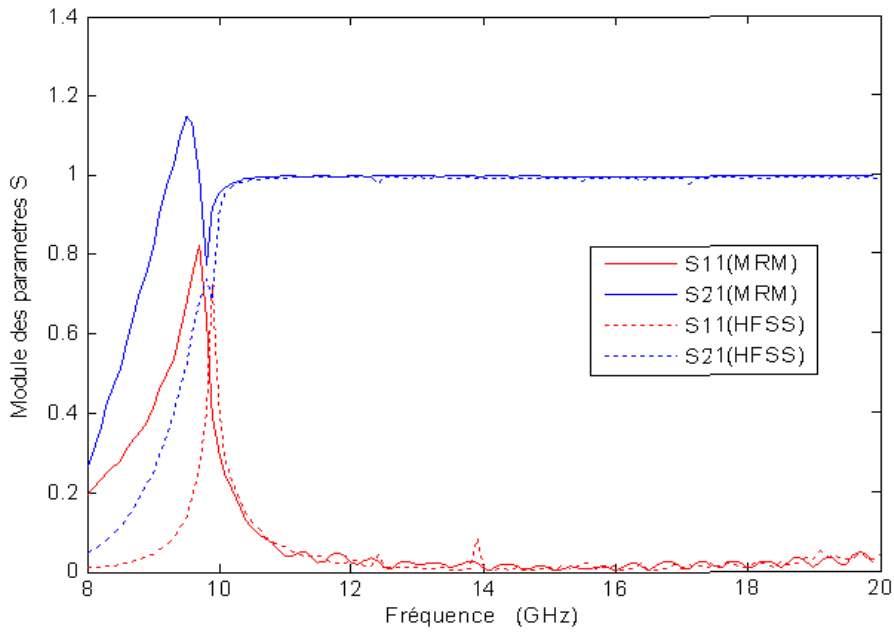
a)



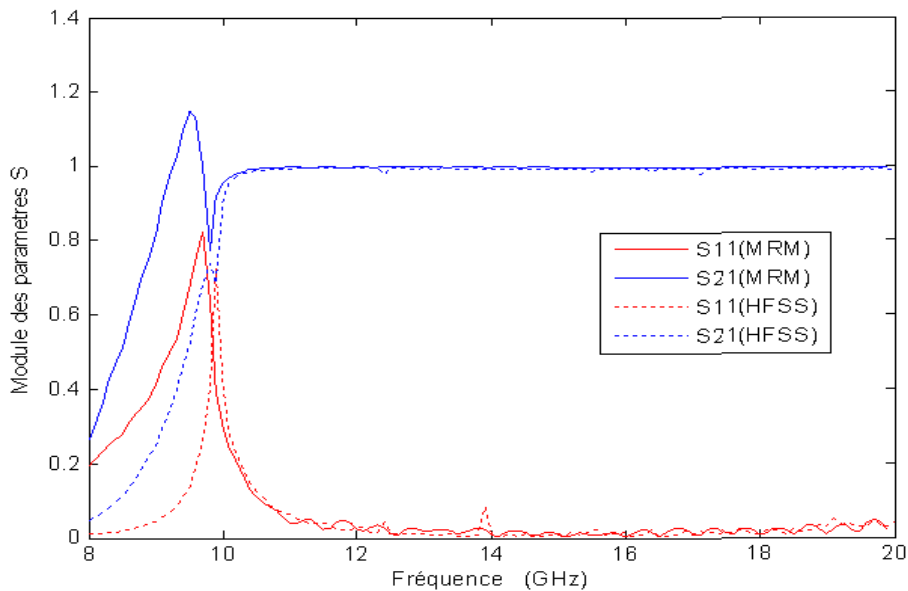
b)

Figure II-12: a) Modules des paramètres S, b) Rapport d'ondes stationnaires du mode fondamental TE_{11} en fonction de la fréquence pour la structure à vingt paliers

II-5-2-3 Structure à quarante paliers



a)

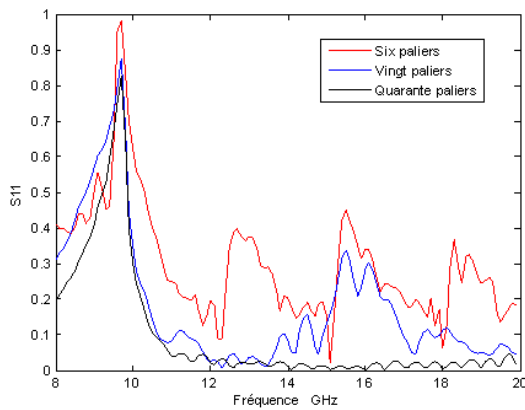


b)

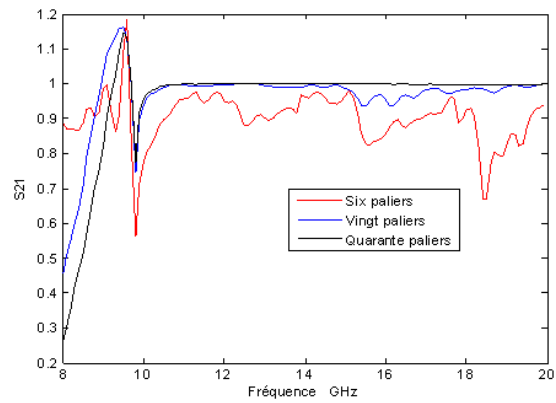
Figure II-13: a) Modules des paramètres S, b) Rapport d'ondes stationnaires du mode fondamental TE_{11} en fonction de la fréquence pour la structure à quarante paliers

Nous avons également, dans ce cas, superposé les courbes des différentes réponses de la structure pour les nombres de paliers précédemment discutés (six, vingt et quarante paliers).

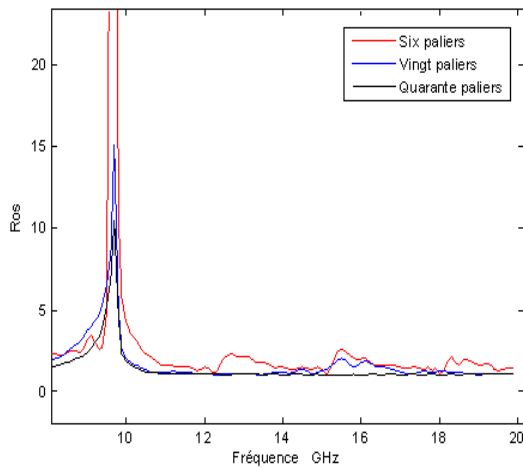
Nous constatons que lorsque nous augmentons le nombre de guides intermédiaires (nombre de paliers), c'est à dire lorsque l'écart en dimensions entre les rayons des graduations intermédiaires diminue, les variations des coefficients de réflexion et de transmission s'améliorent dans la bande utile.



(a)



(b)



(c)

Figure II-14: Superposition des courbes a) Module de S_{11} , b) Module de S_{21} , c) Rapport d'ondes stationnaires du mode fondamental TE_{11} en fonction de la fréquence pour la structure à différents nombres de paliers

CHAPITRE III

Application au cornet circulaire

III-1 Introduction

Si l'on souhaite faire rayonner en espace libre une onde électromagnétique se propageant dans un guide d'onde, une idée simple consiste à proposer de laisser l'extrémité du guide ouverte, permettant ainsi à l'énergie électromagnétique de se propager librement dans l'espace. Si on procède de cette manière, on constate qu'une fraction très faible de l'énergie incidente sur l'ouverture est rayonnée, tandis que la majeure partie est réfléchi à l'ouverture du guide. Ce phénomène peut être analysé en comparant les impédances d'onde du guide et de l'espace libre qui sont très différentes : il existe donc à l'extrémité ouverte du guide une rupture d'impédance qui conduit à la réflexion de la quasi totalité de l'énergie incidente (la condition aux limites sur un circuit ouvert conduit dans le cas idéal à une réflexion totale) [26].

Pour atténuer ce phénomène, l'idée la plus simple consiste à prévoir une zone de transition entre le guide et l'espace libre : en augmentant progressivement les dimensions du guide, on se rapproche des conditions de propagation en espace libre, et la transition avec l'espace libre se fera plus naturellement : on réalise ainsi une antenne cornet.

III-2 Aperçu sur les antennes

L'antenne est l'élément final de la chaîne de fonctionnement des systèmes qui permet la communication avec le monde extérieur, qu'elle soit en émission ou en réception. Plusieurs problématiques essentielles nécessitent un besoin en simulation numérique :

- ✓ La conception et le dimensionnement de l'élément rayonnant en fonction des différentes missions : antenne d'émission très directive et à bande de fréquence étroite (poursuite radar), antenne de réception à diagramme très ouvert pour assurer la communication sol ou avec satellite (navigation, aide à l'atterrissage).
- ✓ L'implantation d'antennes sur porteur dont la mission est
 - de s'assurer dans un premier temps que l'antenne implantée sur structure ne sera pas perturbée par d'autres éléments de structure (nacelles moteur, train d'atterrissage...) et que la fonction demandée (diagramme omnidirectionnel par exemple) est correctement réalisée

- et dans un second temps d'optimiser ces implantations pour minimiser l'espace ou les surfaces utilisées, ou pour ajouter de nouvelles antennes.
- ✓ Le "couplage" ou plus exactement le "découplage" entre antennes qu'il est nécessaire d'assurer pour ne pas brouiller les communications ou le transfert d'informations entre différents récepteurs. Dans ce cas particulier, il est important de s'assurer que l'antenne est insensible aux perturbations générées par les antennes proches qui fonctionnent dans la même bande de fréquence, mais aussi à des fréquences différentes dont les harmoniques seraient proches de la fréquence concernée (par exemple harmonique 13 d'une antenne à 120MHz (VHF) avec une antenne à 1560 MHz (GPS)). La difficulté réside dans le fait qu'il faut modéliser les antennes hors de leur bande de fonctionnement [27].

III-2-1 Les principales caractéristiques d'antennes

Toute antenne peut être caractérisée par plusieurs paramètres fondamentaux dont les principaux sont [28] :

III-2-1-1 Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement ou diagramme d'antenne décrit la force relative du champ rayonné dans diverses directions de l'antenne, à une distance constante. Le modèle de rayonnement est aussi un modèle de réception puisqu'il décrit également les propriétés de réception de l'antenne. Le modèle de rayonnement est tridimensionnel, mais habituellement les modèles de rayonnement mesurés sont une tranche bidimensionnelle du modèle tridimensionnel, dans les plans verticaux ou horizontaux. Ces mesures de modèle sont présentées dans un format *rectangulaire* ou *polaire* [28].

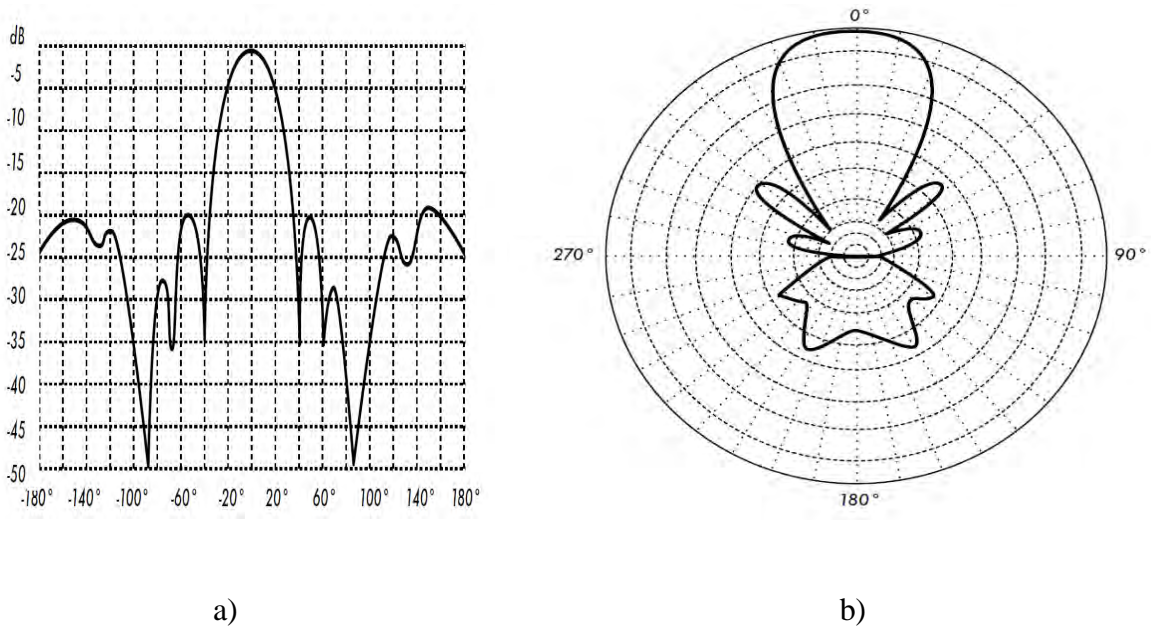


Figure III-1 : Exemple de diagramme de rayonnement a) en format rectangulaire
b) en format polaire

III-2-1-2 La directivité

Les antennes peuvent être omnidirectionnelles ou directives. Les antennes omnidirectionnelles émettent dans toutes les directions, par contre les antennes directives émettent dans une ou des directions privilégiées, et elles permettent d'une part d'éviter de recevoir des émissions non choisies, et de plus ont un plus grand gain.

On entend par directivité, le rapport entre la puissance émise dans la direction maximum sur toute sa répartition spatiale. On dira donc qu'une antenne fortement directive admet une faible ouverture de rayonnement et une antenne faiblement directive admet une large ouverture de rayonnement [28].

III-2-1-3 Le gain

Le gain n'est pas une quantité qui peut être définie en termes de quantité physique tel que le Watt ou l'Ohm, c'est plutôt un rapport sans dimensions. Le gain est donné en référence à une antenne standard. Les deux antennes de référence les plus communes sont l'antenne isotrope et l'antenne dipôle à demi onde résonnante. L'antenne isotrope rayonne aussi bien dans toutes les directions. Les vraies antennes isotropes n'existent pas mais elles fournissent des modèles théoriques utiles et simples d'antenne et nous servent d'outil de comparaison

pour les vraies antennes. Dans la vraie vie, toute antenne rayonnera plus d'énergie dans une direction que dans une d'autre. Puisque les antennes ne peuvent pas créer d'énergie, la puissance totale rayonnée est identique à celle d'une antenne isotrope. N'importe quelle énergie additionnelle rayonnée dans les directions favorisées est également compensée par moins d'énergie rayonnée dans toutes les autres directions [28].

III-2-1-4 La polarisation

On parle de polarisation linéaire lorsque le champ électrique rayonné à l'infini conserve une direction constante (rectiligne) au cours du temps, et de polarisation circulaire lorsque l'extrémité du vecteur champ électrique rayonné à l'infini décrit un cercle en fonction du temps. Un point intermédiaire que l'on nomme polarisation elliptique peut aussi se produire [28].

III-2-2 Les antennes cornets

L'antenne cornet (*horn*) tient son nom de son aspect caractéristique en forme de cornet. La partie évasée peut être à angle droit, rectangulaire, cylindrique ou conique. La direction du rayonnement maximum correspond à l'axe du cornet. Elle est facilement alimentée avec un guide d'ondes, mais peut être alimentée avec un câble coaxial et une transition appropriée. Les antennes cornets sont généralement utilisées comme élément actif dans une antenne parabolique.

Bien que de conception relativement ancienne, les antennes cornets sont encore largement utilisées de nos jours dans le domaine des microondes, en particulier dans les bases de mesures, les sources primaires des réflecteurs paraboliques, mais également dans des applications qui requièrent une large bande passante [29].

Les principales qualités de ce type d'antenne sont la pureté de polarisation qui permet son utilisation pour caractériser la polarisation d'autres antennes, sa large bande passante (comparée aux antennes résonnantes), et son gain important. Le principal défaut est son encombrement et son poids.

III -2-2-1 Les différents types de cornets

III -2-2-1-1 Le cornet à lentille

Afin de tendre vers le gain maximum réalisable, une lentille est quelquefois placée en sortie du cornet. Elle a pour rôle de compenser l'écart de phase pour obtenir en sortie un champ équi-phase, et donc une directivité améliorée

III -2-2-1-2 Le cornet à bords recourbés

Afin de limiter la diffraction par les arêtes de l'ouverture du cornet, les bords peuvent être arrondis vers l'extérieur. On limite ainsi les perturbations du diagramme dues à la diffraction.

III -2-2-1-3 Le cornet corrugué

En corrugant convenablement les parois du cornet situées dans le plan E, on montre qu'on peut imposer des conditions aux limites analogues à celles du plan H, à savoir :

Plan H : Champ E tangentiel nul

Plan E : Champ E normal nul

Dans ces conditions, la distribution en amplitude du champ électromagnétique dans l'ouverture est pratiquement identique dans chaque plan. Il en résulte une identité des diagrammes de rayonnement, particulièrement utile si on souhaite générer une polarisation Circulaire [29].

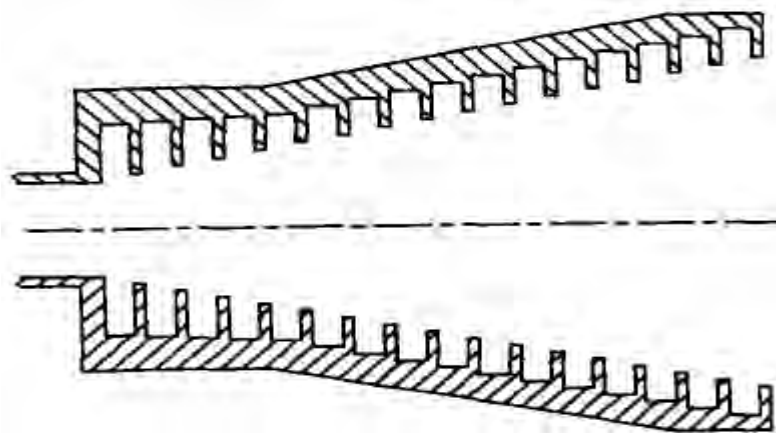


Figure III-3 Cornet corrugué conique

III-3 Application : Le cornet circulaire

Le cornet circulaire peut présenter, par rapport au cornet pyramidal, des modes de fonctionnement propres aux guides circulaires.

Le cornet, que nous avons étudié dans cette section, est formé par des transitions pseudo-graduelles multiples en guides d'ondes circulaires (Figure III- 4).

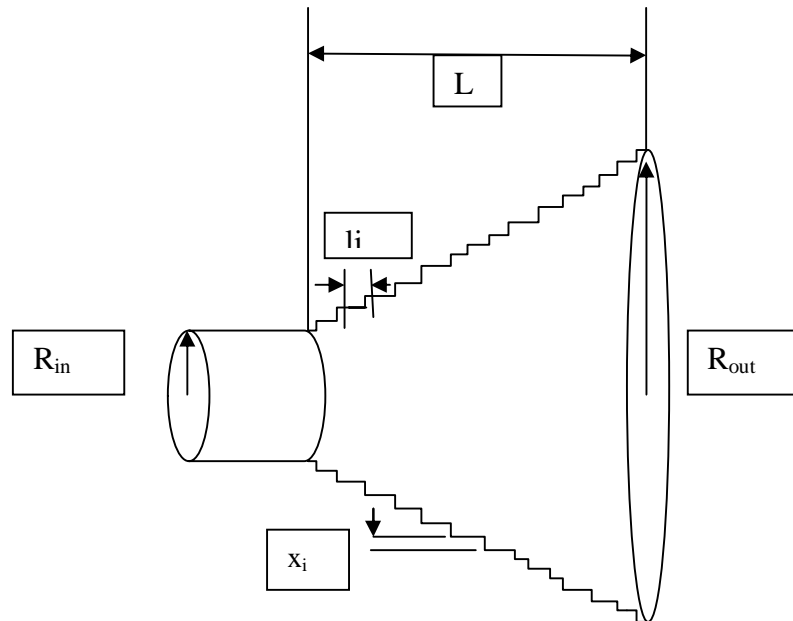


Figure III-4 : Antenne cornet circulaire avec des transitions pseudo-graduelles.

Pour le modéliser, nous avons utilisé le logiciel HFSS. C'est un logiciel qui a été commercialisé par la société ANSOFT pour modéliser des dispositifs permettant la propagation d'ondes électromagnétiques. Il permet de visualiser la répartition des champs électriques et magnétiques ainsi que celle des courants, d'observer le comportement en transmission et en réflexion entre des plans définis des dispositifs modélisés et de visualiser les diagrammes de rayonnement. Ce logiciel utilise la méthode des éléments finis.

III-4 Exemples de cornets circulaires et résultats de simulation

Le cornet circulaire que nous allons étudier est représenté dans la Figure suivante :

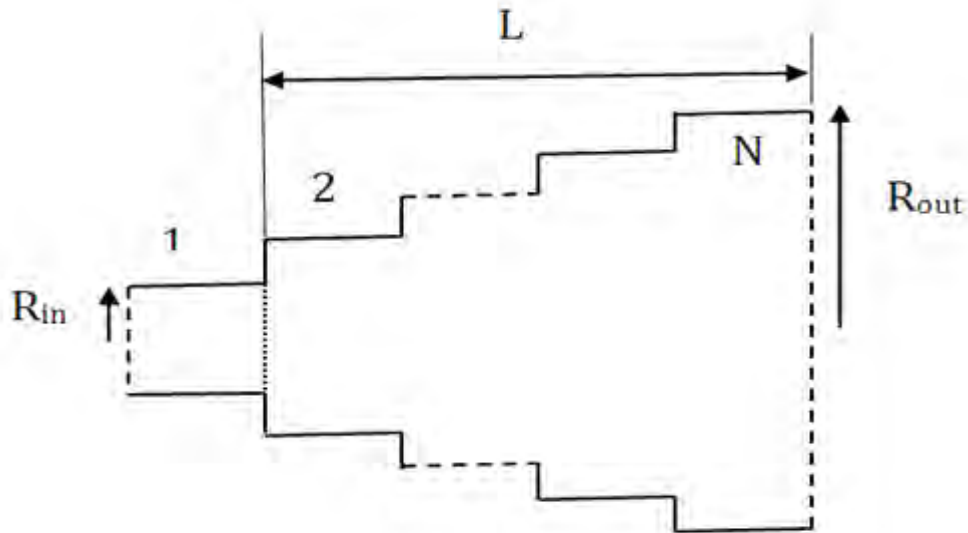


Figure III- 5 Cornet à transitions pseudo-graduelles (où à N paliers)

III-3-2-1 Application 1

Dans un premier cas de figures, nous avons étudié un cornet pour lequel les dimensions sont les suivantes :

Le rayon d'entrée R_{in} est égal à 11.165mm.

Le rayon de sortie R_{out} est égal à 13.4mm,.

La longueur totale L est égale à 44mm,.

La longueur d'un palier est fonction du nombre N de paliers à utiliser ($long_{palier} = L/N$).

III-3-2-1-1 Cornet circulaire à six paliers

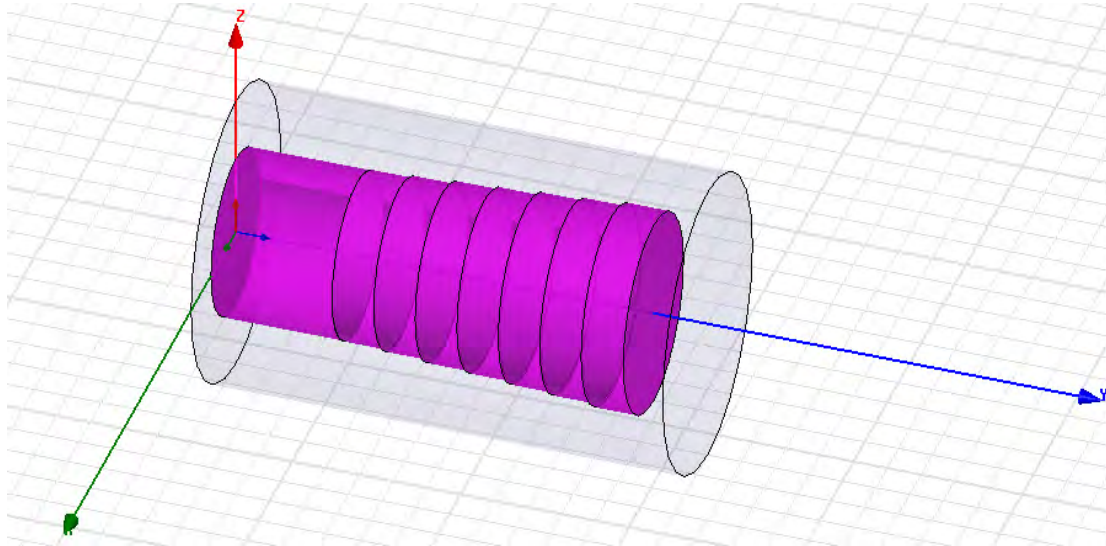


Figure III-6 :Structure d'un cornet à six paliers

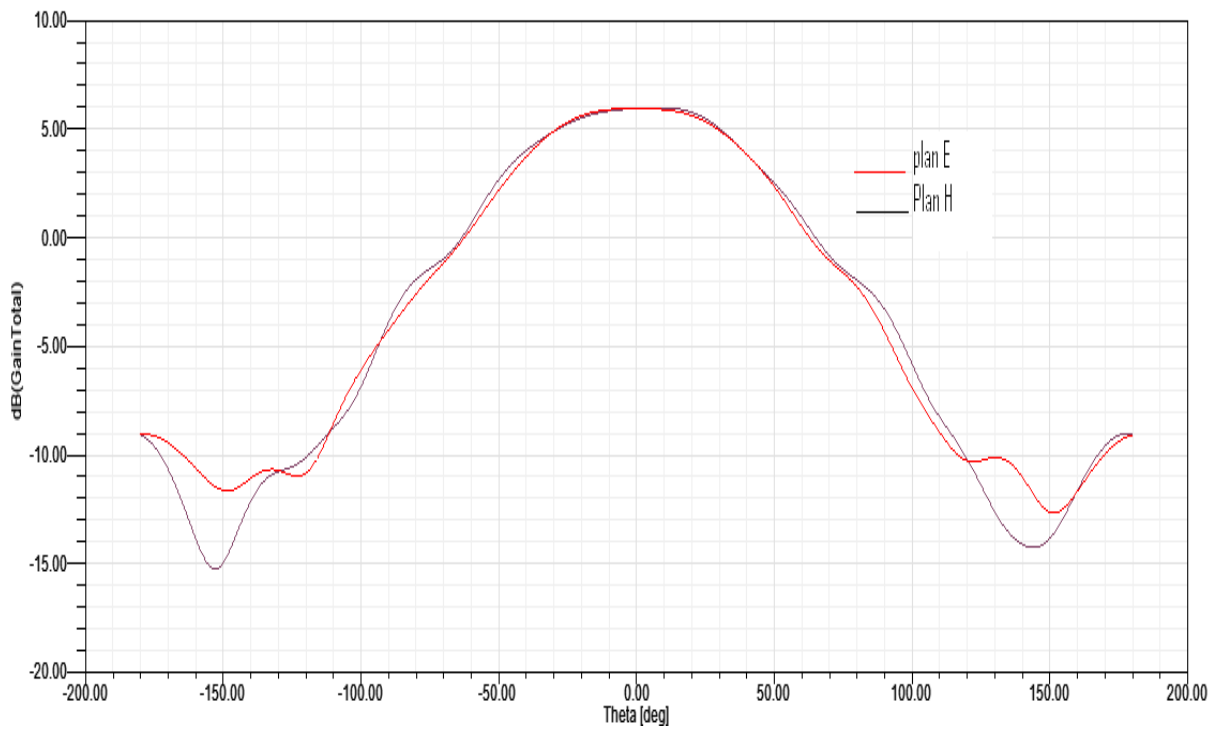


Figure III-7 : Diagramme de rayonnement à la fréquence $f=10$ GHz pour le cornet à six paliers

III-3-2-1-2 Cornet circulaire à dix paliers

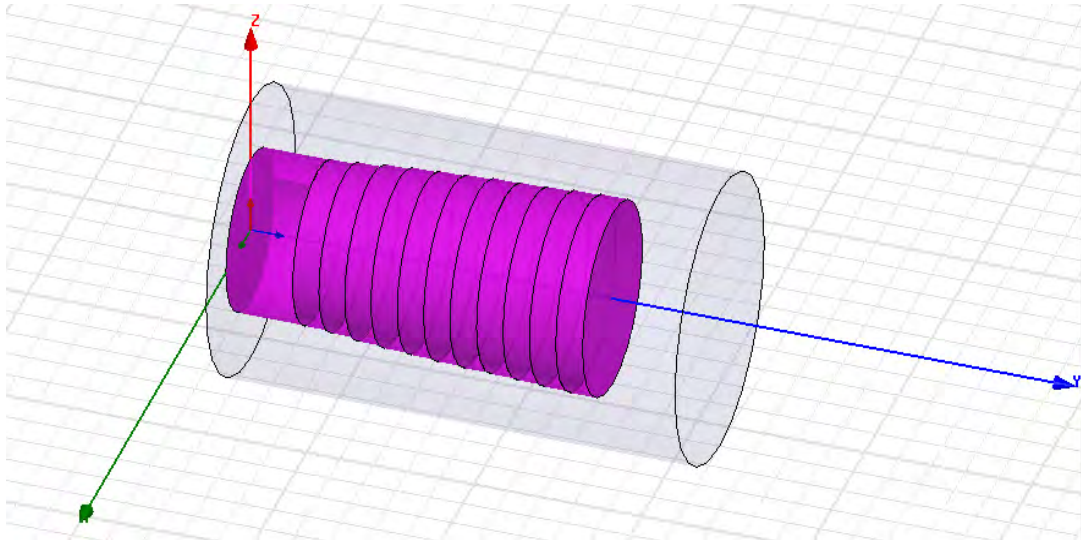


Figure III-8: Structure d'un cornet à dix paliers

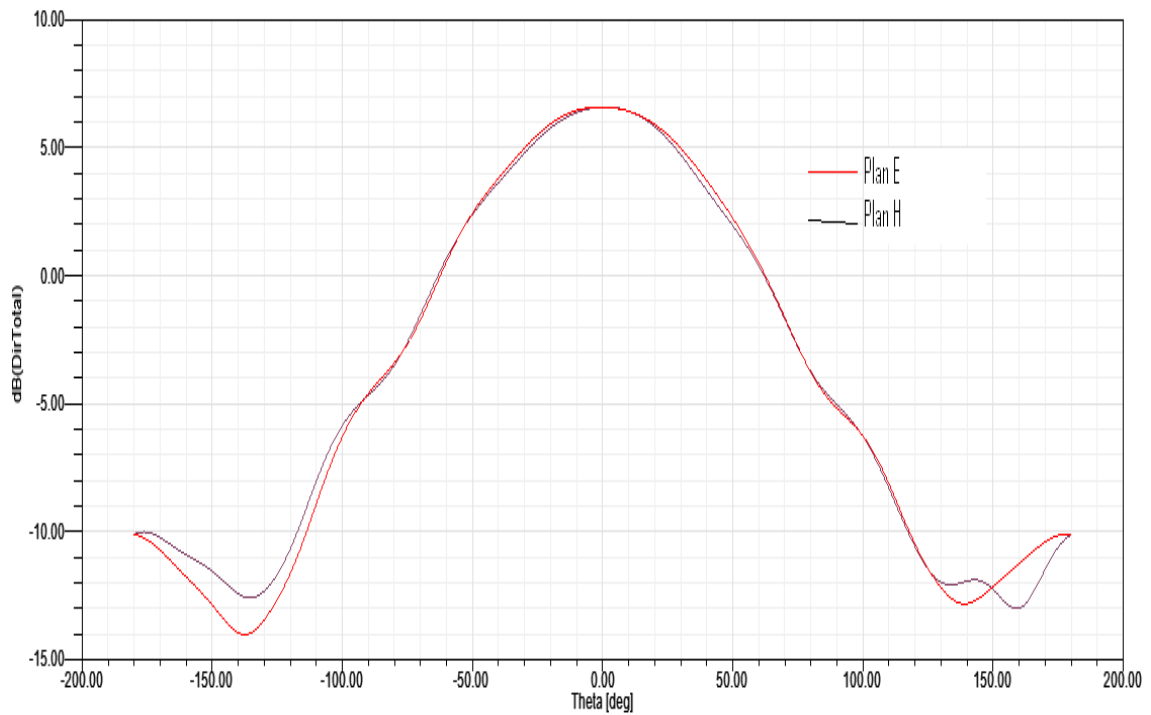


Figure III-9 : Diagramme de rayonnement à la fréquence $f=10$ GHz pour le cornet à dix paliers

III-3-2-1-3 Cornet circulaire à vingt paliers

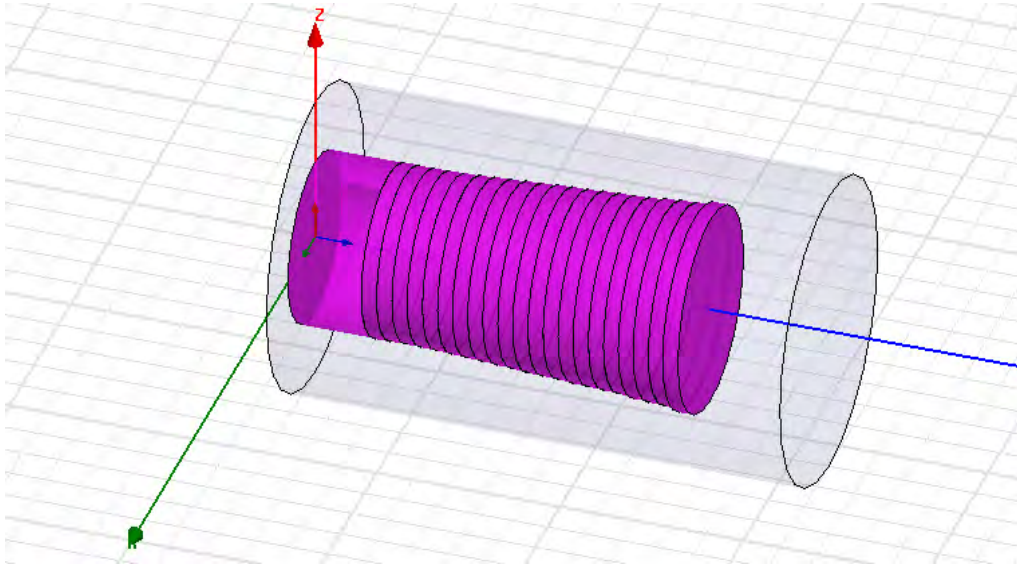
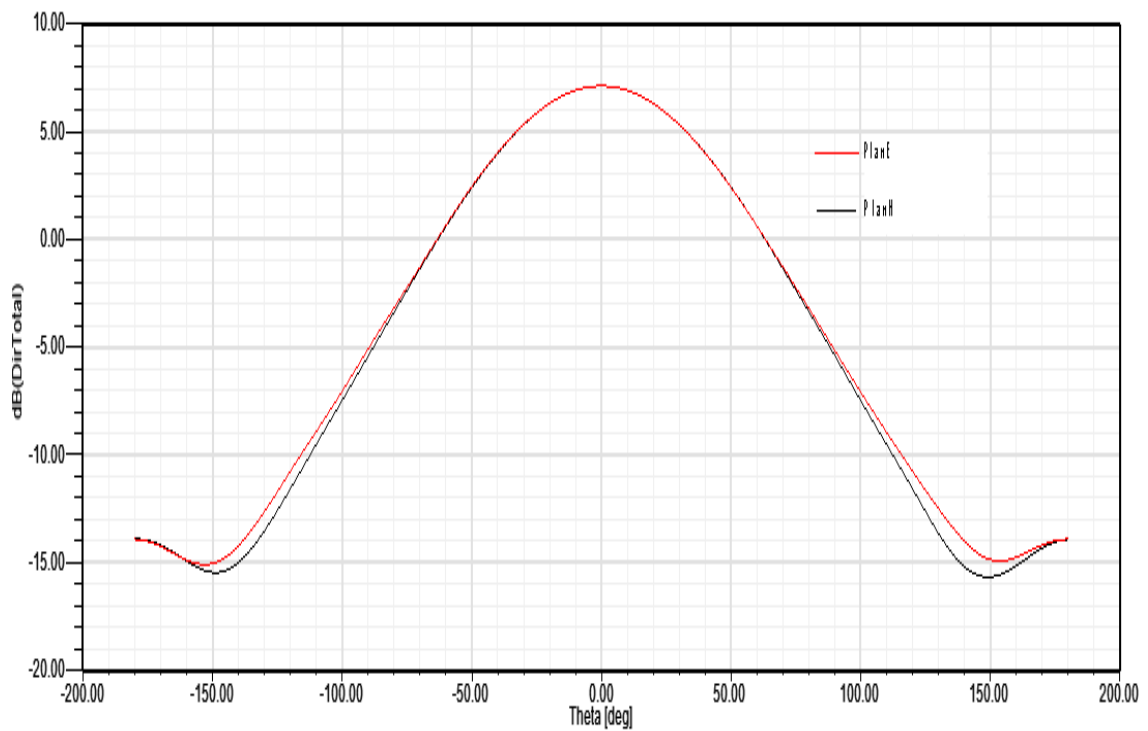
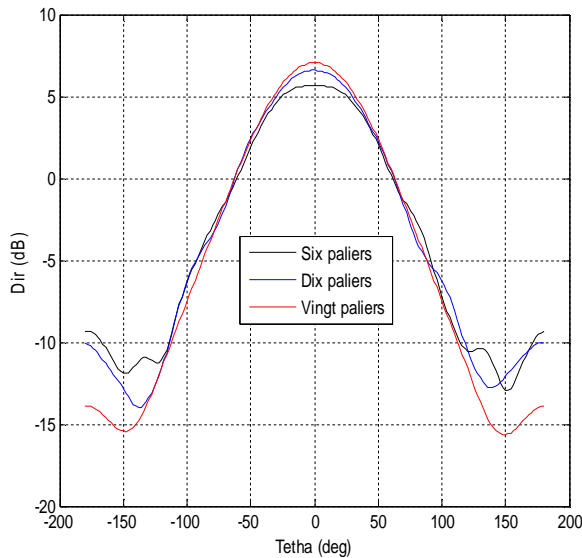


Figure III-10 :Structure d'un cornet à vingt paliers

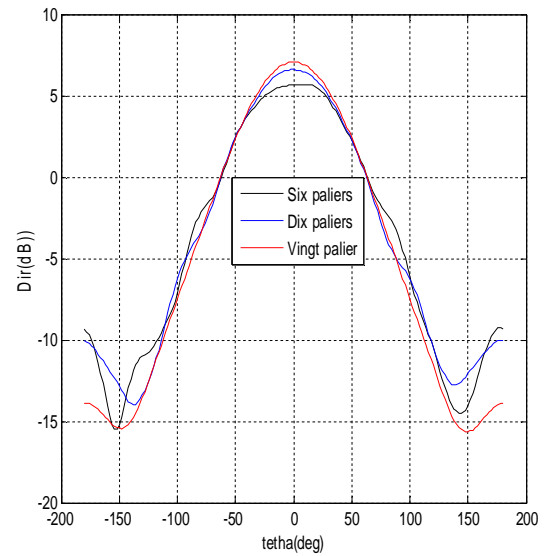


FigureIII-11 : Diagramme de rayonnement à la fréquence f=10 GHz pour le cornet à vingt paliers

Sur la Figure III-12, nous avons superposé les courbes des réponses obtenues en Figure III-7, III-9 et III-11 pour comparaison.



Plan E



Plan H

FigureIII-12 : Diagramme de rayonnement du cornet circulaire à la fréquence $f=10$ GHz pour différents nombres de paliers

III-3-2-2 Application 2

Les dimensions du cornet à étudier, dans ce cas, sont les suivantes :

Le rayon d'entrée R_{in} est égal à 9mm.

Le rayon de sortie R_{out} est égal à 35mm .

La longueur L est égale à 302.5mm.

Notons ici que l'écart entre les rayons du guide d'entrée et du guide de sortie est important.

III-3-2-2-1 Cornet circulaire à quatre paliers

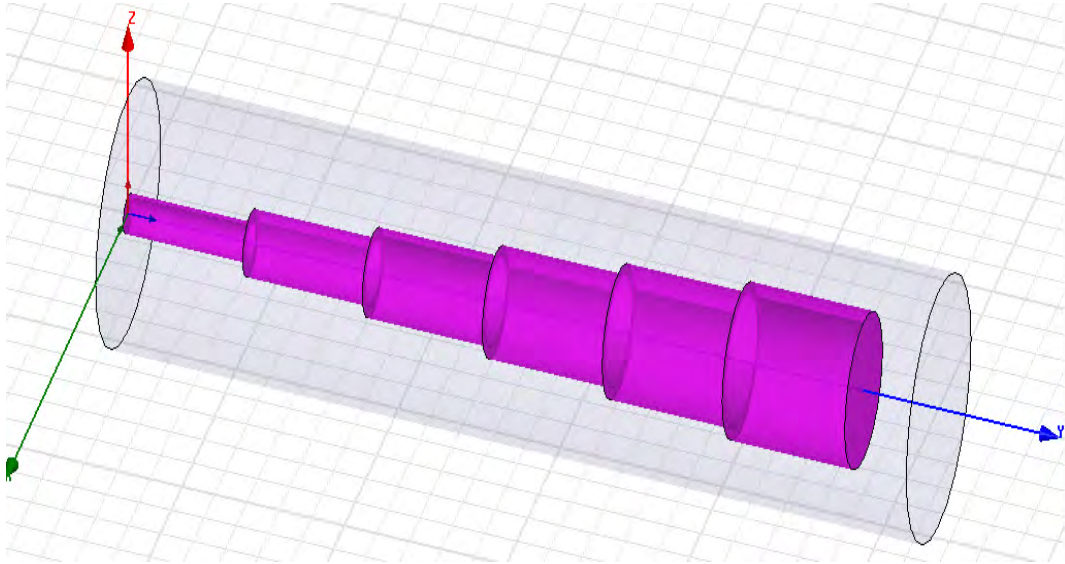
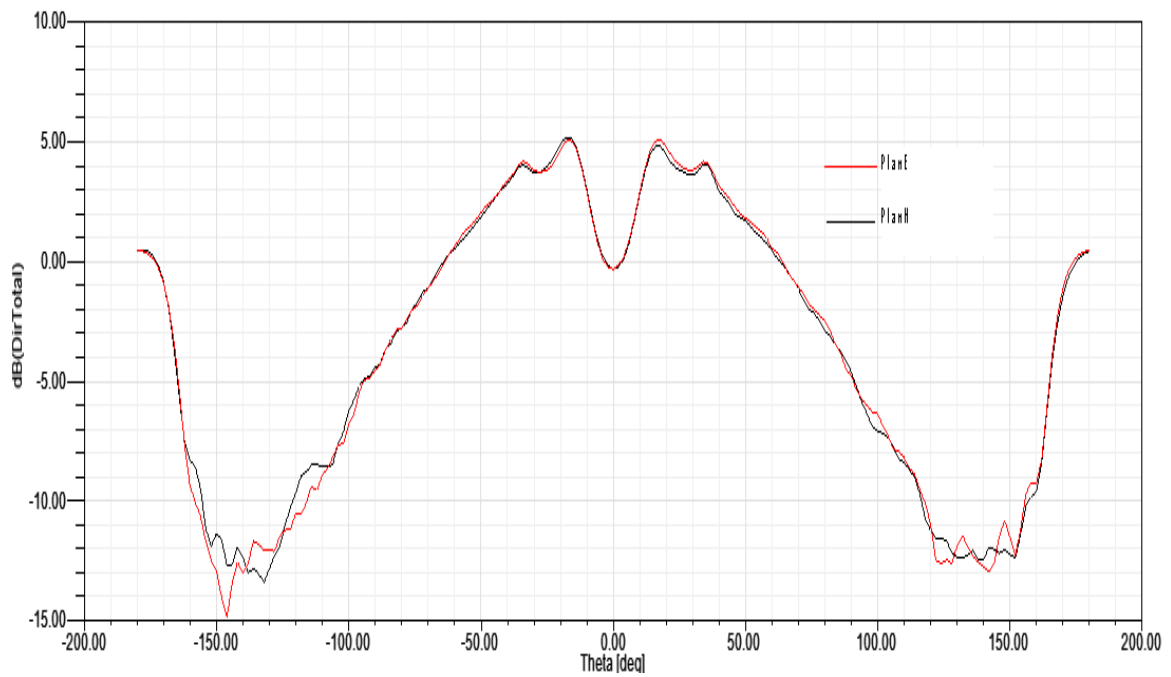


Figure III-13 :Structure d'un cornet à quatre paliers



FigureIII-14 : Diagramme de rayonnement à la fréquence $f=10$ GHz pour le cornet à quatre paliers

III-3-2-2-2 Cornet circulaire à six paliers

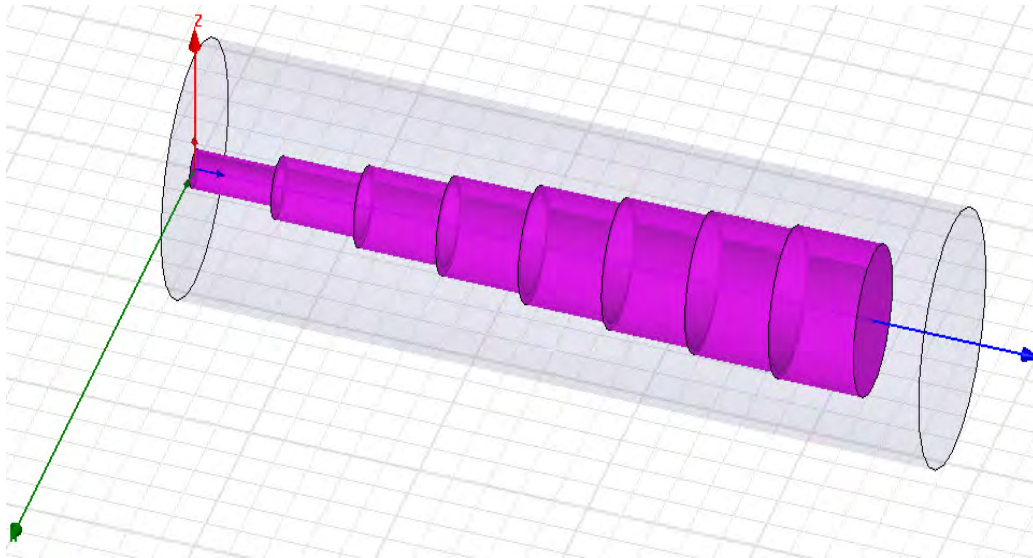


Figure III-15 :Structure d'un cornet à six paliers

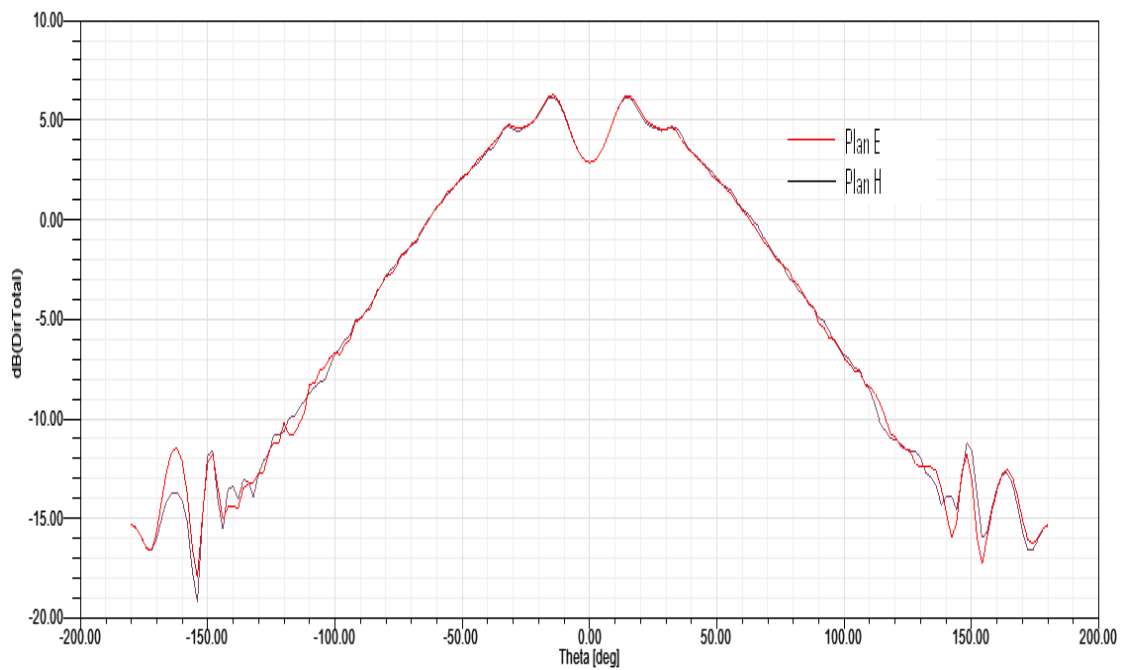


Figure III-16 : Diagramme de rayonnement à la fréquence $f=10$ GHz pour le cornet à six paliers

III-3-2-2-3 Cornet circulaire à dix paliers

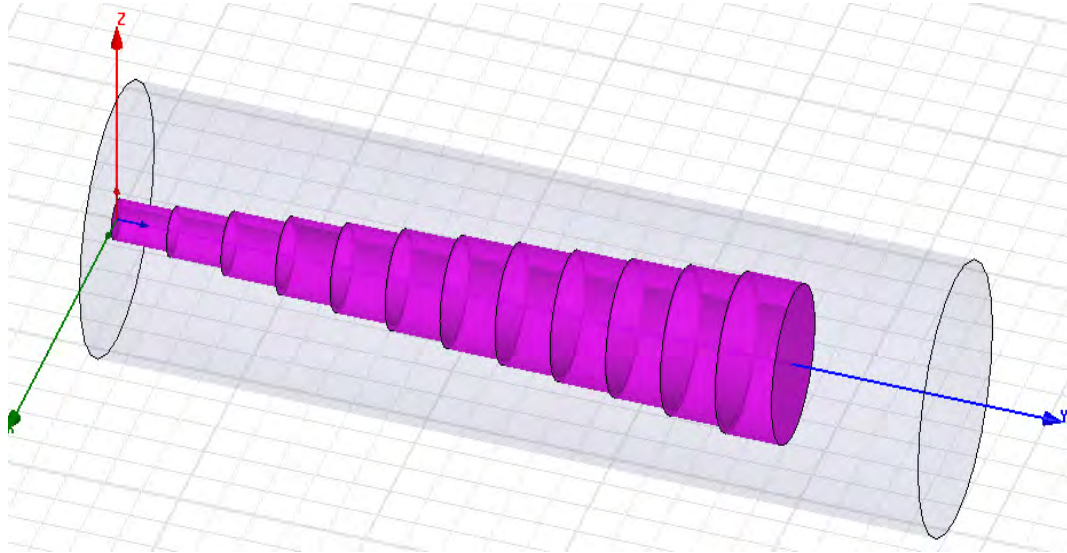
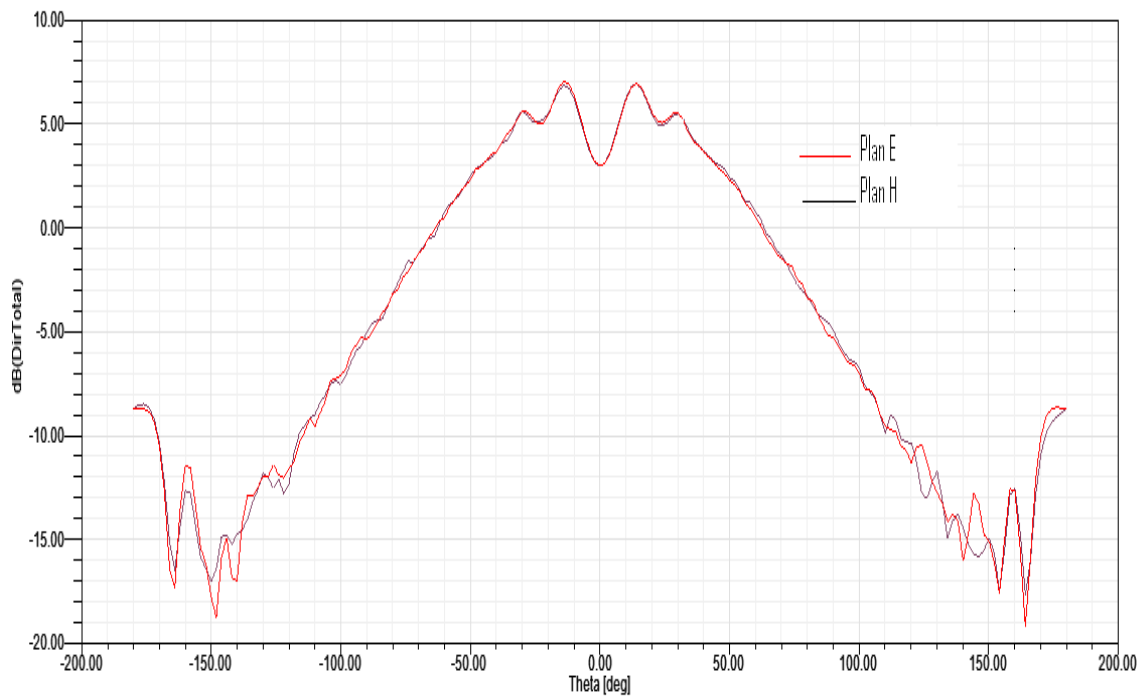


Figure III-17 :Structure d'un cornet à dix paliers



FigureIII-18 : Diagramme de rayonnement à la fréquence $f=10$ GHz pour le cornet à dix paliers

III-3-2-2-4 Cornet circulaire à vingt paliers

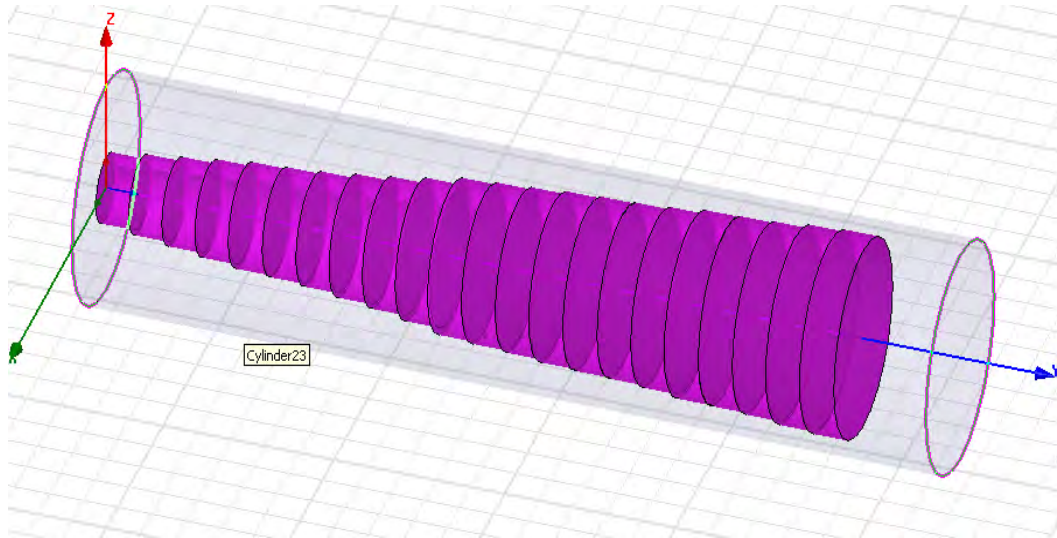
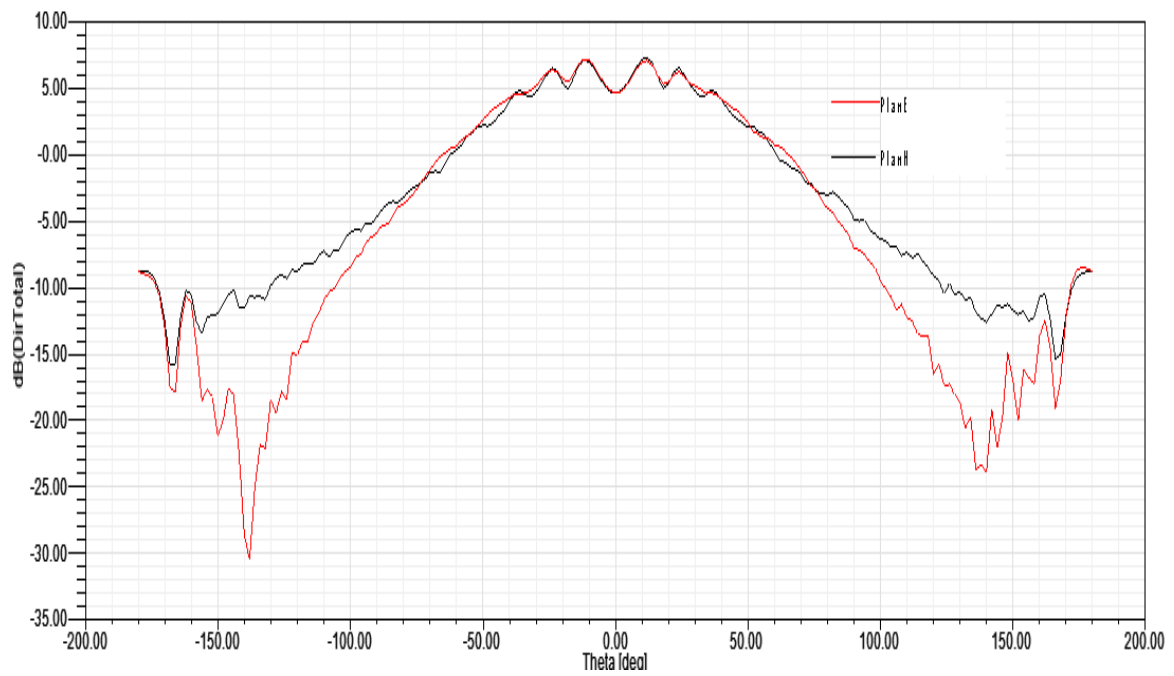


Figure III-19 :Structure d'un cornet à vingt paliers



FigureIII-20 : Diagramme de rayonnement à la fréquence $f=10$ GHz pour le cornet à vingt paliers

III-3-2-2-4 Cornet circulaire à quarante paliers

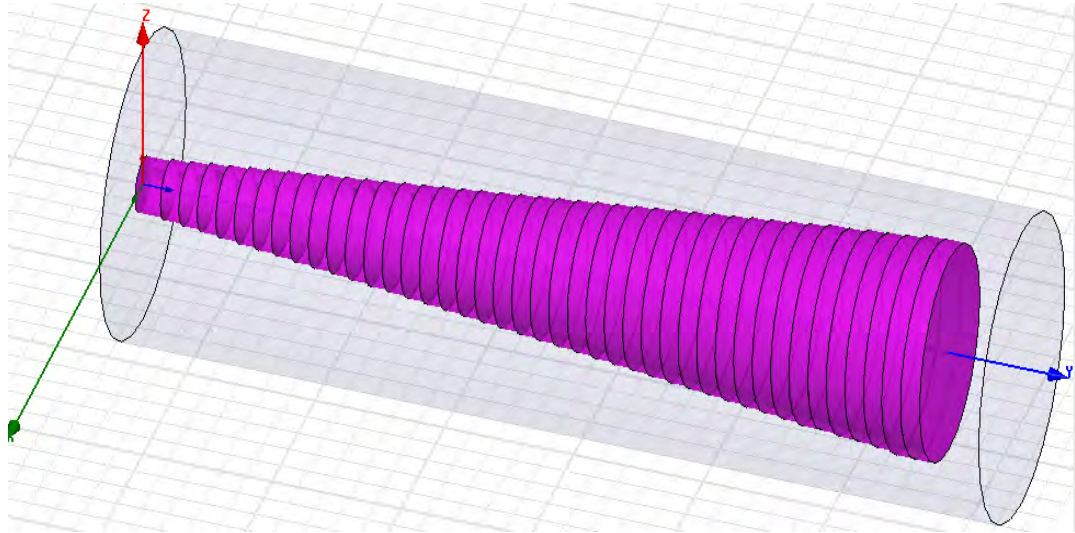
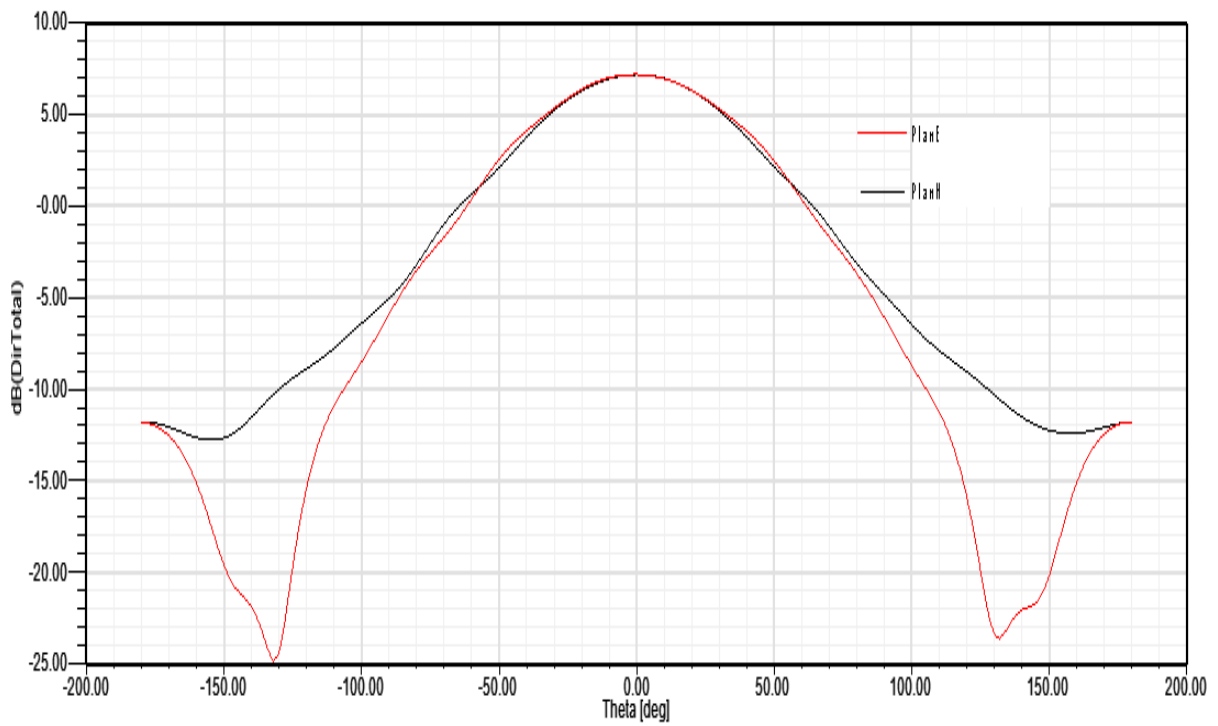


Figure III-21 :Structure d'un cornet à quarante paliers



FigureIII-22 : Diagramme de rayonnement à la fréquence $f=10$ GHz pour le cornet à quarante paliers

Nous avons également, dans ce cas, superposé les diagrammes de rayonnement des différents cornets et le résultat est représenté en Figure III-23.

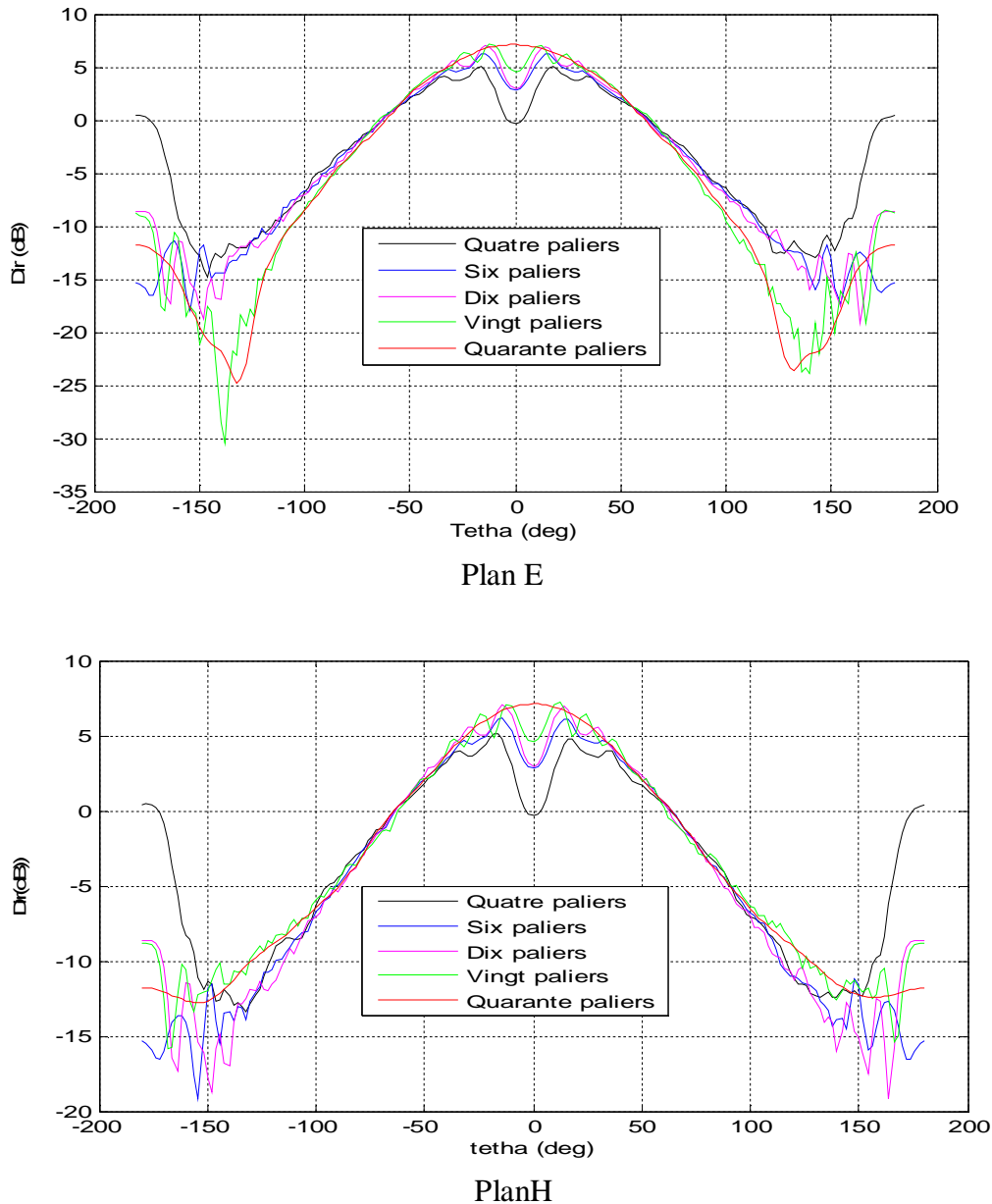


Figure III-23 : Diagramme de rayonnement à la fréquence $f=10$ GHz pour le cornet à différents nombres de paliers

D'après ces résultats et en comparant les deux applications que nous avons étudiées, nous constatons que plus l'écart en dimensions entre les rayons des graduations intermédiaires du cornet est petit plus le diagramme de rayonnement est directif et le lobe principal est bien défini.

Conclusion
Générale

CONCLUSION GENERALE

Dans le domaine des télécommunications, un nombre assez important de travaux de recherche ont été menés pour étudier le comportement des ondes électromagnétiques dans les guides d'ondes, ce qui nous a facilité l'accès à une bonne documentation bibliographique, et mis au courant des derniers résultats et axes de recherches des laboratoires dans le monde.

Dans ce manuscrit, la méthode de raccordement modal a été utilisée pour modéliser des transitions pseudo-graduelles en guide d'ondes circulaire commençant par une simple transition. Puis nous avons fait une généralisation au cas de structures à plusieurs paliers où il a été question de déterminer la matrices de dispersion S globale et par conséquent observer, par exemple, le comportement fréquentiel des coefficients de réflexion et de transmission pour le mode fondamental, en se basant sur les résultats des travaux réalisés préalablement au sein du laboratoire d'électromagnétisme et télécommunications de Constantine. Pour valider nos résultats, nous les avons comparés à ceux simulés par HFSS.

Enfin, nous avons étudié le cornet circulaire pour lequel nous avons tracé les caractéristiques de rayonnement en utilisant le logiciel HFSS. Pour différents nombres de transitions pseudo-graduelles composant le cornet de longueur fixe, nous avons constaté, en observant le diagramme de rayonnement, que plus l'écart en dimensions entre les rayons des graduations intermédiaires du cornet est faible plus le saut de largeur est faible et la directivité est meilleure.

Bibliographie

[1] D. Lilonga–Boyenga, " Contribution à la nouvelle formulation variationnelle : Application aux études des discontinuités et des filtres en guides d'ondes métalliques", Thèse de doctorat INP Toulouse, Nov. 2005.

[2] Tatsuo Itoh « Numerical Techniques For Microwave and Millimeter –Wave, Passive Structure », Austin, Texas 78712.

[3] Sadiku M ‘ Numerical Techniques in Electromagnetic’; Boca Raton: CRC Press; 1992.

[4] Mustapha Himeur « Modélisation numérique pour la compatibilité électromagnétique de circuits d'électronique de puissance» Thèse de doctorat, l'École doctorale d'électronique, électrotechnique et automatique, Lyon 1992

[5] Jin J.M., « The finite element method in electromagnetic », New York: Wiley, 1993.

[6] Cangellaaris A.C., « Time-domain finite methods for electromagnetic wave propagation and scattering » IEEE Transactions on magnetic, vol. 27, n°5, pp. 3780-3785, September 1991.

[7] Yee K; "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media" IEEE Transactions on Antennas and Propagation" ; vol. 14 ; n°3 ; 302-307,1966

[8] Taflove A" The Finite-Difference Time-Domain Method" ; Boston : Artech House ; p.559,1995

[9] Harrington R.F., « Field computation by moment methods », Robert E. Krieger Publishing Company, reprint édition 1968, Malabar, Floride, 1982.

[10] Bancroft R., « Understanding electromagnetic scattering using the moment method - A practical approach », Atech House, Inc, 1996.

[11] Brebia C.A., The boundary élément method for engineers, Pentech Press, London, 1980.

[12] M.N.O.Sadiku, L C. Agba, « A Simple Introduction to the Transmission-Line Modeling», IEEE Transactions.on Circuits and Systems, P. 991-999, Vol. 37, NO. 8, Aug 1990.

- [13] R. S. Simons, A. Sebak, and A. Ittipiboon « Analysis of Aperture-Coupled Microstrip-Antenna and Circuit Structures Using the Transmission-Line-Matrix Method », IEEE Antennas and Propagation Magazine, P. 27-37, Vol. 37, No. 4, Aug. 1995.
- [14] Davies, J.B.: "A LSBRM for the numerical solution of scattering problems, » IEEE Trans., MTT-21, (2), pp. 99-104,1973
- [15] L .Wexler, "Solution of Waveguide Discontinuities by Modal Analysis"IEEE Trans Microwave Theory & Tech. Vol.MTT-15, pages 508-517,September 1967.
- [16] Ahmed Ibrahim Khalil "Generalized Scattering Matrix Modeling of Distributed Microwave and Millimeter-Wave Systems" North Carolina State University, Electrical Engineering 1999.
- [17] Tan-phu Voung "Contribution à l'Etude des Discontinuités dans les Guides d'Ondes Métalliques Creux. Applications aux Antenne et aux Filtres" Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse. 1999.
- [18] Paul-François Combes "Micro-ondes -Tome 1, Lignes, guides et cavités " Editions Dunod, Collection Sciences Sup, 1996.
- [19] Belmegunai Mohamed "Etude des Discontinuités Uni-axiales en Guides d'Ondes Rectangulaires Métalliques. Application à la Modélisation des Filtres Multicellulaires Micro-ondes " Thèse de Magister, Département d'Electronique, Constantine 1999.
- [20]Dominic Grenier "Electromagnétisme et transmission des ondes",quebec(qc),g1v0a6,dg-2000,2001,2004
- [21]Sabatier, C., "Etude des discontinuités en guide circulaire `a l'aide de l'analyse modale. Application aux cornets," *Proc. JINA '88*, 432–436, 1988.
- [22] Jaime Esteban and Jesus M. Rebolgar "Characterization of Corrugated Waveguides by Modal Analysis Analysis"IEEE Trans Microwave Theory & Techniques , vol. 39, No. 6, pages 937-943 ,JUNE 1991.

[23] R.Thabet M.L.Riabi and M.Belmeguenai “Rigorous design and Efficient Optimization of Quarter-Wave Transformers in Metallic Circular Waveguides” PP 15-38,Pier 68, 2007 .

[24] Michael B. and Ahmed I. Khalil “A Generalized Scattering Matrix Method Using the Method of Moments for Electromagnetic Analysis of Multilayered Structures in Waveguide” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, No. 11, PP 2151-2157 ,November 1999.

[25]Wade, J. D. and R. H. Macphie, “Scattering at circular-to rectangular waveguide junctions,” *IEEE Trans. Microwave Theory*, Vol.MTT-34, NO.11, novembre 1986.

[26] F Sagnard,B.Uguen,G.EL Zein, « Etude de l’Emission et de la réception de signaux impulsionnelle par des antennes Ultra-large Bande : modélisation et expérimentation », journées nationales de micro-ondes(JNM),Lille, Mai 2003.

[27] Alireza Kazemipour « Contribution à l’étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d’antennes et de réseaux d’antennes » thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure des télécommunications, 2002.

[28]<http://www.ara-inc.com>.

[29] Nicolas Fortino“ Conception et caractérisation d’antennes imprimées pour système Ultra Large Bande impulsionnels”,thèse de doctorat ,université de Nice-Sofia Antipolis,2006.

Résumé

Dans ce travail, nous avons utilisé une technique générale, basée sur l'analyse modale, pour étudier les transitions pseudo-graduelles en guide d'ondes circulaire et leur application au cornet circulaire. La matrice de dispersion S et le rapport d'ondes stationnaires dans le cas du cornet circulaire sont obtenus en utilisant le principe d'association en cascade des multi pôles. Nos résultats comparés à ceux simulés par le logiciel HFSS sont satisfaisants. Nous avons également étudié le rayonnement des antennes cornets.

Mots Clés : Modélisation, Raccordement modal, Matrice de dispersion S , Antenne Cornet Circulaire.

Abstract

In this work, we used a general technique, based on the modal analysis, to study the pseudo-gradual transitions in circular waveguide and their application in circular horn. The scattering matrix S and standing wave ratio for the circular horn are obtained using the principle of association of the multi pole cascading down the horn. Our results compared with those simulated by the software HFSS are satisfactory. We have also studied the radiation of horn antennas.

Key words: Modeling, Mode Matching, Scattering matrix, Circular Horn Antenna.

ملخص

في هذا العمل استخدمنا تقنية عامة، استنادا إلى التحليل النمطي ، لدراسة التحولات التدريجية في الدليل الموجي الدائري وتطبيقها على مخروط دائري . وقد تم الحصول على مصفوفة تشتت S ونسبة موجة الثابتة للمخروط الدائري باستخدام مبدأ ربط متعدد الأقطاب. والنتائج، مقارنة مع تلك المحاكاة بواسطة برنامج HFSS ، مرضية. كما درسنا إشعاع الهوائيات المخروطية.

الكلمات المفتاحية : نمذجة ، تقنية الوصل النمطية، مصفوفة تشتت S، الهوائيات المخروطية.