

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

CONCEPTION D'UNE ANTENNE CORNET-SIW A GAIN VARIABLE

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

PAR
LARIBI MEJDI

AVRIL 2014



BIBLIOTHÈQUE

Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous.

L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre. Il est donc interdit de reproduire ou de publier en totalité ou en partie ce document sans l'autorisation de l'auteur.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue obtained the permission of the author to use a copy of this document for non-profit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all.

The author retains ownership of the copyright on this document. Neither the whole document, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer mes remerciements à Monsieur Nahi Kandil pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire de recherche Télébec en communications souterraines (LRTCS) au cours des deux dernières années.

Je tiens aussi à remercier mon co-directeur de recherche, Monsieur Nedil Mourad pour avoir assuré la direction de mes travaux, pour son soutien moral, pour sa patience, pour la qualité de son encadrement, ses remarques toujours pertinentes, qui m'ont permis de finaliser ce travail.

Nous ne pouvons pas manquer aussi de remercier Monsieur Kheireddine Sellal et Monsieur Djilali Hammou qui n'ont ménagé aucun effort pour me soutenir intellectuellement durant toutes les étapes de notre étude.

J'adresse ensuite mes remerciements à tous les étudiants et le personnel du laboratoire et tout le corps enseignant et administratif de l'UQAT pour tout le soutien qu'ils m'ont accordé durant mon séjour au laboratoire.

Je garde enfin un remerciement chaleureux pour mes parents et mes frères qui m'ont impulsé dans la poursuite de mes études et qui ont été à mes côtés tout au long de la période d'étude.

Enfin, merci à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce rapport.

Merci à tous.

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS.....	2
SOMMAIRE	3
LISTE DES FIGURES.....	7
LISTE DES TABLEAUX.....	9
RÉSUMÉ.....	10
GLOSSAIRE.....	12
INTRODUCTION.....	13
CHAPITRE 1 RAPPEL SUR LES ANTENNES.....	15
1.1 Introduction.....	15
1.2 Problématique	15
1.3 Équations de maxwell.....	16
1.4 Caractérisation d'antenne.....	17
1.4.1 Diagramme de rayonnement.....	18
1.4.2 La directivité, le rendement et le gain	20
1.4.3 Circuit équivalent	21
1.4.4 Bande passante	22
1.5 Antenne a gain variable	22
1.6 Le système d'antenne proposé.....	23
1.6.1 La bande de 60 GHz	23
1.6.2 Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)	24
1.6.3 L'utilité d'une antenne à gain variable.....	26
1.7 HFSS et CST.....	27
1.8 Conclusion	27
CHAPITRE 2 : LA TECHNOLOGIE DES GUIDE D'ONDES	28
2.1 Introduction.....	28
2.2 Problématique	28
2.3 Théorie des guides d'ondes.....	29
2.3.1 Principe fondamentale	29

2.3.2	Généralisation : Modes de propagation.....	35
2.4	Visualisation du mode fondamental CST.....	38
2.5	Les pertes.....	39
2.6	Conclusion.....	39
CHAPITRE 3 : LA TECHNOLOGIE SIW.....		40
3.1	Introduction.....	40
3.2	Problématique.....	40
3.3	Technologie SIW.....	41
3.3.1	Structure SIW.....	41
3.3.2	Types de structures SIW.....	42
3.3.3	Avantages.....	43
3.3.4	Mécanismes des pertes.....	43
3.4	Implémentation de la technologie SIW.....	44
3.4.1	Implémentation de SIW sur des composants passifs.....	44
3.4.2	Transition planaire SIW.....	45
3.4.3	Implémentation des composants actifs sur une structure en technologie SIW.....	45
3.4.4	Implémentation des antennes SIW.....	46
3.5	Procédure de conception des circuits en technologie SIW.....	47
3.6	Simulation guide SIW.....	48
3.7	Conclusion.....	49
CHAPITRE 4 : ANTENNE CONTROLLABLE/ RECONFIGURABLE.....		50
4.1	Introduction.....	50
4.2	Problématique.....	51
4.3	La reconfiguration du diagramme de rayonnement.....	51
4.3.1	La reconfiguration d'un réseau d'antenne.....	52
4.3.2	La reconfiguration d'un élément d'antenne.....	54
4.4	Type de reconfiguration du diagramme de rayonnement.....	55
4.4.1	Cas discret.....	55
4.4.2	Cas continu.....	56
4.5	Mécanisme de commande.....	56
4.6	Conclusion.....	58

CHAPITRE5 : Caractéristiques des ANTENNES CORNET en technologie SIW	60
5.1 Introduction.....	60
5.2 Problématique	60
5.3 Rayonnement de l’antenne cornet.....	61
5.3.1 Antenne à ouverture.....	61
5.3.2 Principe de Huygens.....	62
5.3.3 Antenne cornet.....	62
5.4 Gain théorique d’une antenne pyramidale	63
5.5 Changement de dimension de l’ouverture sur le rayonnement.....	64
5.6 Antenne cornet-SIW	65
5.6.1 Bande passante et gain.....	65
5.6.2 Les alimentations.....	66
5.6.3 Les techniques d’élargissement de bande.....	68
5.7 Conclusion	70
CHAPITRE 6 : RESULTAT DE SIMULATION.....	71
6.1 Introduction.....	71
6.2 Problématique	71
6.3 Commutateurs RF	72
6.3.1 Modèle équivalent d’une diode PIN.....	72
6.4 Les problèmes de simulation	76
6.4.1 Le problème d’alimentation.....	77
6.4.2 Le problème de la bande passante	78
6.4.3 Le problème de l’épaisseur du substrat	79
6.4.4 Variation significative du gain	80
6.4.5 Le problème de choix des diodes	81
6.5 Conception de l’antenne proposée.....	82
6.6 Résultats.....	83
6.7 Validation des résultats avec CST	86
6.8 Conclusion	90
CONCLUSION.....	91
REFERENCE.....	92
ANNEXE 1: Changement de diagramme en fonction de dimension d’ouverture.	100

ANNEXE 2 : Digramme de rayonnement normalisé : (a) plan H, (b) plan E.....	103
ANNEXE 3 : Courbe de directivité universelle (a) Plan H , (b) Plan E.....	104

LISTE DES FIGURES

Figure 1- 1. Expérience de « Hertz » [7].	17
Figure 1- 2. Rôle de l'antenne.	18
Figure 1- 3. Système de coordonnées sphériques.	19
Figure 1- 4. Diagramme de rayonnement.	20
Figure 1- 5. Circuit équivalente d'une antenne [10].	22
Figure 1- 6. Bande passante d'une antenne.	22
Figure 1- 7. Différence entre antenne à gain variable et antenne conventionnelle.	23
Figure 1- 8. Bande de 60 GHz dans quelque pays [12].	24
Figure 1- 9. Canal MIMO [13].	25
Figure 1- 10. Canal MIMO: water filling [14].	25
Figure 1- 11. L'Origine d'appellation waterfilling [18].	26
Figure 1- 12. Waterfilling implémenté avec les antennes à gain variable.	27
Figure 2- 1. Guide d'onde rectangulaire.	30
Figure 2- 2. Décomposition de l'onde à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire.	32
Figure 2- 3. Différence vitesse de phase et vitesse de groupe.	34
Figure 2- 4. interprétation géométrique des Modes de propagation.	36
Figure 2- 5. Le diagramme (k, ω) [24].	37
Figure 2- 6. Structure d'un guide d'onde avec CST.	38
Figure 2- 7. Représentation de distribution de champ magnétique d'un guide d'onde rectangulaire en mode fondamentale	38
Figure 2- 8. Représentation de distribution de champ électrique d'un guide d'onde rectangulaire mode fondamentale.	38
Figure 3- 1. Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW.	42
Figure 3- 2. Géométrie de SIW.	42
Figure 3- 3. Différent topologie de SIW [25].	43
Figure 3- 4. Différent classe de filtre SIW [25].	45
Figure 3- 5. Transition planaire SIW [25].	45
Figure 3- 6. Paramètre de design de SIW [50].	48
Figure 3- 7. Simulation d'un guide SIW avec CST.	48
Figure 3- 8. Les paramètres S pour le guide SIW avec CST.	48
Figure 3- 9. Représentation des champs électrique et magnétique pour le guide SIW avec CST.	49
Figure 4- 1. Commande d'un réseau d'antenne [55].	52
Figure 4- 2. Antenne a gain variable [3].	53
Figure 4- 3. Diagramme de rayonnement pour une antenne à gain variable [3].	53
Figure 4- 4. Commande d'une largeur de lobe d'une antenne [56].	54
Figure 4- 5. Changement de distribution de courant [58].	55

Figure 4- 6. Reconfiguration discrète [57].	55
Figure 4- 7. Reconfiguration continue [60].	56
Figure 4- 8. Techniques de commande [57].	57
Figure 4- 9. Commande par changement de matériau [57].	57
Figure 4- 10. Simulation de changements des caractéristiques du matériau pour une antenne Patch [57].	58
Figure 4- 11. Antenne patch commandée par un commutateur [57].	58
Figure 5- 1. Exemple d'antenne à ouverture [68].	62
Figure 5- 2. Principe d'ouverture rayonnante [10].	62
Figure 5- 3. Exemple d'antenne cornet et le diagramme de rayonnement associée [10].	62
Figure 5- 4. Projection de l'antenne cornet dans les plan H et E document [77].	63
Figure 5- 5. Antenne cornet plan H associée a son diagramme de rayonnement.	64
Figure 5- 6. Géométrie d'une antenne cornet plan H [77].	65
Figure 5- 7. Alimentation d'une antenne cornet par un câble coaxial.	66
Figure 5- 8. Technique non imprimée d'augmentation de bande passante [85].	68
Figure 5- 9. Technique d'augmentation de bande passante [86, 87].	68
Figure 5- 10. Technique d'empilement des antennes vivaldi [49].	69
Figure 5- 11. Technique de charge dans un substrat différent [48, 88].	70
Figure 6- 1. « Datasheet » fiche technique pour les diodes.	73
Figure 6- 2. Modèle équivalent diode [89].	74
Figure 6- 3. Simulation d'un guide SIW avec substitution de quelques via par des rectangles métallique.	75
Figure 6- 4. Paramètres S pour le guide-SIW avec substitution de quelques via par des rectangles métalliques.	75
Figure 6- 5. Dépendance entre R1 et l'ouverture rayonnante.	80
Figure 6- 6. Effet des dimensions des diodes intégrées dans la structure SIW.	81
Figure 6- 7. Structure finale de l'antenne à gain variable.	82
Figure 6- 8. Composition de la structure finale de l'antenne à gain variable.	83
Figure 6- 9. Pertes de retour (S11) de la structure finale de l'antenne à gain variable. ...	84
Figure 6- 10. Diagramme de rayonnement de l'antenne à gain variable.	85
Figure 6- 11. Distribution du champ électrique dans la structure finale de l'antenne à gain variable pour les différents états de fonctionnement.	85
Figure 6- 12. Diagramme de rayonnement (directivité) de la structure finale de l'antenne à gain variable.	86
Figure 6- 13 : design final avec CST et HFSS.	86
Figure 6- 14. Résultat de simulation pour la petite ouverture active.	87
Figure 6- 15. Résultat de simulation pour la moyenne ouverture active.	88
Figure 6- 16. Résultat de simulation pour la grande ouverture active.	89

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Technique d'alimentation associée à la bande passante.	67
---	----

RÉSUMÉ

La plupart des gouvernements ont mis de côté certaines bandes de fréquences, appelées ISM (*Industrial, Scientific, Médicale*) pour une utilisation sans licence. Plus récemment, une large bande (7 GHz) ISM à 60 GHz a été libérée. Les caractéristiques de cette bande la rendent très attractive pour les travaux de recherche surtout avec le besoin croissant en termes de débit.

De plus, afin de pousser l'exploitation de cette bande à son maximum, la technique MIMO combinée avec Waterfilling (remplissage de l'eau) est vivement conseillée surtout avec les faibles dimensions des antennes dans cette dernière bande. Cependant, l'implémentation de cette dernière technique impose une certaine complexité dans le diviseur de puissance RF. Notre projet propose de déplacer cette complexité vers l'antenne et d'implémenter MIMO Waterfilling d'une manière singulière. Il s'agit d'utiliser des antennes à gain variable pour contrôler la puissance émise par un système d'antenne particulier.

Il est connu qu'en optique, lorsqu'une onde lumineuse rencontre une ouverture de grandeur comparable à la longueur d'onde émise, elle subit une diffraction par cette dernière. De façon similaire, en radiofréquence, il y a une équivalence entre la diffraction de lumière et l'ouverture rayonnante. Une ouverture rayonnante correspond à une ouverture de surface quelconque dans un plan conducteur, illuminé par une onde incidente. Par ailleurs, toute antenne qui exploite ce principe pour rayonner est dite antenne à ouverture et parmi ces antennes, on s'intéresse aux antennes cornet : Une sorte de guide d'onde dont la section augmente progressivement avant de se terminer par une ouverture rayonnante. La théorie montre que la valeur du champ électrique rayonné dépend de la forme et la dimension de l'ouverture et de la distribution du champ sur la surface. Cela signifie que tout changement de la surface affecte la puissance émise et par la suite le diagramme de rayonnement et le gain.

La technologie du guide d'ondes intégré au substrat SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) représente une solution très prometteuse pour le développement de circuits et composants qui opèrent dans la bande millimétrique. Vu la ressemblance entre la

structure SIW et le guide d'ondes classique, plusieurs circuits micro-ondes à base de la technologie guide d'onde ont été conçus et réalisés avec la structure SIW dont l'antenne cornet. Pour cela, nous avons envisagé **la conception d'une antenne cornet qui offre la possibilité de varier son gain à partir du changement de dimension de son ouverture rayonnante.**

Ce projet de maîtrise vise alors à concevoir une antenne cornet (plan H) dont les dimensions de l'ouverture sont variables, en utilisant le logiciel de simulation HFSS d'Ansys. Cependant, l'intégration de l'antenne reconfigurable dans un substrat (SIW) présente des nombreux défis, vu qu'une fois un trou métallique (via) est mis en place dans le substrat, il n'est plus possible de le déplacer ou d'en changer le diamètre. La solution proposée est de remplacer les vias par des diodes insérées dans le substrat. En contrôlant l'état de ces diodes, il sera possible de changer les dimensions de l'ouverture rayonnante, rendant l'antenne reconfigurable.

GLOSSAIRE

SIW	Substrate Integrated Waveguide
MIMO	Multiple-input multiple-output
SISO	Single Input Single Output
ISM	Industrial, Scientific, medical
RSIW	Ridge Substrate Integrated Waveguide
FCC	Federal Communication Commission
GSM	Global System for Mobile Communications
CPW	Conventional coplanar waveguide
SNR	Signal-to-noise ratio
HFSS	High Frequency Structural Simulator
CST	Computer Simulation Technology
TE	Transverse électrique
TM	Transverse Magnétique
SDR	Software Defined Radio
RF	Radio Frequency
PIN	Positive Intrinsic Negative
RLC	Resistor, Inductor, Capacitor

INTRODUCTION

D'une part, vue la congestion du spectre radiofréquences pour la communication sans fil et dans le domaine des micro-ondes, les chercheurs s'intéressent de plus en plus aux bandes millimétriques, là où les allocations spectrales sont plus accessibles et intéressantes en termes de transfert à très haut débit [1]. De ce fait, la technique du guide d'ondes intégré au substrat SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) montre des avantages tels que la possibilité d'intégration avec d'autres systèmes RF et le faible coût avec un facteur de qualité élevé.

D'autre part, avec l'avancement technologique, les antennes deviennent de plus en plus intelligentes; du coup, l'ajout d'un degré de liberté dans les antennes serait très bénéfique en termes de flexibilité. D'où l'idée d'avoir des antennes avec diagramme de rayonnement et gain variable.

Les théories de la radiofréquence ont apporté une révolution considérable dans le domaine des antennes intelligentes. Ces nouveaux apports permettent de nos jours d'affronter et de résoudre plusieurs problèmes tels que ceux liés à la mobilité radio, à l'adaptation du signal émis au canal, etc [2].

C'est dans ce cadre que s'inscrit le projet de recherche de Maîtrise intitulé : " Conception d'une antenne cornet à gain variable avec la technique SIW ". On s'est inspiré de l'idée publiée dans le brevet [3] qui propose une solution mécanique pour commander le gain d'une antenne. Pour ce faire, nous avons remplacé la partie mécanique par un système à commande électronique.

Dans Ce projet, nous avons introduit l'idée d'une antenne à gain variable contrôlable électriquement et qui s'appuie sur la technologie SIW pour tirer profit de ses qualités

Pour atteindre nos objectifs, nous allons diviser notre travail en six chapitres essentiels. Le premier mettra le projet dans son cadre. Par la suite, le deuxième chapitre visera à introduire les notions de base sur la physique de la propagation guidée, notions que nous utiliserons durant l'étude. Ce chapitre sera suivi par un autre qui introduira la structure SIW. Puis, un état de l'art sur les antennes reconfigurables sera abordé dans le chapitre 4. Ensuite, dans le chapitre 5, l'implémentation d'une antenne cornet avec la technologie SIW sera développée. Quelques simulations mettront aussi en évidence les

impacts résultant du changement de l'ouverture rayonnante sur les caractéristiques de rayonnement. Après, le sixième chapitre sera focalisé sur la structure finale de l'antenne proposée.

CHAPITRE 1

RAPPEL SUR LES ANTENNES

1.1 Introduction

Puisque notre projet porte sur les antennes intelligentes, une thématique largement compliquée, on va commencer dans ce chapitre par introduire les concepts les plus basiques. Le but d'un tel développement est de déterminer les paramètres de l'antenne qui permettra le contrôle du gain.

1.2 Problématique

En communication, l'existence d'un media de transmission de l'information entre l'émetteur et le récepteur est indispensable. Ce dernier introduit du bruit et des modifications dans le signal émis. Du coup, le récepteur trouve des difficultés pour recouvrir le signal émis. Le concept de canal de transmission résume toute cette modification [4].

Dans le cas de la communication sans fil, le canal de transmission comporte les antennes avec le milieu de propagation (*l'air avec tous les obstacles possibles*). Plusieurs travaux de recherche [5, 6] visent la caractérisation d'un canal de propagation. Ces derniers assument que les gains des antennes émettrice et réceptrice sont constants et considèrent seulement la variation avec la fréquence et la distance émetteur-récepteur.

L'utilité de notre projet consiste tout simplement à exploiter la variation du gain des antennes à l'émission et la réception pour s'adapter au canal. Dans notre cas, on s'intéresse seulement au cas particulier d'une implémentation de l'algorithme de waterfilling par des antennes à gain variable.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord introduire les théories physiques qui justifient la possibilité de propagation d'une onde pour entamer par la suite les antennes

et leurs caractéristiques. Enfin nous allons mettre le projet dans son cadre en développant l'utilité de notre antenne.

1.3 Équations de maxwell

Maxwell a développé quatre équations mathématiques différentielles qui lient les champs magnétique et électrique. Ces équations qui portent son nom sont définies comme suit :

$$\operatorname{div}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (1 - 1)$$

$$\operatorname{rot}(\vec{E}) = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (1 - 2)$$

$$\operatorname{div}(\vec{B}) = 0 \quad (1 - 3)$$

$$\operatorname{rot}(\vec{B}) = \mu \left(\vec{j} + \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \right) \quad (1 - 4)$$

Avec

ε est la permittivité diélectrique du matériau

μ est la perméabilité magnétique du matériau

ρ est la densité volumique de charge électrique

\vec{j} est le vecteur densité de courant.

Une fois les équations de maxwell mises en place, Hertz a été le premier à pouvoir mettre en évidence le phénomène de propagation. La figure 1-1 montre l'expérience de Hertz [7]. Le montage se décompose en deux circuits : un circuit primaire qui permet de créer deux charges (+q et -q) et un autre secondaire qui constitue une boucle. Avec ce montage, Hertz a pu capter un courant aux bornes du circuit secondaire qui se traduit par la production d'une étincelle lorsque la tension devient élevée. La seule explication valide pour cette expérience repose sur le principe de propagation de champ électromagnétique.

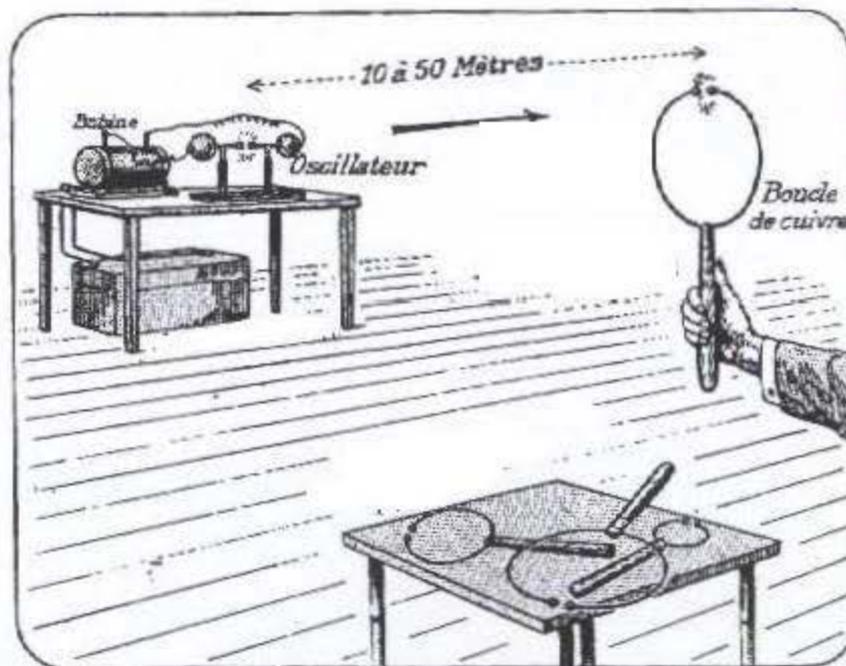


Figure 1- 1. Expérience de « Hertz » [7].

Par la suite, une équation dite équation d'onde (équation 1-5) a été la preuve mathématique de la propagation d'une onde électromagnétique. Cette équation a été établie à partir des équations de Maxwell.

$$\Delta \vec{E} - \mu \varepsilon \frac{\delta^2 \vec{E}}{\delta t^2} = 0 \quad (1-5)$$

1.4 Caractérisation d'antenne

Après la validation du phénomène de propagation, une thématique de recherche a été introduite. Cette dernière s'occupe des antennes, autrement dit les structures qui permettent de transformer l'énergie électrique en une énergie électromagnétique rayonnée. Dans ce paragraphe on s'intéresse plutôt à la caractérisation d'une antenne sans rentrer dans les principes qui permettent à une antenne d'émettre une énergie électromagnétique. Donc on va considérer l'antenne comme une boîte noire et on s'intéresse principalement à l'énergie électromagnétique rayonnée et l'énergie électrique d'alimentation.

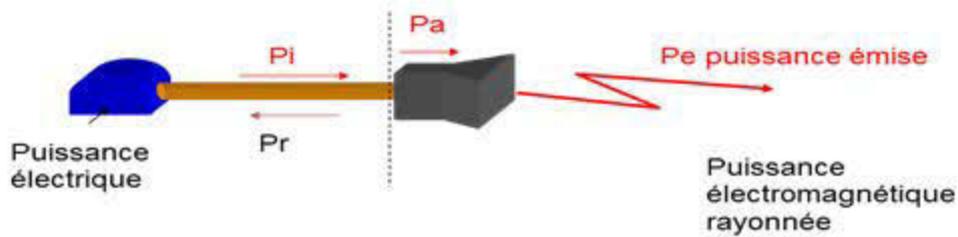


Figure 1- 2. Rôle de l'antenne.

Avant de commencer à développer les caractéristiques d'une antenne, il est très indispensable de comprendre la définition d'une antenne isotrope. On appelle antenne isotrope une antenne rayonnant uniformément dans toutes les directions de l'espace. Une telle antenne n'a donc pas de direction de propagation privilégiée. On dit qu'elle n'est pas directive.

À une distance r , la densité de puissance d'une antenne isotrope P_{iso} est donnée par l'équation (1-6).

$$P_{iso} = \frac{P_e}{4\pi r^2} \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (1-6)$$

L'antenne isotrope est une antenne fictive utile pour les calculs théoriques, mais il est important de noter qu'elle est impossible à réaliser dans la pratique. C'est juste un élément de comparaison pour déterminer les caractéristiques générales des antennes [8].

1.4.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente la répartition géométrique des puissances de rayonnement en fonction de la direction.

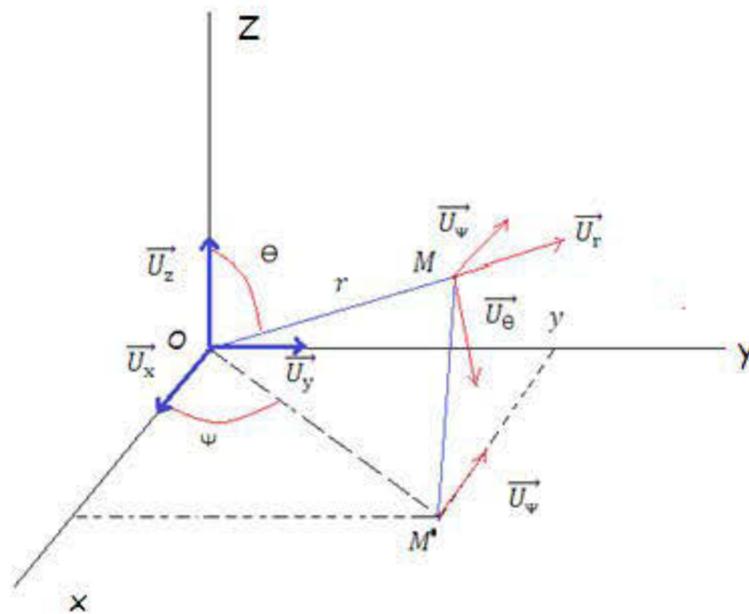


Figure 1-3. Système de coordonnées sphériques.

Soit une antenne centrée sur le point O (figure 1-3), la direction OM est définie par les angles (θ, φ) . La puissance dans cette direction est notée $P(\theta, \varphi)$. Il existe une direction où $P(\theta, \varphi)$ est maximale P_{\max} .

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{\max}} \quad (1-7)$$

La variation de $r(\theta, \varphi)$ en fonction de θ et φ est appelée diagramme de rayonnement.

Le tracé du diagramme peut se faire en trois dimensions. Les représentations les plus utilisées sont des coupes dans des plans orthogonaux par exemple le plan vertical et le plan horizontal ou encore dans le plan E et le plan H (figure 1-4).

Le lobe principal se trouve autour de la direction du maximum de rayonnement et contient la quasi-totalité de la puissance rayonnée. De part et d'autre de celui-ci apparaissent les lobes secondaires ou latéraux qui sont indésirables.

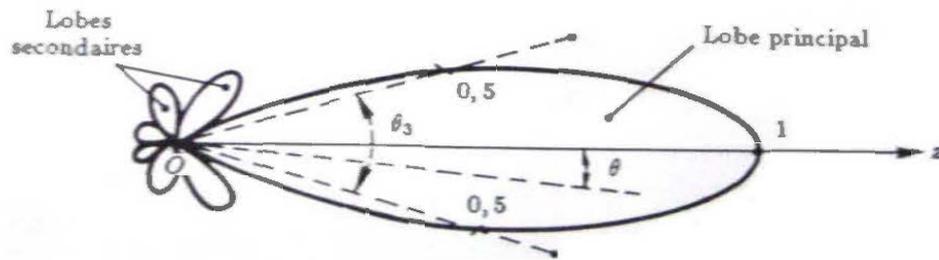


Figure 1-4. Diagramme de rayonnement.

Presque toute la puissance est contenue dans un secteur d'ouverture θ_3 (figure 1-4) limité par les directions où $r(\theta, \varphi) = 0.5$

θ_3 : ouverture à 3dB ou largeur de faisceau

1.4.2 La directivité, le rendement et le gain

La puissance rayonnée n'est pas uniformément répartie, il y a des directions pour lesquelles $P(r, \theta, \varphi)$ est supérieure à celle que l'on aurait avec une source isotrope et d'autres directions pour lesquelles elle est inférieure. La directivité de l'antenne est définie par le rapport de $P(r, \theta, \varphi)$ sur la densité de puissance rayonnée P_{iso} par une source isotrope rayonnant la même puissance P_E :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(r, \theta, \varphi)}{P_{iso}(r, \theta, \varphi)} \quad (1 - 8)$$

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope. La directivité ne dépend pas de r , car les deux densités décroissent en $1/r^2$.

Dans une antenne toute la puissance d'alimentation (P_F) n'est pas nécessairement rayonnée (P_E), il y a des pertes plus ou moins importantes. On définit le rendement d'une antenne appelé aussi coefficient d'efficacité d'une antenne par le rapport :

$$\eta = \frac{P_E}{P_F} \quad (1 - 9)$$

On définit le gain directif $G(\theta, \varphi)$ de l'antenne par :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (1 - 10)$$

Le gain d'une antenne correspond au meilleur gain directif dans une (éventuellement plusieurs) direction(s). Il est à noter qu'une antenne est un élément strictement passif qui n'amplifie pas le signal. Son gain ne représente que la concentration de puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes.

$$G_0 = \max(G(\theta, \varphi)) \quad (1 - 11)$$

1.4.3 Circuit équivalent

Une antenne rayonne une énergie réelle (P_E), elle peut donc être assimilée à une résistance dite résistance de rayonnement R_{rad} . La résistance R_{rad} est définie au maximum de courant ou ventre de courant (I_0) par l'équation (1-13), généralement la connexion de l'antenne à l'alimentation se fait en cet endroit [9].

$$P_E = \frac{1}{2} R_{\text{rad}} I_0^2 \quad (1 - 12)$$

$$R_{\text{rad}} = \frac{2 P_E}{I_0^2} \quad (1 - 13)$$

La puissance électrique fournie à une antenne P_F sera d'une part perdue par effet joules (P_J), résultant de la résistance ohmique R_{loss} de l'antenne et, d'autre part, émise par rayonnement.

$$P_F = P_E + P_R = \frac{1}{2} (R_{\text{rad}} + R_{\text{loss}}) I_0^2 \quad (1 - 14)$$

Dans le cas particulier d'une antenne filaire résonnante (de longueur multiple de $\lambda/2$), l'impédance d'entrée est purement résistive ($X=0$) et devient inductive ou capacitive selon que la longueur de l'antenne est plus longue ou plus courte que la longueur de résonance. Afin de modéliser une antenne, en général on a besoin d'une capacité et une bobine puis deux résistances (figure 1-5). Pour éliminer la partie réactive on est amené à ajouter un circuit d'adaptation de l'antenne.

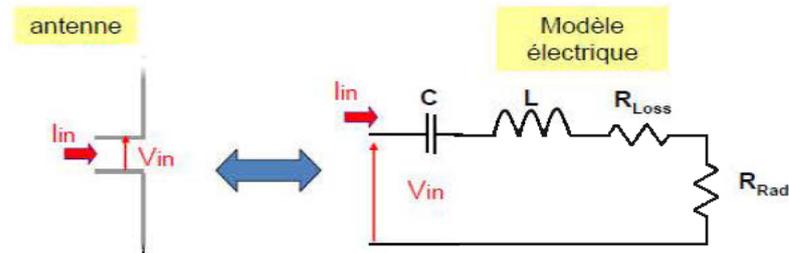


Figure 1- 5. Circuit équivalente d'une antenne [10].

1.4.4 Bande passante

Comme une antenne est un composant RF, alors elle est caractérisée par un coefficient de réflexion.

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (1 - 15)$$

Avec Z_{in} est l'impédance à l'entrée de l'antenne (au port d'alimentation) et Z_c est l'impédance caractéristique.

La bande passante d'une antenne est le domaine des fréquences pour lesquelles son opération est satisfaisante ($|S_{11}| < -10\text{dB}$) comme le montre la figure 1-6.

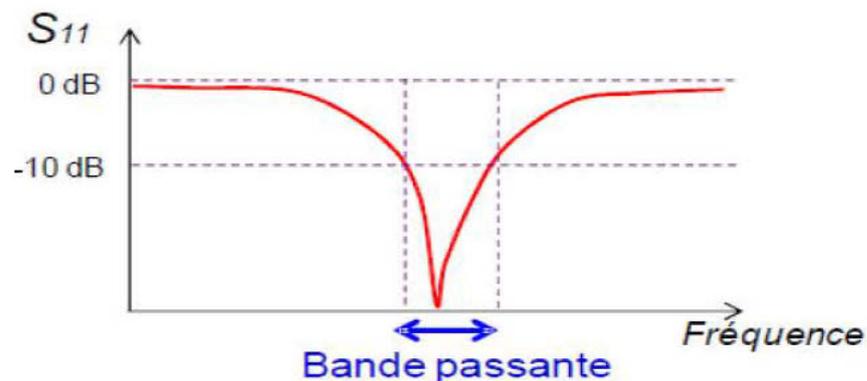


Figure 1- 6. Bande passante d'une antenne.

1.5 Antenne a gain variable

Bien qu'une antenne ordinaire soit un dispositif qui permet de transformer l'énergie électrique en une énergie électromagnétique rayonnée, une antenne à gain variable est

une antenne qui permet de fournir un rayonnement dépendamment d'une partie commande.

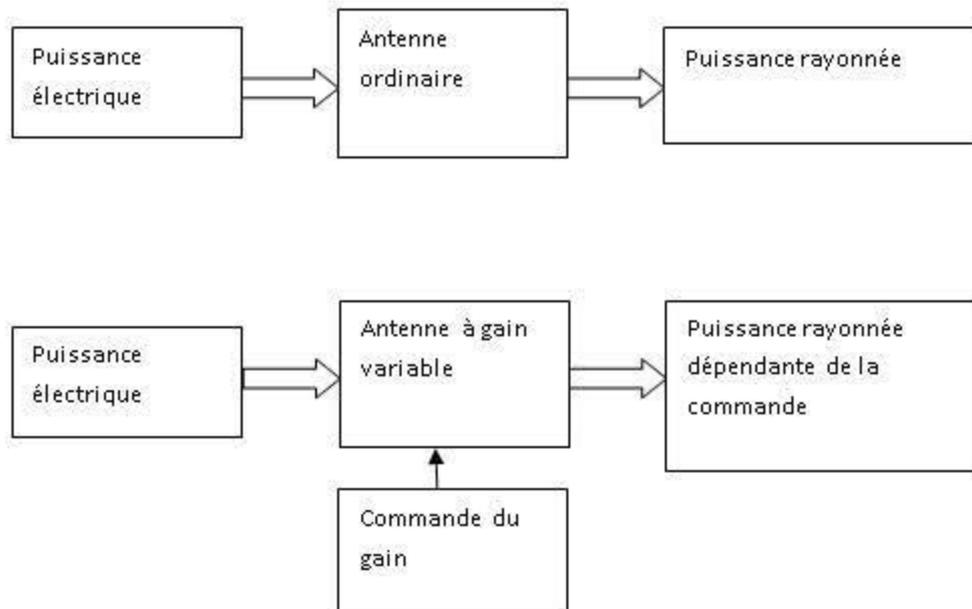


Figure 1- 7. Différence entre antenne à gain variable et antenne conventionnelle.

Puisque le gain est une fonction du rendement et de la directivité, alors, pour réaliser un gain variable, on change soit le rendement soit la directivité. Le rendement est en relation direct avec l'énergie perdue donc on ne peut pas permettre de perdre l'énergie juste pour diminuer le rayonnement dans la direction privilégiée. En résumé, la seule façon consiste à changer la directivité, autrement dit le diagramme de rayonnement.

1.6 Le système d'antenne proposé

1.6.1 La bande de 60 GHz

Pour éviter les interférences entre les applications de radiocommunication, il existe des accords nationaux et internationaux permettant d'allouer des fréquences. En Amérique du nord, l'accès à la bande de fréquence est réglementé par le FCC (*Federal*

Communication Commission). Par exemple, les opérateurs téléphoniques ont besoin d'une licence pour avoir le droit d'émettre des ondes dans la bande du GSM.

La plupart des gouvernements ont mis de côté certaines bandes de fréquences, appelées ISM (*Industrial, Scientific, Médicale*) pour une utilisation sans licence. Ces dernières bandes sont destinées pour des applications industrielles, scientifiques, médicales, domestiques ou similaires. À titre d'exemple, on peut citer ; ouvre-portes de garage, téléphones sans fil, jouets radiocommandés, souris sans fil, et de nombreux autres appareils ménagers sans fil.

Récemment, la bande ISM à 60 GHz a été libérée et la bande allouée diffère d'un pays à un autre (figure 1-8). La largeur de bande minimale est de 5 GHz [11] ce qui rend cette bande très attractive pour les futurs systèmes de communication sans fils, car d'une part, la largeur de bande permet un débit très élevé, et d'autre part, la bande est sans licence.

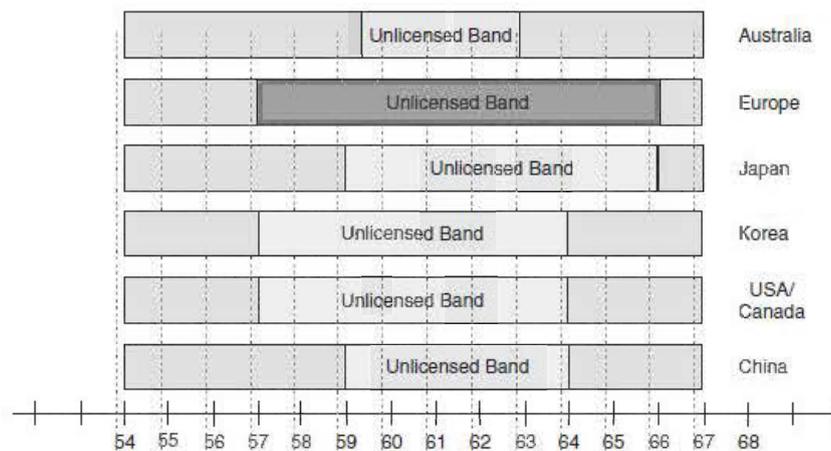


Figure 1- 8. Bande de 60 GHz dans quelque pays [12].

1.6.2 Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)

La technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) est une technique adaptée pour les réseaux sans fil qui permet d'utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Cette technique permet d'augmenter la capacité du canal par rapport à la technique SISO traditionnelle en s'appuyant sur la diversité spatiale due à plusieurs

chemins possibles entre les antennes de l'émetteur et du récepteur. Grâce à cette diversité, le canal est modélisé par une matrice comme le montre la figure 1-9.

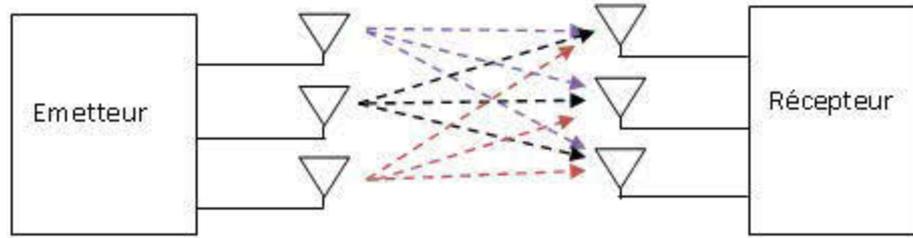


Figure 1- 9. Canal MIMO [13].

Le canal dans le cas de MIMO est modélisé par une matrice H définie comme suit:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix}$$

Dans plusieurs cas, la technique MIMO a été combinée par une méthode de transmission dite waterfilling. Cette technique permet de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre les symboles reçus et la constellation et donc une augmentation de la capacité du canal. Cette dernière permet de choisir la combinaison de distribution de puissance sur les antennes émettrices dépendant des paramètres de sous canaux de transmission afin de garder un rapport signal sur bruit constant sur ces derniers [14, 15].

Les travaux de recherches rapportées dans [16] et [17] montrent une méthode efficace pour calculer la distribution de puissance sur les antennes et l'étude mathématique derrière cette technique.

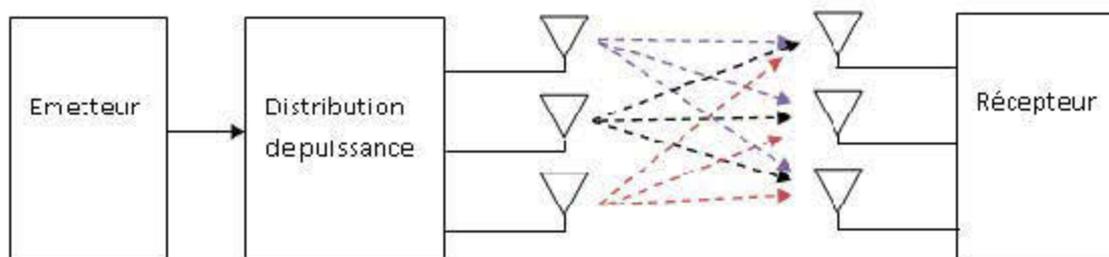


Figure 1- 10. Canal MIMO: water filling [14].

La technique, permet de donner plus de puissance pour les antennes qui ont un rapport SNR plus petit pour les favoriser par rapport aux autres antennes. Le nom de cette technique est inspiré par le comportement de l'eau pour remplir une forme concave

comme le montre la figure 1-11. On y voit que la hauteur de l'eau est plus élevée dans les zones creuses par rapport à celles qui sont supérieures. L'eau dans cette dernière figure représente la puissance et le niveau de l'eau est la puissance qu'il faut maintenir constante sur toutes les branches.



Figure 1- 11. L'Origine d'appellation waterfilling [18].

1.6.3 L'utilité d'une antenne à gain variable

Pour assurer un transfert à très haut débit il faut avoir un canal avec une capacité très élevée. Cette dernière grandeur dépend principalement de la bande passante et de la valeur du SNR. Afin de garantir une large bande, notre projet s'articule autour de la bande de 60 GHz qui offre une bande de 7 GHz. Cependant, augmenter le SNR signifie l'augmentation de la puissance émise ce qui peut perturber les autres systèmes de transmission travaillant sur la même bande ou avoir des effets secondaires sur la santé de l'utilisateur [19]. C'est pour cela que d'autres techniques de transmission avancées proposent d'utiliser MIMO pour augmenter la capacité sans augmenter la puissance émise.

De ce fait, notre projet s'intéresse à une implémentation de l'algorithme de MIMO « Waterfilling » avec les antennes à gain variable. Ce besoin a mis en valeur l'utilité d'une antenne à gain variable. L'idée consistant à répartir uniformément la puissance entre les antennes. Puis, une certaine intelligence doit être introduite dans les circuits de commande des antennes. Ces dernières adaptent leurs diagrammes de rayonnement pour augmenter ou diminuer la puissance rayonnée et implémenter la technique waterfilling d'une manière singulière.

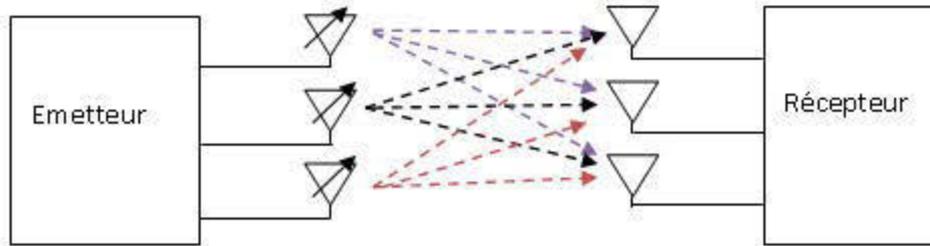


Figure 1- 12. Waterfilling implémenté avec les antennes à gain variable.

1.7 HFSS et CST

Durant notre projet, on s'est basé principalement sur les logiciels de simulation. Dans notre cas « CST microwave » et « HFSS » sont utilisés. Ces derniers permettent de concevoir les antennes en spécifiant les caractéristiques de chaque composant. Puis, une fois le design terminé, il suffit de spécifier le port d'alimentation et les conditions aux limites pour que ces logiciels puissent simuler l'antenne. Ces logiciels reposent sur des techniques de calculs pour approximer les valeurs des champs électrostatiques en résolvant les équations de Maxwell sur une grille de plusieurs points [20, 21, 22]. Enfin, à partir de ces valeurs, les logiciels fournissent toutes les caractéristiques de l'antenne en question y compris le diagramme de rayonnement et le coefficient de réflexion « S_{11} ».

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit l'utilité de l'antenne proposée ainsi que l'étude théorique pour la propagation d'onde et la caractérisation d'antenne. Cette étude a permis de comprendre les significations des paramètres d'antenne fournis par les logiciels de simulation et de mieux interpréter les principes physiques.

CHAPITRE 2 :

LA TECHNOLOGIE DES GUIDE D'ONDES

2.1 Introduction

La technologie des guides d'ondes Intégré au substrat SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) représente la pierre angulaire de notre projet. Cette technologie permet d'exploiter les propriétés de la propagation guidée pour transformer un substrat en un guide d'onde. De ce fait, il est important de comprendre le fondement théorique derrière ce phénomène physique. Ce dernier consiste à canaliser un signal électromagnétique dans un volume délimité par des interfaces réfléchissantes. L'énergie électromagnétique du signal est alors transmise avec un faible taux d'atténuation.

Dans ce chapitre, nous allons nous focaliser seulement sur les théories générales qui concernent les guides d'ondes.

2.2 Problématique

Lorsque la fréquence des ondes électromagnétiques devient supérieure au GHz (longueurs d'ondes centimétriques), les conducteurs métalliques, coaxiaux ou non, deviennent très peu utilisables pour plusieurs raisons [23]. Tout d'abord, une onde électromagnétique à haute fréquence pénètre mal à l'intérieur d'un conducteur à cause d'un phénomène physique nommé « effet de peau ». De plus, le diélectrique devient très absorbant en raison du CO₂ introduit par les procédés de fabrication. Ce gaz (CO₂) possédant des fréquences de résonance dans la bande en question [23].

On est donc amené à rigidifier l'enveloppe extérieure de ces conducteurs sous forme d'un tuyau métallique réfléchissant et à supprimer le diélectrique ainsi que le fil central qu'il supporte. On obtient ainsi un tube de section rectangulaire ou circulaire, guidant une onde électromagnétique qui se propage dans le milieu intérieur souvent de l'air.

Malgré qu'un guide d'onde évite presque tous les problèmes des autres supports de transmission, ce dernier a plusieurs défauts. Le défaut majeur dans cette technique de transmission est l'impossibilité d'intégrer des composants passifs traditionnels. En d'autres termes, si on a besoin de monter un filtre par exemple, il nous faut deux transitions avant et après la technologie sur laquelle le filtre est implémenté. La technologie SIW vient pour résoudre cette problématique. Elle offre non seulement les avantages de guide d'onde mais aussi la possibilité d'implémenter des composants passifs comme il sera développé dans le chapitre suivant.

Ce chapitre vise à présenter les généralités sur les théories derrière la propagation guidée.

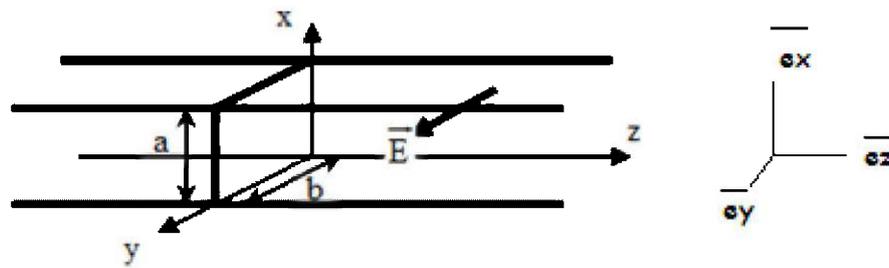
2.3 Théorie des guides d'ondes

2.3.1 Principe fondamentale

Afin d'éviter les formules complexes et éviter de faire face aux équations théoriques trop compliquées, on se concentre sur l'étude des caractéristiques de la propagation d'une onde électromagnétique dans un guide d'onde de section rectangulaire réalisé par quatre plans parfaitement conducteurs. Cette géométrie illustrée par la figure 2-1, fait que les ondes y sont relativement simples à décrire. De plus, c'est ce guide d'onde qui nous intéresse.

Cependant, ce qui est vrai pour un guide de section rectangulaire reste valable aussi pour les autres types de guide, par exemple de section circulaire. En outre, on a les mêmes caractéristiques sauf pour les équations qui deviennent plus complexes.

Dans cette partie, on se focalise à une solution dite solution fondamentale transverse électrique TE polarisée rectiligne. Puis, dans un paragraphe suivant, on remonte à la solution générale.



$(\bar{e}_x, \bar{e}_y, \bar{e}_z)$ est la base ou on va développer les équations.

a et b sont les dimensions du guide rectangulaire.

Figure 2- 1. Guide d'onde rectangulaire.

2.3.1.1 Les conditions aux limites.

Pour déterminer la solution fondamentale, nous fixons les conditions suivantes :
 Premièrement, l'onde qui se propage à l'intérieur du guide d'ondes doit obéir aux mêmes propriétés électromagnétiques du vide. Deuxièmement, les conducteurs métalliques qui limitent le guide sont supposés parfaits, de sorte que le champ électromagnétique sera considéré comme nul aux parois du guide. L'existence d'une onde électromagnétique dans le guide revient à chercher des solutions à l'équation de propagation qui respectent ces conditions aux limites, c'est-à-dire: On suppose que la composante tangentielle de E est nulle sur les parois métalliques du guide (continuité de E) [23]. En se fixant certaines hypothèses simplificatrices, on obtient la solution fondamentale suivante :

$$\bar{E} = E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - kz) \bar{e}_y \quad (2 - 1)$$

Avec

E_0 : vecteur constant

ω : Pulsation de la fonction sinusoïdale

k: Vecteur d'onde

$\omega t - kz$: Phase instantanée.

2.3.1.2 Les Conditions de propagation

À partir de l'équation aux dérivées partielles vérifiée par \vec{E} dans le guide d'onde, on peut établir la relation de dispersion entre k et ω [24].

$$\Delta(\vec{E}) - \frac{1}{c^2} \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2} = \vec{0}$$

$$\Delta(E_y) - \frac{1}{c^2} \frac{d^2 E_y}{dt^2} = 0$$

Avec

$$\Delta(E_y) = \frac{d^2 E_y}{dx^2} + \frac{d^2 E_y}{dy^2} + \frac{d^2 E_y}{dz^2}$$

On en déduit la relation de dispersion

$$-\frac{\pi^2}{a^2} - k^2 + \frac{\omega^2}{c^2} = 0 \quad (2-2)$$

L'onde se propage effectivement si et seulement si k est réel, donc on peut tirer à partir de l'équation (2-2) une certaine pulsation spécifique ω_c en dessous de laquelle aucune onde ne peut se propager nommée **pulsation de coupure**. La pulsation de coupure dépend principalement des dimensions et de la section de guide [24].

$$\omega > \omega_c = \frac{\pi c}{a} \quad (2-3)$$

2.3.1.3 Structure du champ magnétique de l'onde guidée

Pour exprimer le champ magnétique à partir du champ électrique (équation 2-1), il est préférable d'utiliser l'équation de Maxwell-Faraday ($\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$), puis de l'intégrer par rapport au temps.

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \begin{cases} -\frac{\partial E_y}{\partial z} \\ 0 \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} \end{cases} = \begin{cases} kE_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cos(\omega t - kz) \\ 0 \\ \frac{\pi}{a} E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - kz) \end{cases}$$

$$\text{Qui conduit à } \vec{B} = \begin{cases} -\frac{k}{\omega} E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - kz) \\ 0 \\ \frac{\pi}{\omega a} E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cos(\omega t - kz) \end{cases} \quad (2-4)$$

Les constantes d'intégration sont nulles, car on ne s'occupe que de la propagation du champ électromagnétique. On peut vérifier que \vec{B} est bien une solution de l'équation de propagation dans le guide et que les conditions aux limites sont déjà satisfaites ($B_x = 0$ en $x = 0$ et $x = a$).

On observe que \vec{B} ($B_z \neq 0$) n'est pas purement transverse dans le guide. L'onde est transverse électrique « TE » mais pas « TM » (*transverse magnétique*). On peut conclure donc que l'onde n'est pas plane.

L'existence de la composante longitudinale B suivant la direction de propagation z s'interprète par le fait que l'onde dans le guide résulte de la superposition de deux ondes planes transverses, chacune venant de la réflexion de l'autre sur les plans métalliques en $x = 0$ et $x = a$. On peut alors écrire \vec{E} sous la forme suivante, qui fait apparaître les champs associés à deux ondes planes progressives polarisées rectilignement suivant Oy, de vecteurs d'ondes k_1 et k_2 .

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E_0}{2} \cos(\omega t - kz - \frac{\pi}{a}x) \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E_0}{2} \cos(\omega t - kz + \frac{\pi}{a}x) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2-5)$$

$$\vec{k}_1 = \frac{\pi}{a} \vec{e}_x + k \vec{e}_z \text{ Et } \vec{k}_2 = -\frac{\pi}{a} \vec{e}_x + k \vec{e}_z$$

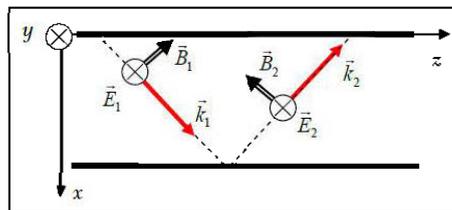


Figure 2- 2. Décomposition de l'onde à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire.

2.3.1.4 vitesse de phase

La vitesse de phase de l'onde électromagnétique dans le guide s'écrit :

$$\vartheta_{\varphi} = \frac{\omega}{k} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \quad (2 - 6)$$

On constate que la vitesse de phase dépend de ω donc la propagation est dispersive. De plus, la vitesse de phase est supérieure à celle de la lumière dans le vide $\vartheta_{\varphi} > c$ alors que la théorie de la relativité interdit la propagation de toute forme d'énergie supérieure à c . Cette valeur n'est pas fautive car la « phase » de l'onde ne transporte pas l'information associée à l'onde, c'est-à-dire son énergie [24].

2.3.1.5 Vitesse de groupe

Soit ϑ_e la vitesse de propagation de l'énergie. La loi de conservation de l'énergie conduit à :

$$\langle \xi \rangle = \langle \varphi \rangle \Delta t \text{ avec } \Delta z = \vartheta_e \Delta t \text{ d'où } \vartheta_e = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \frac{k}{\omega} = \frac{k}{\omega} c^2 \quad (2 - 7)$$

Soit encore :

$$\vartheta_e = \frac{c^2}{\vartheta_{\varphi}} = c \sqrt{1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2}} \quad (2 - 8)$$

On constate que la vitesse de propagation de l'énergie dans le guide d'ondes est inférieure à c .

On rappelle que la vitesse de groupe est définie comme $\vartheta_g = \frac{d\omega}{dk}$.

En prenant en compte la relation de dispersion $kdk = \frac{\omega d\omega}{c^2}$, on obtient $\vartheta_g = \vartheta_e = \frac{kc^2}{\omega}$.

On constate que la vitesse de groupe s'identifie ici avec celle de la propagation de l'énergie.

2.3.1.6 Interprétation géométrique : vitesse de phase et vitesse de groupe

Afin de mieux comprendre la différence entre la vitesse de phase et de groupe, on peut simplifier la représentation du champ électrique montré dans la figure 2-3.

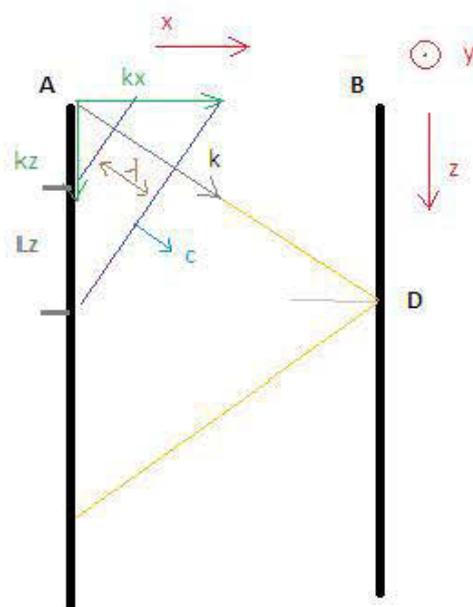


Figure 2- 3. Différence vitesse de phase et vitesse de groupe.

La figure 2-3 montre une vue de dessus pour notre guide d'onde. Le vecteur k représente le chemin de propagation d'une onde plane transverse. On remarque que le vecteur k a une composante selon l'axe x et une autre selon l'axe z mais, il n'a pas de composante selon l'axe y . L'onde électromagnétique se propage dans la direction de k et les plans en couleur bleue perpendiculaires à la direction de propagation représentent les plans d'onde. Ces derniers sont des plans espacés par une distance égale à la valeur de la longueur d'onde. Avec cette configuration, on définit la vitesse de phase dans la direction de z par l'expression $v_{pz} = \frac{L_z}{\lambda} c = \frac{k}{k_z} c > c$.

Maintenant, l'onde progressive atteint le plan métallique puis elle sera réfléchié en faisant un mouvement de zigzag. Ce qui nous donne l'impression que l'onde doit passer lentement dans le guide dans la direction de z . Du coup, on s'attend à une propagation

avec une vitesse moins que c (la vitesse de l'onde progressive). Temporellement lorsque l'onde progressive passe du point A au point D, la propagation dans la direction de z passe de B à D. Ainsi la vitesse de groupe $\vartheta_{gz} = \frac{BD}{AD} c = \frac{k_z}{k} c < c$

Il est remarquable que le produit de ces deux grandeurs physiques est égale à c^2 .

2.3.2 Généralisation : Modes de propagation.

Les champs électromagnétiques E, B qui peuvent se propager dans le guide doivent vérifier à la fois les équations de Maxwell et les conditions aux limites fixées par les parois du guide suivant les trois directions. Mais, dans les parties précédentes, on ne s'est focalisé que sur une seule solution particulière de E et de B dite fondamentale pour simplifier l'étude théorique. En réalité, il existe plusieurs solutions possibles de E et de B et ces types d'ondes s'appellent des modes.

Un mode de propagation est déterminé à travers deux entiers positifs n et m .

Pour généraliser, ces solutions sont classées en deux familles :

– TE_{mn} (*transversal électrique*), où $m, n = 0, 1, 2, \dots$ sont des entiers positifs ou nuls, le cas

$m = n = 0$ étant exclu.

– TM_{mn} (*transversal magnétique*), où $m, n = 1, 2, 3, \dots$ sont des entiers strictement positifs.

Chaque mode est caractérisé par une fréquence de coupure spécifique :

$$f_{m,n} = \frac{c}{2} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}} \quad (2-9)$$

2.3.2.1 Interprétation géométrique de m et n

Vu la complexité d'interprétation de m et de n , on va s'intéresser à un autre cas (figure 2-4) pour simplifier les choses. Au lieu d'un guide, on prend deux plaques

métalliques distantes de a , mathématiquement on pousse le b vers l'infinie. Ainsi le m va disparaître car on s'intéresse qu'aux restrictions dans la direction de x .

On s'intéresse à la solution transverse électrique du champ E entre les deux plans métalliques. Le champ E s'écrit sous la forme :

$$E(x, y, t) = E_{y0} \cos(\omega t - k_z z) \sin(k_x x) \vec{y} \quad (2 - 10)$$

L'équation du champ E montre que l'onde est progressive selon z et stationnaire suivant x .

$$\text{Avec } \omega^2 = (k_x^2 + k_z^2)c^2 \text{ et } c^2 = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0}$$

Maintenant, afin que le champ E vérifie les conditions aux limites, il faut que E soit nul en $x=0$ et $x=a$, ce qui donne $k_x = \frac{n\pi}{a}$ où n spécifie le mode.

La figure 2-4 met en valeur la différence entre les répartitions du champ E suivant l'axe ox . On remarque que les conditions aux limites sont respectées pour les deux modes.

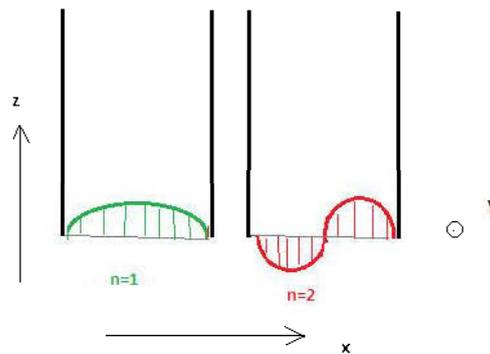


Figure 2- 4. interprétation géométrique des Modes de propagation

Le vecteur d'onde a deux composantes sur x et sur z : $\vec{k} = \frac{n\pi}{a} \vec{x} + k_z \vec{z}$

Maintenant, le choix de k_x , autrement dit le choix du mode impose une valeur de k_z par l'équation de dispersion.

$$\omega = kc = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + k_z^2} \quad (2 - 11)$$

2.3.2.2 Le diagramme ω, k_z

Avec un diagramme ω, k_z on peut avoir une idée sur la propagation dans le guide en fonction de la fréquence comme le montre la figure 2-5.

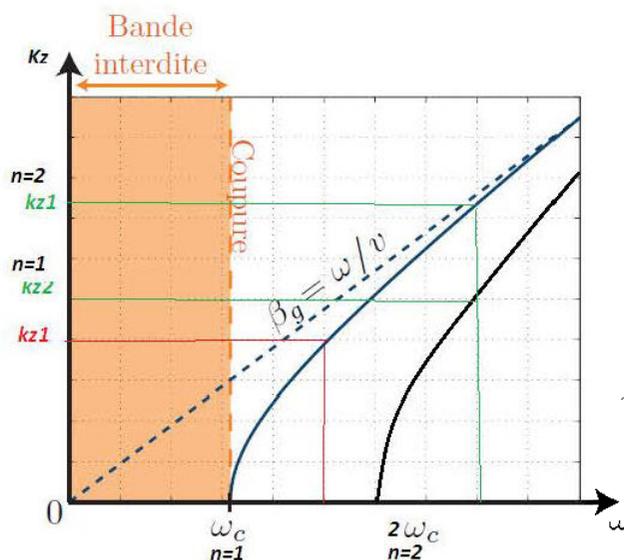


Figure 2- 5. Le diagramme (k, ω) [24].

Comme on peut le voir sur le diagramme, il n'y a pas de propagation pour toutes les fréquences inférieures à la fréquence de coupure. Par contre, pour une fréquence plus grande que la fréquence de coupure $\omega_c < \omega < 2 * \omega_c$, l'onde se propage selon un mode ($n=1$) dit fondamental (la courbe bleue). Si on diminue ω , k_x ne peut pas changer parce que l'onde doit obéir aux conditions aux limites du guide. Ainsi, k_z diminue car les deux paramètres sont liés par l'équation de dispersion (2-2). Donc k diminue d'une part, ce qui signifie que la longueur d'onde dans le guide augmente. A la valeur ω_c , on a $k_z = 0$ et $k_x = k = \frac{\pi}{a}$ (qui reste constant). Pour $n=2$, on a une autre courbe en noir qui montre la relation entre la pulsation ω et le vecteur d'onde k_z . Le problème maintenant se pose lorsque $\omega > 2 * \omega_c$ car on a deux valeurs de k_z possibles et les deux valeurs sont des solutions à la fois des conditions aux limites et des équations de Maxwell. Du coup, on aura deux modes qui se propagent à deux vitesses différentes. En télécommunication, une telle situation peut poser un problème d'interférence entre les modes. Ainsi, il faut s'assurer que le guide autorise un seul mode.

2.4 Visualisation du mode fondamental CST

Dans cette partie, on s'intéresse uniquement au mode dit fondamental dans un guide d'onde rectangulaire. Le mode fondamental est le mode avec un couple (m,n) le plus bas. Donc, c'est le mode qui a la fréquence de coupure la plus basse.

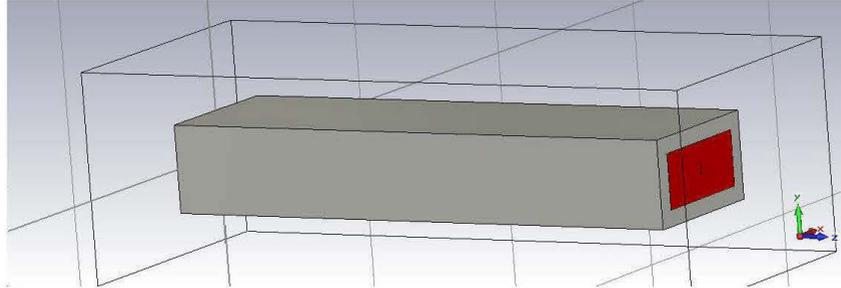


Figure 2- 6. Structure d'un guide d'onde avec CST.

La figure 2-6 montre la structure d'un guide d'onde conçu par le logiciel CST. On s'intéresse seulement à la représentation graphique des champs E et B sans développer les équations théoriques des modes qui sont très complexes.

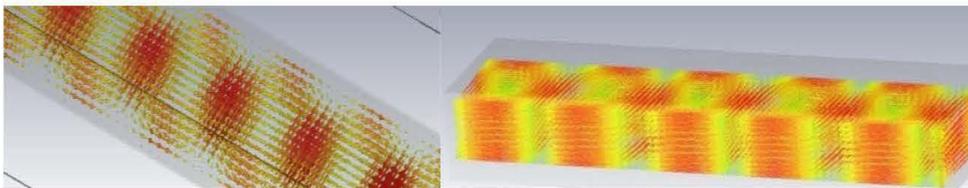


Figure 2- 7. Représentation de distribution de champ magnétique d'un guide d'onde rectangulaire en mode fondamentale

La figure 2-7 montre la représentation de l'amplitude du champ magnétique en mode fondamental dans un guide d'onde rectangulaire.

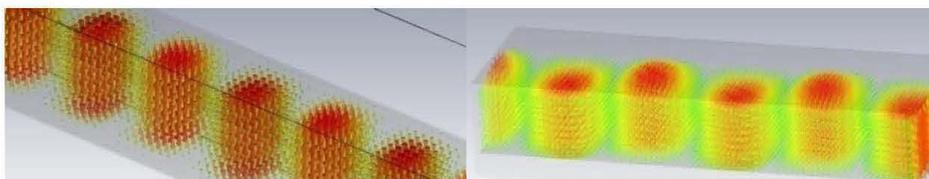


Figure 2- 8. Représentation de distribution de champ électrique d'un guide d'onde rectangulaire mode fondamentale.

La figure 2-8 montre la représentation de champ électrique pour un mode transverse électrique fondamental.

2.5 Les pertes

Différents types d'atténuations existent dans les guides d'ondes, les principales étant : [12]

- Les pertes du diélectrique,
- Les pertes du conducteur,
- Les pertes par rayonnement,
- Les pertes par ondes de surface.

Les pertes du diélectrique et du conducteur dépendent des matériaux utilisés et de la qualité du conducteur. Les pertes par rayonnement et ondes de surface dépendent de la qualité de la structure.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré les caractéristiques d'un guide d'onde rectangulaire ainsi que ses paramètres théoriques. Elle nous a permis de bien comprendre les principes physiques les plus importants et de les interpréter. Tout ce qui est valable pour un guide d'onde rectangulaire sera par la suite projeté dans la technologie SIW, c'est l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 3 :

LA TECHNOLOGIE SIW

3.1 Introduction

La technologie de guide d'ondes Intégré au substrat SIW représente une solution très prometteuse pour le développement des circuits et composants qui opèrent dans la bande millimétrique.

La majorité des composants qui s'appuie sur un guide d'ondes rectangulaire classique a été réinventée avec un équivalent fonctionnant avec la technologie SIW, grâce à la similarité entre le guide d'onde et cette dernière [25]. Cette technologie est compatible avec plusieurs composants passifs, actifs et même des antennes [25]. Cette partie fournit une vue d'ensemble des avancées dans les structures SIW et dans l'intégration de cette technologie avec des composants.

3.2 Problématique

Vu la congestion du spectre radiofréquence pour la communication sans fil et dans le domaine des micro-ondes, les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la bande millimétrique là où les allocations spectrales sont plus accessibles et intéressantes en termes de transfert à très haut débit, comparé aux autres technologies de ligne de transmission.

La montée en fréquence implique une diminution de la longueur d'onde, donc une diminution de la taille des circuits. Ce qui explique la forte utilisation des circuits intégrés pour la construction des modules en ondes millimétriques [25]. Cependant, le coût de la conception et de la fabrication de tels circuits doit être considérablement pris en considération.

En d'autres termes, le Guide d'ondes Intégré au Substrat (SIW) montre des avantages séduisants comme la possibilité d'intégration avec d'autres systèmes radiofréquences et le faible coût de construction avec un facteur de qualité élevé.

Les recherches sur les guides d'ondes conventionnels ont ouvert la voie à l'exploration des concepts en technologie SIW pour la mise au point des composants passifs et même actifs à haut facteur de qualité tel que les filtres, les coupleurs, les diviseurs de puissance et les antennes.

Pour résumer, un guide SIW est similaire à un guide d'ondes. Il consiste en un substrat diélectrique compris entre deux plans conducteurs et des lignes de trous ou fentes périodiques métallisées connectant ces deux plans conducteurs.

3.3 Technologie SIW

3.3.1 Structure SIW

Les études théoriques montrent que les caractéristiques de propagation dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'ondes rectangulaire. Plus précisément, si on néglige les pertes de rayonnement entre les trous métalliques, les modes SIW coïncident exactement avec les modes de propagation d'un guide d'ondes rectangulaire transverse électrique " TE_{nm} " mais pas les modes transverses magnétiques [26].

Le mode transverse magnétique nécessite des courants surfaciques sur les deux plans conducteurs horizontaux d'un guide d'onde rectangulaire, mais dans notre cas, à cause de l'espace créé par les trous métalliques, ces courants horizontaux ont des difficultés à circuler [27]. Donc pour la technologie SIW le mode fondamental est le mode TE_{01} (Figure 3-1), avec un courant électrique sur les deux plans métalliques en haut et en bas ce qui explique la similarité entre un guide d'onde rectangulaire et la technologie SIW.

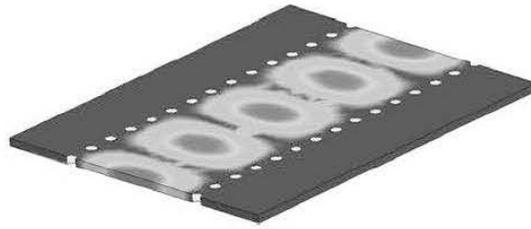


Figure 3- 1. Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW.

Cette similitude a été exploitée pour modéliser la technologie SIW par un guide d'ondes rectangulaire équivalent de largeur W_{eff} . Il existe des relations qui relient les dimensions géométriques de ces deux derniers. Ces relations permettent un dimensionnement préliminaire d'un design qui s'appuie sur la technologie SIW. Parmi les équations les plus citées on trouve l'équation (3-1) qui est rapportée par [28].

$$w_{\text{eff}} = w - \frac{d^2}{0.95s} \quad (3 - 1)$$

Où d représente le diamètre des trous métalliques, s représente l'espacement entre deux rayons de deux trous successifs (Figure 3-2). Pour des résultats plus solides, il est possible d'utiliser les logiciels de simulation comme HFSS et CST.

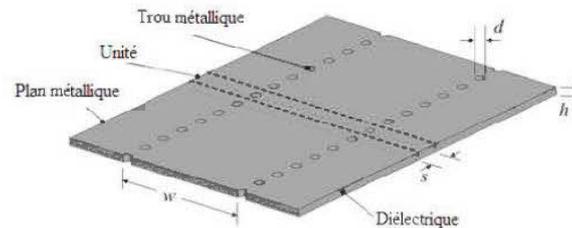


Figure 3- 2. Géométrie de SIW.

3.3.2 Types de structures SIW

Tout comme un guide d'ondes, le SIW possède aussi une fréquence de coupure, un mode fondamental et un facteur d'atténuation. En effet, d'autres critères sont à prendre en considération dans la conception des circuits à base de la technologie SIW. Il s'agit de la taille du composant et de la bande d'opération qui sont les plus importantes. Pour la bande d'opération d'un guide d'ondes, on se limite à la bande entre la fréquence de

coupure du mode " TE_{10} " et celle " TE_{20} " et comme ça, on peut garantir l'apparition du mono mode : autrement dit un seul mode qui se propage.

Différentes topologies ont été proposées pour améliorer la structure SIW en termes de taille et de bande passante (Figure 3-3) ; La structure SIW plié a été proposée dans [29] (Figure 3-3a), et consiste à ajouter un troisième plan métallique entre les deux plans en haut et en bas et qui touche une seule rangée des trous conducteurs. Ceci permet une réduction significative de la taille accompagnée par une augmentation des pertes.

Le demi-mode SIW a été introduit dans [30] (Figure 3-3b). Ce dernier est basé sur une coupure verticale au milieu du guide d'ondes comme un plan magnétique virtuel; ce qui permet une réduction considérable de la taille.

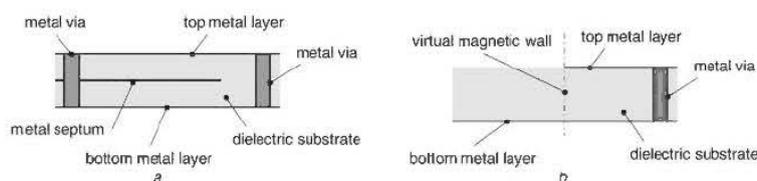


Figure 3- 3. Différent topologie de SIW [25].

3.3.3 Avantages

Le Guide d'ondes Intégré au Substrat (SIW) offre des avantages très attractifs tels que ; faibles pertes, isolation, prix réduit, taille réduite...etc

Ces derniers ont gagné beaucoup d'attentions récemment grâce à ses caractéristiques favorables à la conception des circuits et systèmes millimétriques.

3.3.4 Mécanismes des pertes

La réduction des pertes est la clé de la réussite de la technologie SIW, qui est une qualité critique surtout pour la bande millimétrique. Trois mécanismes de perte sont à prendre en considération au moment du design d'un circuit à base de la structure SIW [31, 32, 33] Ces derniers sont causés par les pertes par conduction, les pertes dans le diélectrique et les pertes de rayonnement dues à la séparation entre les trous métalliques.

Le comportement des pertes dans le conducteur et dans le "diélectrique" dans une structure SIW sont similaires à celui d'un guide d'onde rectangulaire rempli par le "diélectrique", donc on peut appliquer les équations classiques sur le guide d'onde équivalent [25]. Ceci signifie que les pertes de conduction seront réduites significativement avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat. Les pertes dans le "diélectrique" ne dépendent que de la matière utilisée et pas de la géométrie du guide d'ondes. Finalement les pertes de rayonnement sont acceptables si le rapport s/d (espacement/diamètre des trous) est inférieur à 2.5 [25, 34]. En pratique, la valeur recommandée est 2 [25, 35]. En effet, lorsque l'espacement " s " est petit et le diamètre " d " est grand l'espacement entre les trous métalliques se réduit, et ainsi on se rapproche des conditions d'un plan métallique continu d'où la minimisation des pertes par rayonnement.

En général, la contribution des pertes dans le "diélectrique" est la plus importante pour la bande millimétrique.

3.4 Implémentation de la technologie SIW

3.4.1 Implémentation de SIW sur des composants passifs

À cause de la similitude entre la structure SIW et celle d'un guide d'ondes rectangulaire classique, la plupart des composants planaires qui s'appuie sur un guide d'ondes ont été rendus effectifs dans la technologie SIW [25]. Cette solution permet habituellement une réduction de dimension et de poids des composants avec des pertes inférieures comparées à un guide d'onde classique. De plus, ce dernier ne pose aucun problème lié aux rayonnements et emballages. Les composants SIW sont donc un bon candidat pour concevoir des composants à haut facteur de qualité Q , surtout pour la gamme de fréquences millimétriques là où les autres technologies présentent plus de pertes [25].

Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière [36, 37, 38, 39]. Une variété de topologies de filtre a été proposée dans la littérature. On peut citer ; un filtre avec trous métalliques inductifs opérant à 28 GHz (Figure 3-4a) [38], et

un filtre avec des fenêtres (Figure 3-4b) à 60 GHz [37]. Par la suite, le filtre avec cavités circulaires [39] et rectangulaires [36] ont été développés : ils offrent une meilleure flexibilité de la structure et une plus haute sélectivité.

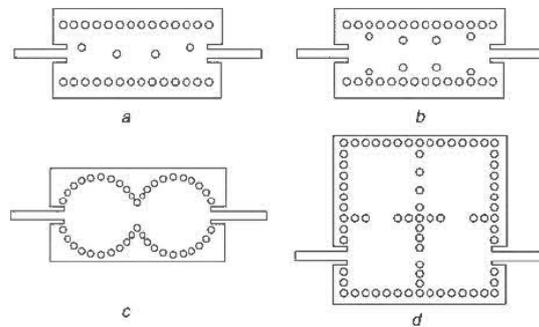


Figure 3- 4. Différent classe de filtre SIW [25].

3.4.2 Transition planaire SIW

Les transitions de la technologie planaire vers la technologie SIW représentent un autre élément important relié aux composants SIW. La transition entre la technologie planaire et SIW a été développée dans [40, 41]. Cette dernière est basée sur une ligne planaire qui augmente de largeur progressivement (Figure 3-5), sur un même substrat pour les deux technologies [40]. Récemment, des équations ont été proposées pour une mise en œuvre rapide d'une telle transition [42].

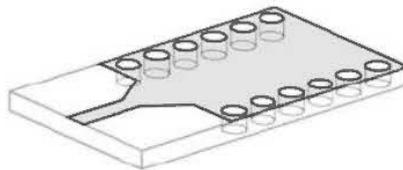


Figure 3- 5. Transition planaire SIW [25].

3.4.3 Implémentation des composants actifs sur une structure en technologie SIW

La mise en œuvre des circuits actifs qui utilisent la technologie SIW a reçu moins d'attention comparée aux développements concernant les circuits passifs. Néanmoins,

dans le domaine des circuits actifs, il existe sans doute de nombreuses nouvelles possibilités [25].

3.4.4 Implémentation des antennes SIW

Au cours des dernières années, il y a eu un intérêt croissant pour les antennes basées sur les technologies SIW. Plusieurs configurations ont été proposées, en commençant par les antennes à fentes classiques. La première antenne SIW était basée sur un réseau d'antenne à fentes quatre par quatre fonctionnant à 10 GHz [43]. Cette antenne est obtenue en gravant des fentes longitudinales sur la surface du métal guide d'ondes créé sur la base des technologies SIW. L'alimentation de ce réseau d'antenne est aussi basée sur des diviseurs de puissance SIW.

Une autre topologie pour concevoir une antenne "leaky-wave", a été introduite dans [44]. Cette antenne exploite une caractéristique fondamentale du SIW, à savoir, sa propriété à produire un rayonnement quand l'espacement longitudinal entre les trous métalliques du métal est suffisamment grand.

Une autre antenne SIW "leaky-wave", basée sur le mode TE_{20} , a été proposée dans [45] et elle a donné de meilleures performances, comparées à une antenne "leaky-wave" conventionnelle.

Les antennes SIW à cavité résonante ont été développées et testées dans [46]. Elles consistent en une cavité SIW alimentée par un guide d'ondes coplanaires. L'antenne entière avec son système d'alimentation peut être facilement intégrée sur un seul substrat diélectrique.

Récemment, plusieurs chercheurs se sont intéressés à l'antenne cornet dite plan H en utilisant la technologie SIW. [47, 48]. Cette antenne était combinée avec un diélectrique dans le même substrat qui a permis une augmentation de gain et une diminution de largeur du lobe principal dans les deux plans H et E. Cette topologie d'antenne a été utilisée pour former un réseau d'antennes afin d'augmenter davantage le gain.

Dans [49], les auteurs ont proposés de connecter des circuits avec des fentes empilées à l'ouverture de l'antenne SIW cornet plan H. Ces dernières permettent une

amélioration pas seulement de la directivité, mais aussi de l'adaptation d'impédance (bande passante).

3.5 Procédure de conception des circuits en technologie SIW

Pour implémenter un composant sur une structure en technologie SIW, plusieurs règles doivent être prises en compte lors de la conception. Ces règles permettent à la fois de guider l'énergie électromagnétique et à minimiser les pertes en prenant en considération les contraintes de fabrication imposée. L'article [50] présente toutes les formules nécessaires pour concevoir un guide d'onde avec la technologie SIW en utilisant une transition planaire /SIW pour l'alimentation.

Comme le montre le premier chapitre, le paramètre le plus important pour un guide d'onde est la fréquence de coupure. De ce fait, il s'avère nécessaire de faire fixer cette fréquence de coupure pour le mode fondamental TE_{10} puisque c'est le mode le plus important. Une fois ce dernier paramètre fixé, on cherche la largeur du guide équivalent à la technologie SIW avec la formule (3-2).

$$a = \frac{c}{2f_{10}\sqrt{\epsilon_0}} \quad (3 - 2)$$

Une fois la valeur du guide équivalent fixée, il faut adapter cette valeur à la technologie SIW. Et pour cela, on a besoin des paramètres qui permettent de fixer les positions et les dimensions des vias. Pour les diamètres des vias, l'article [50] présente plusieurs inégalités pour cette valeur. La plus simple à retenir et à appliquer est (3-3).

$$d \leq 0.1033 a \quad (3 - 3)$$

En pratique, la valeur de l'espacement entre deux vias consécutives est $s \leq 2d$. Pour réduire le coût de fabrication, on a songé à augmenter d et s , par contre cette augmentation est limitée par ces deux inégalités pour réduire au maximum les pertes par rayonnement entre les vias.

Pour positionner les vias, il nous reste à déterminer la distance entre les deux rangées des vias et la valeur qui caractérise le guide équivalent. De même, il faut

remonter encore à la technologie SIW en cherchant la valeur de w . L'article [50] présente l'équation (3-4) qui permet de calculer ce paramètre :

$$w = 0.5 \left(a + \sqrt{(a + 0.54d)^2 - 0.4d^2} \right) + 0.27d \quad (3-4)$$

Pour la transition planaire-SIW, une ligne planaire à 50Ω a été conçue en optimisant la largeur W_{tap} . L'article [50] montre que la valeur optimale pour une telle transition est $W_{tap} = 0.5(W - d)$.

Les autres paramètres peuvent être déduits à partir de la figure 3-6 présentée dans l'article [50].

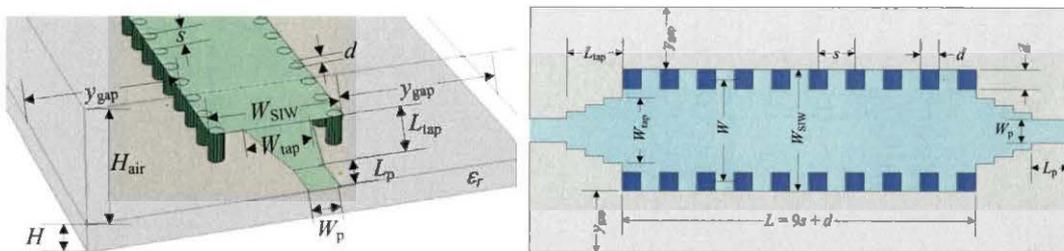


Figure 3- 6. Paramètre de design de SIW [50].

3.6 Simulation guide SIW

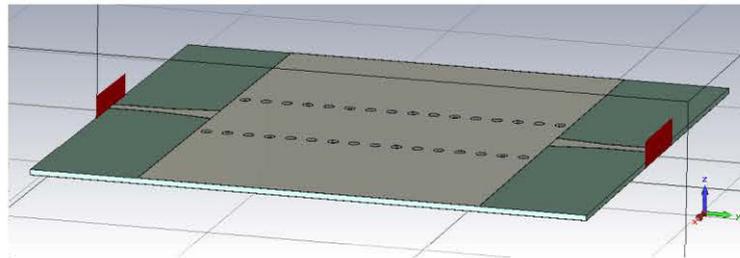


Figure 3- 7. Simulation d'un guide SIW avec CST.

La conception d'une ligne de transmission en utilisant les transitions SIW-planaire est montrée dans la Fig. 3-8 [51].

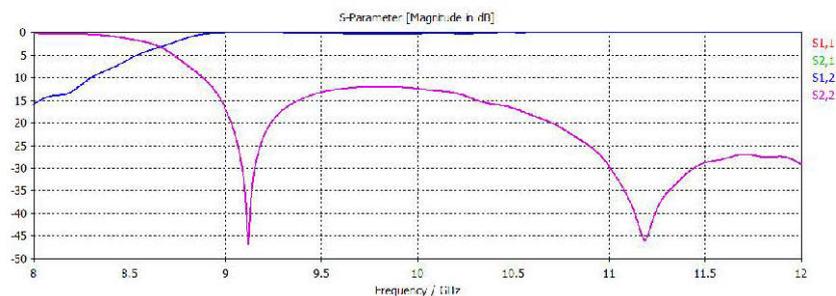


Figure 3- 8. Les paramètres S pour le guide SIW avec CST.

La figure 3-8 montre les paramètres S du design. On peut remarquer que S_{21} et S_{12} se confondent de même que S_{11} et S_{22} . Cela est dû au caractère symétrique du design. On peut remarquer aussi qu'à partir de la fréquence 9 GHz, S_{21} prend la valeur 0 dB. Ce qui signifie que presque toute la puissance passe du port 1 vers le port 2 et que le guide conçu avec SIW transmet de l'énergie sans pertes. Parallèlement S_{11} et S_{22} prennent des valeurs inférieures à -10dB.

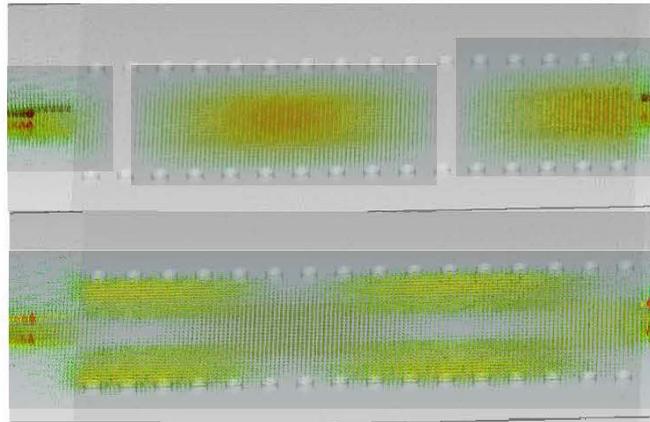


Figure 3- 9. Représentation des champs électrique et magnétique pour le guide SIW avec CST.

La figure 3-9 montre la représentation du champ électrique (en haut) et magnétique (en bas) dans la structure de la figure 3-7. On remarque bien une allure similaire à celle de la répartition du champ dans un guide d'onde conventionnel pour le mode fondamentale.

3.7 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté l'état de l'art de la technologie SIW, les avancées récentes pour les composants en technologie SIW passif, actif et les antennes. Plusieurs problèmes liés à l'équivalence guide d'ondes et structure SIW ont été abordés et plusieurs solutions ont été proposées pour la mise en œuvre des circuits et des composants en technologie SIW.

CHAPITRE 4 :

ANTENNE CONTROLLABLE/ RECONFIGURABLE

4.1 Introduction

A cause de la demande croissante pour le développement et le déploiement de nouveaux services sans fil, on est amené à concevoir des équipements RF de plus en plus flexibles. Dans le cas particulier des antennes, cela se traduit par des solutions novatrices qui sont multi-bandes ou multi-mode et à faible coût.

Par ailleurs, des nouvelles technologies de l'électronique de communication telles que la radio logicielle (SDR) nécessitent aussi une certaine flexibilité au niveau du bloc RF. La radio logicielle offre la possibilité de ré-implémentation de la partie électronique sans avoir recours à changer le matériel. Cependant, il s'avère difficile de réaliser de petites antennes qui soient à la fois efficaces et à large bande.

En outre, compte tenu des avancées technologiques, les antennes d'aujourd'hui doivent être de plus en plus intelligentes [3, 52]. Ces antennes doivent être capables de s'adapter aux besoins en termes de puissance et portée tout en contrôlant leurs caractéristiques de rayonnement [52].

Récemment, la télédétection par satellites a démontré les avantages potentiels de l'utilisation d'une antenne où la largeur du lobe principal de rayonnement peut être modifiée de façon dynamique [53]. Autres applications telles que la sécurité des communications et les radars pourraient aussi bénéficier de la possibilité de contrôler la largeur du faisceau [52].

Dans cette optique, les avancées technologiques nous motivent à avoir une antenne qui soit capables de couvrir plusieurs bandes de fréquence simultanément tout en autorisant une bonne efficacité. Une solution possible à ce problème consiste à utiliser une antenne reconfigurable. Une telle antenne ne couvre pas toutes les bandes simultanément mais différentes bandes de fréquences étroites qui sont sélectionnées

dynamiquement. Une telle technologie d'antenne est un catalyseur pour les radios logicielles, car même le circuit d'entrée RF peut être aussi reprogrammable.

Cependant, pour une application radar visant la recherche de l'angle d'un obstacle, on aura besoin juste de changer la largeur du lobe principal sans la bande de fréquence. Donc, l'antenne sera commandée en conservant sa bande passante, ce qui rend la conception plus complexe [54].

Dans ce chapitre, on va introduire de façon générale, les techniques de commande d'une antenne reconfigurable.

4.2 Problématique

Les antennes reconfigurables, par définition, offrent la possibilité d'un changement de polarisation, de fréquence de fonctionnement ou de diagramme de rayonnement [54]. Ce qui permet une adaptation face aux changements des paramètres d'un système de télécommunications.

Cette partie vise à introduire les technologies des antennes reconfigurables en citant quelques exemples rapportés dans la littérature. Il est à noter qu'une antenne reconfigurable peut être une simple antenne ou un réseau d'antennes [52]. Nous allons alors discuter des antennes et des réseaux d'antennes avec différentes techniques de commande : mécanique, électronique et matériaux actifs.

4.3 La reconfiguration du diagramme de rayonnement

La plupart des systèmes sans fils d'aujourd'hui comportent plusieurs antennes pour assumer les différents protocoles qui existent. Cependant, Il n'est pas recommandable d'avoir différentes antennes pour chaque protocole sans fil. Vu que, l'espace disponible déjà limité doit encore être partagé entre plusieurs antennes ceci cause un problème d'encombrement. Parmi les solutions proposées est d'utiliser les antennes reconfigurables qui offrent une meilleure flexibilité d'exploitation d'espace.

Cette partie s'articule autour du design et du comportement des antennes reconfigurables. Nous traiterons dans un premier lieu la reconfiguration d'un réseau d'antenne, par la suite on abordera la reconfiguration d'une seule antenne.

4.3.1 La reconfiguration d'un réseau d'antenne

La méthode la plus générale pour commander un rayonnement c'est d'utiliser un réseau d'antenne [52]. En variant le système d'alimentation ou les positions des antennes, le diagramme de rayonnement du réseau sera modifié. Plusieurs travaux exploitent cette méthodologie, parmi ceux-ci, on peut citer celui de [55]. Les auteurs ont proposés le contrôle du diagramme de rayonnement en modifiant juste le déphasage entre l'alimentation de ces éléments d'antennes.

Le brevet [3] quant à lui propose une solution qui consiste à placer deux antennes patch sur deux plaques pouvant pivoter l'une par rapport à l'autre. L'idée globale consiste à changer l'angle entre ces deux plaques ce qui va modifier à son tour le diagramme de rayonnement équivalent pour ces deux antennes.

La figure 4-1 montre le principe de commande d'un réseau d'antenne. Cette technique a été proposée dans [55]. Elle consiste à utiliser des déphaseurs pour changer le déphasage entre l'alimentation de chaque antenne du réseau.

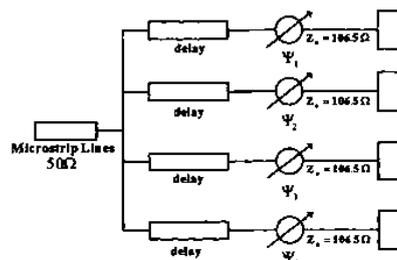


Figure 4- 1. Commande d'un réseau d'antenne [55].

Cette technique est reconnue sous le nom de « beamforming » et est surtout utile pour le balayage électronique.

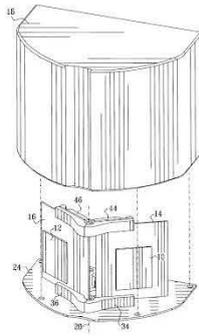


Figure 4- 2. Antenne a gain variable [3].

La figure 4-2 montre la structure d'un réseau de deux antennes inventée par Gary A. Wannagot [3]. Par le changement de l'angle entre les deux antennes, différents diagramme de rayonnement et gains pourront avoir lieu.

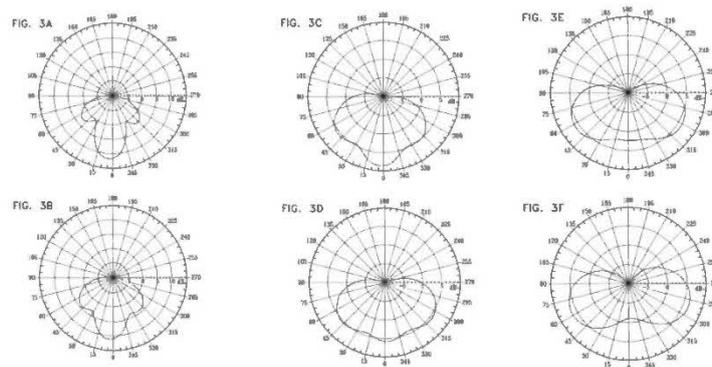


Figure 4- 3. Diagramme de rayonnement pour une antenne à gain variable [3].

La figure4-3 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne (figure 4-2) dans ses différents modes de fonctionnement. Cette technique est différente par rapport à celle du beamforming. Cependant, dans le cas du beamforming, on a un gain constant mais la direction privilégiée change. Par contre, pour la deuxième technique, le diagramme de rayonnement change de forme en conservant la direction privilégiée. Ce qui veut dire que le gain de l'antenne a subi un changement. De tel sorte que le diagramme de rayonnement va avoir des angles d'ouverture à mi-puissance différents selon l'état de commande de l'antenne.

4.3.2 La reconfiguration d'un élément d'antenne

Il existe des techniques qui s'intéressent plutôt à la commande d'une seule antenne que le réseau à plusieurs éléments. Il est à noter qu'il existe une certaine complexité pour contrôler l'antenne. Le contrôle peut être réalisé par l'utilisation des diodes ou par le changement des caractéristiques des matériaux [56].

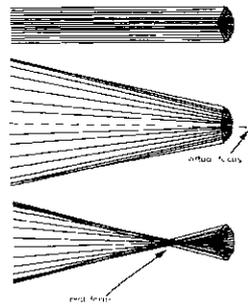


Figure 4- 4. Commande d'une largeur de lobe d'une antenne [56].

La figure4-4 montre une technique de commande de diagramme de rayonnement pour une antenne contrôlable [56]. Le principe consiste à utiliser une surface parabolique puis, en changeant la position de l'antenne d'alimentation par rapport à la parabole, on peut avoir différents diagrammes de rayonnement. Cela se produit si l'antenne émettrice coïncide avec le point focal de la parabole ou si elle change de position par rapport à ce point.

Le phénomène de rayonnement est une conséquence directe d'une certaine distribution du courant dans une structure bien déterminée [57]. Par la suite, les antennes reconfigurables ou contrôlables visent d'une certaine façon à changer cette distribution de courant donc les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Ce changement peut être réalisé en changeant la géométrie de l'antenne ou les propriétés de l'antenne.

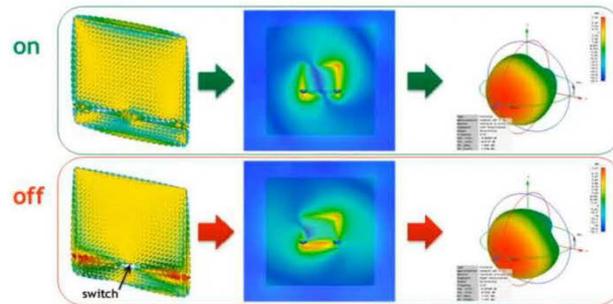


Figure 4- 5. Changement de distribution de courant [58].

La figure 4-5 montre une antenne patch contrôlable proposée dans [58]. Elle possède une fente dont les deux extrémités sont reliées par des diodes. Le contrôle se fait par l'activation ou la désactivation de ces dernières. Selon les états des diodes, on peut avoir un rayonnement à 4.5 GHz polarisé à droite ou de 4.25 GHz polarisé à gauche.

4.4 Type de reconfiguration du diagramme de rayonnement

La reconfiguration est la technique qui permet de passer d'un état vers un autre [57]. Elle peut être réalisée par plusieurs méthodes mécaniques ou électriques et elle peut avoir différents aspects. En se basant sur le type de transition entre les états, on peut distinguer le cas continu et le cas discret.

4.4.1 Cas discret

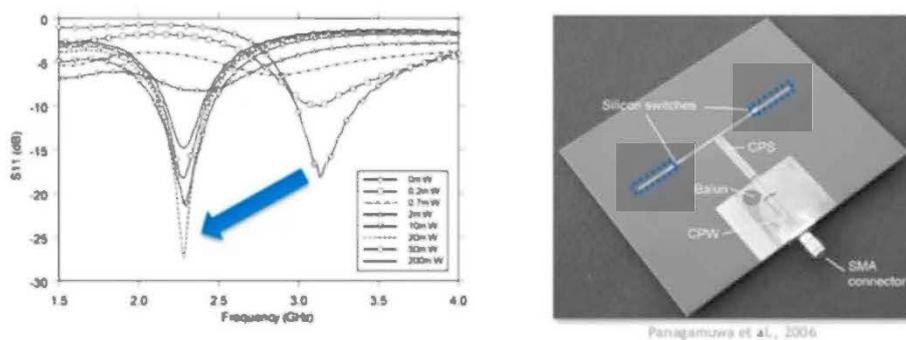


Figure 4- 6. Reconfiguration discrète [57].

La figure4-6 montre une antenne dipôle contrôlable proposée dans [59]. La structure comprend deux états de fonctionnement. L'antenne émet un rayonnement en deux fréquences différentes selon l'état des connecteurs à silicium.

4.4.2 Cas continu

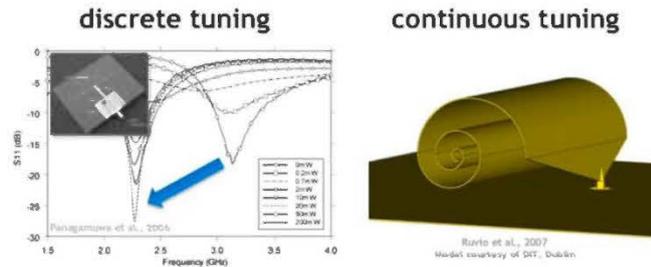


Figure 4- 7. Reconfiguration continue [60].

La figure 4-7 montre une solution d'une antenne développée dans [60] contrôlée mécaniquement. L'antenne proposée peut être continuellement roulée ou déroulée. Ainsi, les propriétés de distribution de courant changent selon le rayon de roulage. En conséquence, les caractéristiques de rayonnement de l'antenne changent à leur tour. Le changement de rayon affecte ainsi d'une façon continue la fréquence d'opération, le diagramme de rayonnement et la polarisation.

4.5 Mécanisme de commande.

On distingue trois types de mécanisme de commande. Comme le montre la figure 4-8 ; la première consiste à utiliser une commande mécanique [60, 61, 3, 55, 62]. Ce style de commande est le plus facile à réaliser. Il consiste à utiliser une partie mécanique comme moteur qui permet un changement d'un ou plusieurs paramètres de l'antenne et qui permet la modification des propriétés de propagation.

Une autre technique a été utilisée dans [63, 64]. La technique consiste à utiliser des matériaux qui changent de propriétés en appliquant un champ électrique uniforme. La solution consiste à faire varier le champ électrostatique appliqué, ce qui permet un changement de la permittivité du substrat de l'antenne. En conséquence, on peut avoir différentes formes de diagramme de rayonnement pour différentes valeurs du substrat, Plusieurs travaux de recherche [58, 65, 66, 67] se sont plus intéressés à la dernière

technique qui consiste à utiliser des commutateurs RF commandés électriquement afin de connecter ou déconnecter différentes parties de l'antenne.



Figure 4- 8. Techniques de commande [57].

4.5.1 Commande par changement de matériel

Une autre manière de commander une antenne est d'utiliser un matériel qui change de caractéristiques lorsqu'on lui applique un champ statique extérieur [57]. Il existe plusieurs types de matériaux qui peuvent être classés dans cette catégorie tels que les matériaux ferromagnétiques.

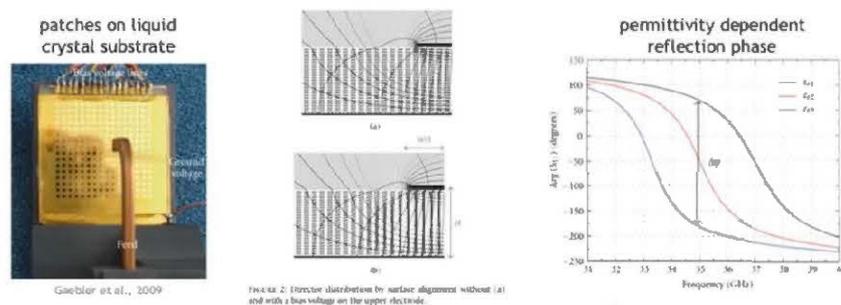


Figure 4- 9. Commande par changement de matériau [57].

Comme le montre la figure 4-9, cette technique de commande qui a été proposée dans [63, 64], consiste à utiliser le cristal liquide, un matériel qui fait partie de la catégorie citée dans la section précédente, comme substrat de l'antenne. Ces derniers (matériaux à cristaux liquides) possèdent aussi la particularité de changer de permittivité une fois un champ électrique statique est appliqué. Cette caractéristique peut alors être exploitée pour commander l'antenne.

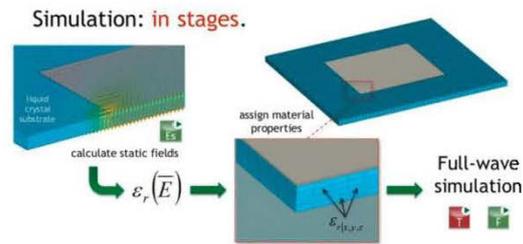


Figure 4- 10. Simulation de changements des caractéristiques du matériau pour une antenne Patch [57].

4.5.2 Commande par des commutateurs RF

Le mécanisme de commande par des interrupteurs est le plus utilisé [58, 65, 66, 67]. Ces interrupteurs peuvent être utilisés pour connecter ou déconnecter différentes parties d'une structure d'antenne. Pour perturber la distribution du courant selon les états de ces derniers.

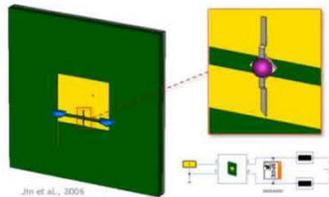


Figure 4- 11. Antenne patch commandée par un commutateur [57].

La figure 4-11 montre la solution adoptée dans [58] pour une antenne patch. Elle propose de décomposer le patch en deux parties, et selon l'état des trois diodes, l'une des parties de l'antenne est connectée. Ce qui résulte en deux types de propriétés de rayonnement différents.

4.6 Conclusion

Face au développement de la technologie numérique notamment la radio logicielle, on observe une multiplication des antennes performantes et qui ouvrent de nouveaux horizons pour les antennes reconfigurables. La conception de ces antennes présente plusieurs défis vu leurs formes non conventionnelles. Nous avons présenté dans ce chapitre une vision globale sur ce type d'antenne. Le défi majeur consiste maintenant à

combiner les deux chapitres précédents pour avoir une antenne contrôlable avec la technologie SIW ce qui est l'objet de notre travail de recherche.

CHAPITRE 5 :

CARACTERISTIQUES DES ANTENNES CORNET EN TECHNOLOGIE SIW

5.1 Introduction

En optique, lorsqu'une onde lumineuse rencontre une ouverture de grandeur comparable à la longueur d'onde émise, elle subit une diffraction. Selon le principe de Huygens, le champ rayonné en un point éclairé par l'ouverture est la superposition du rayonnement des sources secondaires réparties sur l'ouverture [10].

En radiofréquence, il y a une équivalence entre la diffraction de lumière et l'ouverture rayonnante [10]. Une ouverture rayonnante correspond à une ouverture de surface quelconque dans un plan conducteur, illuminé par une onde incidente.

Dans ce chapitre, nous allons aborder la thématique des antennes cornets qui fait partie des antennes à ouverture fabriquée à base de la technologie SIW. L'étude vise à développer le principe de rayonnement pour avoir une idée sur les caractéristiques globales de l'antenne.

5.2 Problématique

Toute antenne dont la structure consiste à faire passer une onde électromagnétique à travers une ouverture dans un plan conducteur est nommée antenne à ouverture [68]. Une antenne cornet est une sorte d'un guide d'onde qui subit une certaine augmentation de la section pour avoir une ouverture rayonnante à l'extrémité. Cette dernière rayonne selon le principe de Huygens dont la source de rayonnement est le champ à travers l'ouverture rayonnante. Contrairement aux antennes filiformes là où la distribution de courant est la source de rayonnement.

Comme montré dans le chapitre précédent, notre projet de recherche vise à explorer la bande millimétrique afin d'exploiter ses avantages. Toutefois, lorsque la fréquence devient supérieure aux GHz, les conducteurs traditionnels comme le câble coaxial et la technologie planaire deviennent très peu utilisés, puisque ces derniers introduisent des pertes très élevées à cette bande de fréquence [23]. Le remplacement de ces technologies se faisait par des guides d'onde [23]. Mais, ce dernier reste difficile à construire vu des dimensions ultra petites. C'est dans ce contexte que la technique SIW a été mise en œuvre pour résoudre quelques problèmes liés à cette difficulté de fabrication. De plus, elle offre la possibilité d'intégrer des composants dans le même substrat sans avoir recours à la transition vers d'autres technologies de transmission, y compris les composants passifs (filtres, coupleurs, etc), les éléments actifs (oscillateurs, amplificateurs, etc) ainsi que les antennes [69, 70, 71, 72, 73, 74, 75]. L'antenne SIW de type cornet plan H est la plus utilisée et a été proposée par Z. L. Li et K. Wu [76].

Dans ce chapitre, on va se focaliser aux antennes cornet-SIW en mettant en valeur leurs caractéristiques et le principe de rayonnement.

5.3 Rayonnement de l'antenne cornet

5.3.1 Antenne à ouverture

De façon générale, une antenne peut être considérée comme un dispositif d'interface entre une énergie électrique et une énergie électromagnétique rayonnée [68]. Particulièrement, l'antenne à ouverture repose sur une idée simple pour réaliser cette interface. Le principe consiste soit à réaliser une ouverture dans un guide d'ondes en créant une ou plusieurs fentes, soit en le laissant ouvert à son extrémité. Cette dernière solution conduit généralement à une rupture d'impédance entre la propagation guidée et la propagation en espace libre. La transition est réalisée en agrandissant progressivement les bords du guide, ce qui conduit finalement à une antenne cornet. De ce fait, de nombreuses antennes peuvent appartenir à la catégorie des antennes à ouvertures, y compris les antennes à réflecteur.

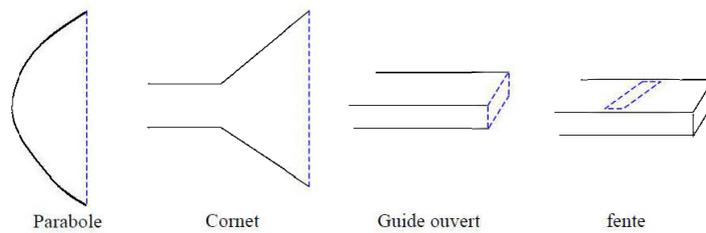


Figure 5- 1. Exemple d'antenne à ouverture [68].

5.3.2 Principe de Huygens

Une ouverture rayonnante plane correspond à une ouverture de surface quelconque dans un plan conducteur, illuminé par une onde incidente [10]. Le principe de Huygens stipule que le champ rayonné en un point P peut être vu comme la superposition du rayonnement des sources secondaires réparties sur l'ouverture (principe de la géométrie optique).

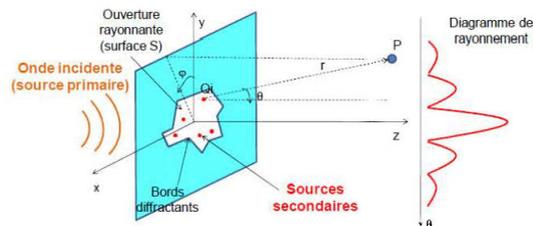


Figure 5- 2. Principe d'ouverture rayonnante [10].

5.3.3 Antenne cornet

La section d'une antenne cornet peut être rectangulaire, carrée ou circulaire. Il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement soit dans le plan E, soit dans le plan H, ou les deux [10]. La figure 5-3 montre un exemple d'antenne cornet ainsi que son diagramme de rayonnement.

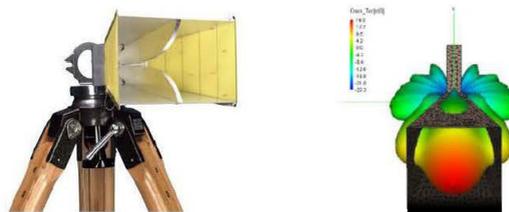


Figure 5- 3. Exemple d'antenne cornet et le diagramme de rayonnement associée [10].

5.4 Gain théorique d'une antenne pyramidale

Dans cette partie, une étude du rayonnement illustré par les équations mathématiques sera introduit afin de déterminer la directivité qui est le paramètre le plus important. Considérons pour cela la projection de l'antenne cornet sur les deux plans principaux H et E montrée dans la figure 5-8.

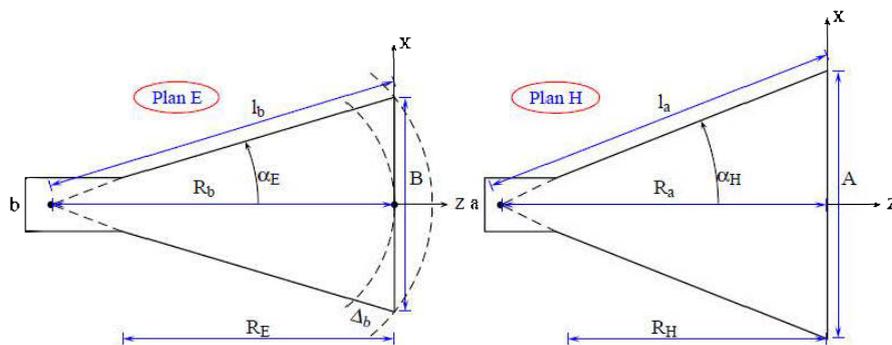


Figure 5- 4. Projection de l'antenne cornet dans les plan H et E document [77].

La figure 5-4 met en évidence les paramètres primordiaux à prendre en considération. On s'intéresse au mode fondamental pour s'assurer que c'est le seul mode existant et éviter ainsi l'apparition des autres modes. Le deuxième paramètre est la distribution non uniforme du champ électrique sur l'ouverture rayonnante.

Les auteurs dans l'article [78] ont montrés que l'ouverture peut être considérée comme une ouverture équiphase si le déphasage entre la région centrale et la périphérique de l'ouverture est négligeable. Ceci est vrai pour des angles d'ouvertures inférieurs à une valeur limite : [78]

$$\varphi_c < \frac{\lambda}{2A} \quad (5 - 1)$$

Si φ_c augmente, l'approximation de distribution uniforme du champ E n'est plus valide. L'étude mathématique dans [78] a déterminé analytiquement les équations de directivité. Cependant, ces dernières restent très complexes à interpréter. Pour des raisons de simplicité, nous avons adopté la méthodologie présentée dans [77] pour déterminer le diagramme de rayonnement. Le principe est simple, il consiste à subdiviser l'effet de l'ouverture sur le plan E et sur le plan H. Puis, des diagrammes de

rayonnement normalisés de différentes formes du cornet sont développés pour les deux plans H et E. Ces diagrammes de rayonnement sont normalisés par rapport à la directivité totale et ils ne dépendent que des paramètres géométriques s et t (annexe 2). Maintenant pour déterminer la directivité d'une antenne cornet pyramidale il suffit d'appliquer l'équation (1) présentée dans [77].

$$D_{\text{cornet}} = \frac{\pi}{32} \left(\frac{\lambda}{A} D_E \right) \left(\frac{\lambda}{B} D_H \right) \quad (5 - 2)$$

Avec D_{cornet} est la directivité de l'antenne, A et B sont les dimensions de l'ouverture et D_E et D_H sont la directivité dans le plan E et H. De plus, les valeurs de ces deux dernières sont identifiées à partir des courbes dites courbes de directivité universelle (annexe 3). Ces dernières courbes permettent l'identification directe de la directivité à partir des paramètres géométriques et la fréquence d'opération. On peut identifier deux valeurs optimales qui permettent une directivité maximale [77].

$$A_{\text{opt}} = \sqrt{3\lambda R_1} \quad (5 - 3)$$

$$B_{\text{opt}} = \sqrt{3\lambda R_2} \quad (5 - 4)$$

5.5 Changement de dimension de l'ouverture sur le rayonnement

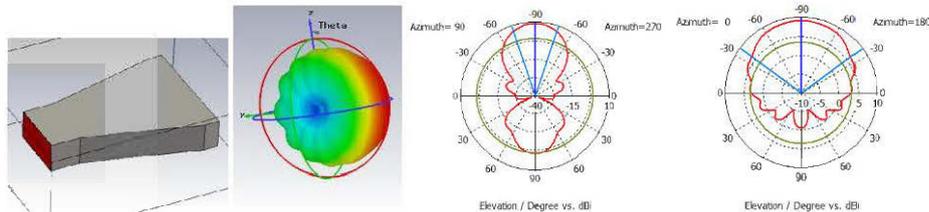


Figure 5- 5. Antenne cornet plan H associée à son diagramme de rayonnement.

La figure 5-5 montre le design d'une antenne cornet plan H et ses caractéristiques de rayonnement. On remarque que la concentration de puissance rayonnée par une antenne cornet en question ne se fait que dans une direction, celle dans laquelle elle a subi une augmentation de section. Par contre, l'autre section ne subit pas de focalisation de puissance.

Dans cette partie, on s'intéresse au changement du diagramme de rayonnement avec le changement de la largeur de l'ouverture.

D'après les designs dans l'annexe 1, on remarque que le gain continue à augmenter jusqu'à atteindre une valeur optimale puis ce dernier commence à fluctuer jusqu'à l'apparition des lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement.

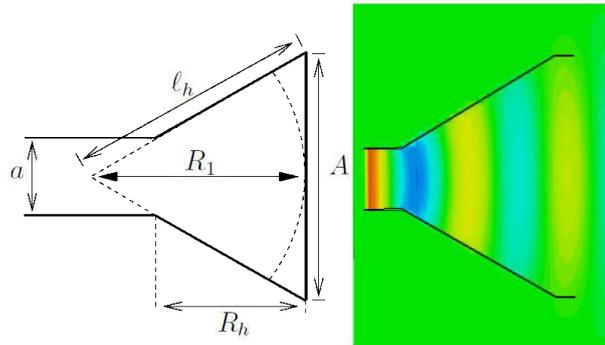


Figure 5- 6. Géométrie d'une antenne cornet plan H [77].

La figure 5-6, montre que la distribution du champ électrique n'est pas uniforme sur l'ouverture, cela est dû à la différence de déphasage entre les différents points de l'ouverture. Cependant, pour les ouvertures de petites tailles, cette différence de phase devient négligeable ce qui explique l'augmentation de gain avec l'augmentation de l'ouverture. Par contre, lorsque la largeur augmente, le dernier facteur ne sera plus négligeable ce qui explique la fluctuation de gain et l'apparition des lobes secondaires. Ceci valide le changement montré dans l'annexe 1.

5.6 Antenne cornet-SIW

5.6.1 Bande passante et gain

Bien qu'une antenne cornet ordinaire soit connue par sa large bande passante, le problème primordial pour son équivalent avec la technologie SIW réside dans cette dernière propriété [48, 79, 80]. À cet effet, plusieurs travaux ont été focalisés sur les techniques d'élargissement de la bande passante.

Comme dans le cas d'une antenne patch, on peut avoir différentes bandes passantes en agissant sur le type d'alimentation soit de façon planaire ou par câble coaxial. Dans

cette partie, on va citer quelques méthodes d'alimentation des antennes cornet-SIW et les techniques d'amélioration de la bande passante.

5.6.2 Les alimentations

L'alimentation en général, repose sur des transitions entre la technologie SIW et la technologie d'alimentation (câble coaxial, une ligne planaire ou guide d'onde).

Les travaux rapportés dans [81, 47, 48] proposent une transition câble coaxial SIW pour alimenter l'antenne. Cependant, cette structure est déconseillée du fait que le câble coaxial n'est pas tout à fait adapté pour le transfert d'énergie électromagnétique à hautes fréquences. En outre, la construction est très difficile vu qu'il faut introduire un excédent de conducteur métallique du câble coaxial à l'intérieur du substrat du SIW et qu'il doit être exactement d'une longueur fixée. Chaque différence de longueur peut influencer la bande. En conséquence, il est fort probable d'avoir des résultats de simulation loin de celles des mesures comme le montre la figure 5-7 [82, 83].

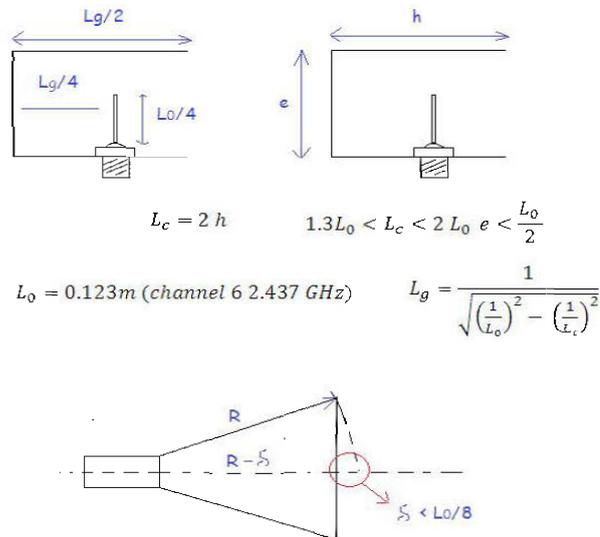


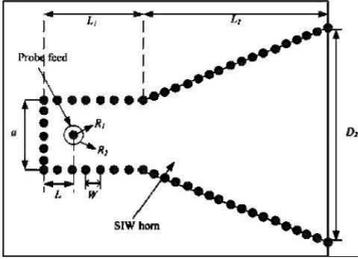
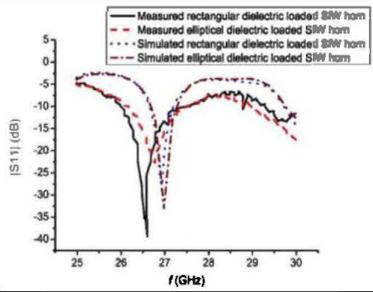
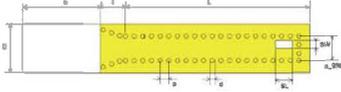
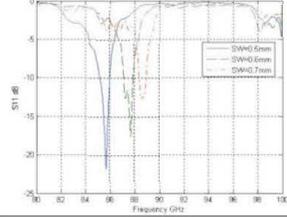
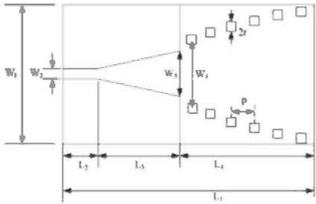
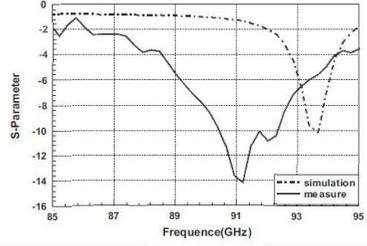
Figure 5- 7. Alimentation d'une antenne cornet par un câble coaxial.

En général les guides d'ondes conventionnels sont normalisés et commercialisés avec des dimensions existantes dans la norme WR [84]. Dans ce sens, les auteurs dans l'article [79] ont proposé une méthode de transition entre un guide d'onde WR ordinaire

et la technologie SIW. Cette méthode consiste à réaliser une fente avec des dimensions précises pour que cette dernière rayonne dans le substrat de la technologie SIW.

L'article [80] propose une transition d'une antenne à 91 GHz dans laquelle on a plutôt une transition planaire-SIW. Cette solution semble être la mieux adaptée pour notre structure d'antenne. Cependant, elle impose des conditions qu'on va développer dans le chapitre suivant.

Tableau 1:
Technique d'alimentation associée à la bande passante.

Référence	Désigne	S11
[48]		
[79]		
[80]		

Note. S_{11} est le coefficient de réflexion

Le tableau 1 montre les antennes et leurs coefficients de réflexions S_{11} correspondants. Il est clair que la bande passante est étroite pour toutes ces méthodes d'alimentation.

5.6.3 Les techniques d'élargissement de bande.

Plusieurs techniques ont été développées pour élargir la transition entre l'ouverture rayonnante et l'espace libre. Une idée a été proposée dans [85], comme le montre la figure 5-8, il s'agit d'adopter une solution non imprimée et que la technologie SIW ne serve qu'à alimenter la structure. Malgré la large bande offerte, on ne peut pas utiliser cette solution car la structure reste figée et impossible à contrôler une fois construite.

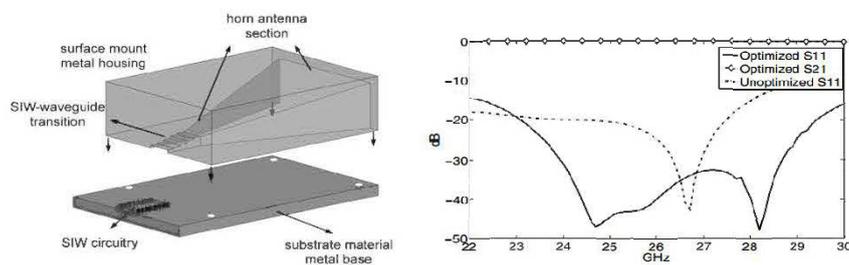


Figure 5- 8. Technique non imprimée d'augmentation de bande passante [85].

D'autres techniques ont été proposées pour montrer les effets de la transition sur les caractéristiques de l'antenne mais elles sont très complexes à fabriquer. On peut citer l'utilisation de RSIW (*Ridge Substrate Integrated Waveguide*) au lieu de SIW [86] (figure 5-9 à gauche) ou l'adoption de la technologie SIW à différent étage pour s'approcher le plus possible d'une structure d'antenne cornet pyramide [87] (figure 5-9 à droite).

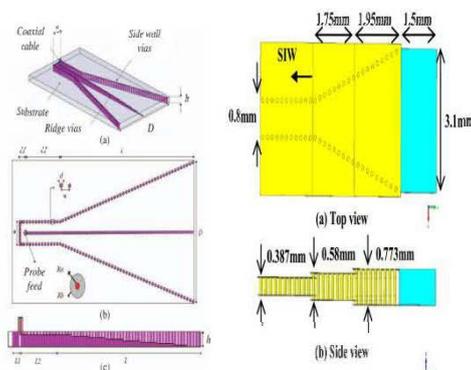


Figure 5- 9. Technique d'augmentation de bande passante [86, 87].

Récemment, une technique très performante a été présentée dans [49] pour améliorer la bande passante de l'antenne. Elle consiste à ajouter un empilement d'antenne Vivaldi fendu à la fin de l'antenne cornet. Bien que cette technique soit

excellente en termes de bande passante, on ne peut pas l'adopter car l'antenne cornet ne sert qu'à alimenter le réseau d'antenne.

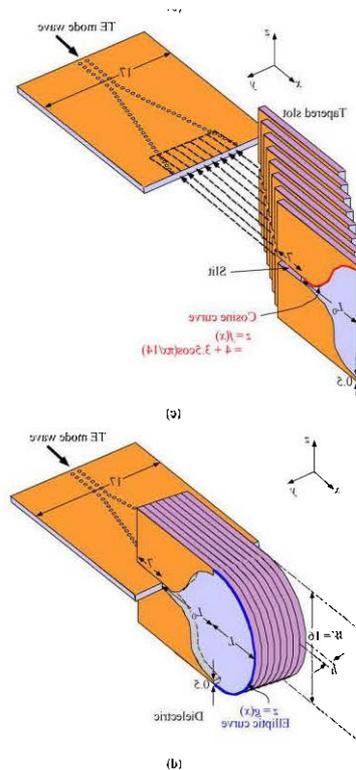


Figure 5- 10. Technique d'empilement des antennes vivaldi [49].

D'autres méthodes reposent sur une technique dite de charge diélectrique (continuation du substrat [48] ou un substrat différent [88]). En réalité, la charge à deux fonctionnalités primaires : premièrement elle adoucit la transition ouverture-espace, donc le saut brusque de l'impédance, ce qui élargit la bande passante. Deuxièmement, elle joue le rôle d'une lentille et elle concentre l'énergie électromagnétique rayonnée.

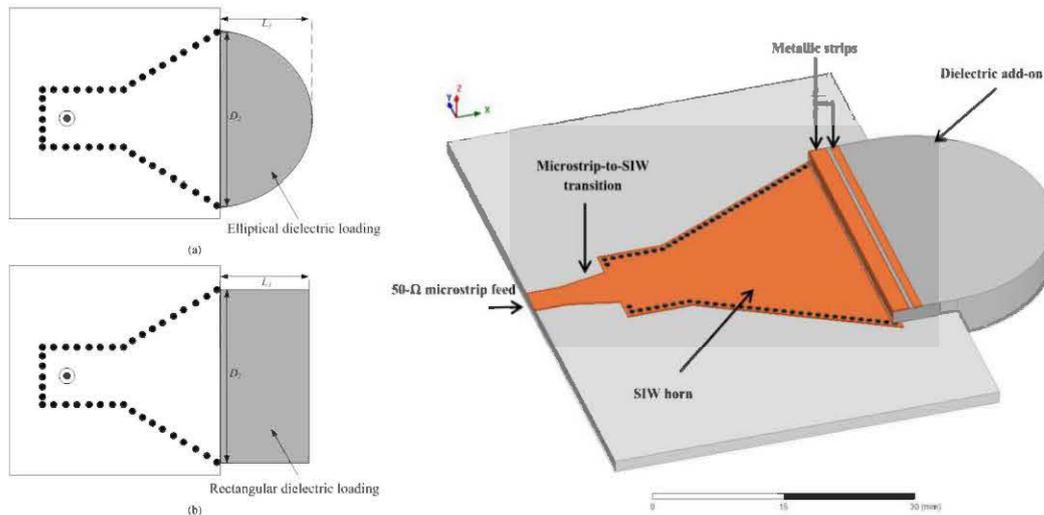


Figure 5- 11. Technique de charge dans un substrat différent [48, 88].

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de rayonnement d'une antenne cornet en montrant les effets du changement de l'ouverture. Cette étude est très utile car elle donne une idée sur la perturbation réalisée par le changement de l'ouverture sur le gain de l'antenne. Ensuite, une projection de cette antenne cornet sur la technologie SIW va mettre en premier plan le problème de la bande étroite. Ce qui valorise, l'étude de l'effet de notre technique de contrôle du gain de l'antenne SIW sur la bande passante.

CHAPITRE 6 :

RESULTAT DE SIMULATION

6.1 Introduction

Les antennes reconfigurables sont devenues un sujet très attractif non seulement pour la recherche académique, mais aussi pour les industries. Vu que ces antennes prennent souvent des formes non canoniques, une certaine complexité doit être prise en compte lors de la conception.

Comme mentionné dans un chapitre précédent, plusieurs techniques permettent le contrôle d'une antenne reconfigurable. Dans ce chapitre, on va se focaliser sur le contrôle électrique avec les commutateurs RF (diode PIN).

6.2 Problématique

Afin de concevoir une antenne cornet reconfigurable électriquement, il est indispensable d'inclure des commutateurs RF à base des diodes PIN. Ces derniers permettent la commande des caractéristiques de rayonnement.

Dans le cadre de notre projet, on se base sur les simulations pour concevoir notre antenne. Cependant, nous avons rencontré deux problèmes : le premier consiste à trouver un modèle équivalent de diode à l'aide des éléments discrets qui reflète le comportement d'une diode particulière. Le deuxième problème consiste à intégrer ce modèle dans la structure de l'antenne par le logiciel de simulation.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le design final de notre antenne. Dans la première partie, nous allons commencer par une brève description du mode de fonctionnement des commutateurs RF en particulier les diodes PIN et leurs modèles

équivalents. Puis, nous allons aborder les étapes à prendre en considération dans la structure de l'antenne lors de la conception. Dans la deuxième partie, nous allons nous focaliser sur la méthodologie à adopter pour simuler une diode PIN en utilisant le logiciel de simulation et le design final de l'antenne.

6.3 Commutateurs RF

On trouve plusieurs types de commutateurs RF tels que les commutateurs mécaniques (RF MEMS) ou à semi conducteur (PIN diode). Bien sûr, Chaque type a ses avantages et ses inconvénients qui peuvent jouer un rôle très important lors du choix du circuit. Dans notre projet de maitrise on s'intéresse à la diode PIN vu ces caractéristiques et sa capacité de fonctionner à haute fréquence [52]. Le fonctionnement de celle-ci repose sur la structure atomique des matériaux ou alliages appelés semi-conducteurs. Afin d'éviter la passation à travers le modèle de Niels Bohr et les structures atomiques d'un semi-conducteur on ne s'intéresse qu'au modèle équivalent de la diode conçu à partir des éléments discrets.

6.3.1 Modèle équivalent d'une diode PIN

Comme l'élément de contrôle qui a été adopté dans notre projet est la diode PIN, il est indispensable de trouver un modèle équivalent qui reflète son comportement. Il est à noter que le logiciel de simulation HFSS, ne permet pas l'option d'intégrer directement une diode particulière. C'est pour cela que la simulation d'une diode va réellement créer un grand obstacle pour notre simulation.

Model	V _{on}		C _T		R _s		t	C _p	LP	Packaged Package
	MIN V	TYP pF	MAX pF	TYP pF	MAX pF	TYP ns	TYP pF	TYP nH		
MNPD008-ET47P	100	0.48	0.60	2.0	2.5	150	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	
MNPD008-T54P	100	0.28	0.37	2.0	2.5	150	0.20	0.4	T54a	
MNPD008-T55P	100	0.21	0.29	2.0	2.5	150	.013	0.25	T55a	
MNPD008-T89P	100	0.33	0.43	2.0	2.5	150	0.25	0.4	T89a	
MNPD010-ET47P	150	.048	0.60	2.0	2.5	300	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	
MNPD010-T54P	150	0.28	0.37	2.0	2.5	300	0.20	0.4	T54a	
MNPD010-T55P	150	0.21	0.29	2.0	2.5	300	.013	0.25	T55a	
MNPD010-T89P	150	0.33	0.43	2.0	2.5	300	.025	0.4	T89a	
MNPD012-ET47P	300	0.48	0.60	3.5	4.0	350	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	
MNPD012-T54P	300	0.28	0.37	3.5	4.0	350	0.20	0.4	T54a	
MNPD012-T55P	300	0.21	0.29	3.5	4.0	350	0.13	0.25	T55a	
MNPD012-T89P	300	0.33	0.43	3.5	4.0	350	0.25	0.4	T89a	
MNPD012A-ET47P	350	0.58	0.72	0.55	0.8	850	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	
MNPD012A-T54P	350	0.35	0.41	0.05	0.8	850	0.20	0.4	T54a	
MNPD012A-T55P	350	0.31	0.39	0.65	0.8	850	0.13	0.25	T55a	
MNPD012A-T89P	350	0.43	0.53	0.65	0.8	850	0.25	0.4	T89a	
MNPD014-ET47P	450	0.52	0.59	0.8	1.2	750	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	
MNPD014-T54P	450	0.32	0.42	0.8	1.2	750	0.20	0.4	T54a	
MNPD014-T55P	450	0.25	0.35	0.8	1.2	750	0.13	0.25	T55a	
MNPD014-T89P	450	0.37	0.50	0.8	1.2	750	0.25	0.4	T89a	
Test Conditions	IR = 10 μ A	V _a = 10 V V _a = 50 V F = 1 MHz		I _a = 10 mA I _a = 100 mA F = 500 MHz		I _a = 10 mA I _a = 5 mA 50% rec				

Chip		Package																																																																																																																																																																																																																																																																																																														
<table border="1"> <thead> <tr> <th>Part Number</th> <th>ES</th> <th>ES2</th> <th>ES3</th> <th>ES4</th> <th>ES5</th> <th>ES6</th> <th>ES7</th> <th>ES8</th> <th>ES9</th> <th>ES10</th> <th>ES11</th> <th>ES12</th> <th>ES13</th> <th>ES14</th> <th>ES15</th> <th>ES16</th> <th>ES17</th> <th>ES18</th> <th>ES19</th> <th>ES20</th> <th>ES21</th> <th>ES22</th> <th>ES23</th> <th>ES24</th> <th>ES25</th> <th>ES26</th> <th>ES27</th> <th>ES28</th> <th>ES29</th> <th>ES30</th> <th>ES31</th> <th>ES32</th> <th>ES33</th> <th>ES34</th> <th>ES35</th> <th>ES36</th> <th>ES37</th> <th>ES38</th> <th>ES39</th> <th>ES40</th> <th>ES41</th> <th>ES42</th> <th>ES43</th> <th>ES44</th> <th>ES45</th> <th>ES46</th> <th>ES47</th> <th>ES48</th> <th>ES49</th> <th>ES50</th> <th>ES51</th> <th>ES52</th> <th>ES53</th> <th>ES54</th> <th>ES55</th> <th>ES56</th> <th>ES57</th> <th>ES58</th> <th>ES59</th> <th>ES60</th> <th>ES61</th> <th>ES62</th> <th>ES63</th> <th>ES64</th> <th>ES65</th> <th>ES66</th> <th>ES67</th> <th>ES68</th> <th>ES69</th> <th>ES70</th> <th>ES71</th> <th>ES72</th> <th>ES73</th> <th>ES74</th> <th>ES75</th> <th>ES76</th> <th>ES77</th> <th>ES78</th> <th>ES79</th> <th>ES80</th> <th>ES81</th> <th>ES82</th> <th>ES83</th> <th>ES84</th> <th>ES85</th> <th>ES86</th> <th>ES87</th> <th>ES88</th> <th>ES89</th> <th>ES90</th> <th>ES91</th> <th>ES92</th> <th>ES93</th> <th>ES94</th> <th>ES95</th> <th>ES96</th> <th>ES97</th> <th>ES98</th> <th>ES99</th> <th>ES100</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>MNPD008-ET47P</td><td>100</td><td>0.48</td><td>0.60</td><td>2.0</td><td>2.5</td><td>150</td><td>2 x 0.20</td><td>2 x 0.25</td><td>ET47a</td></tr> <tr><td>MNPD008-T54P</td><td>100</td><td>0.28</td><td>0.37</td><td>2.0</td><td>2.5</td><td>150</td><td>0.20</td><td>0.4</td><td>T54a</td></tr> <tr><td>MNPD008-T55P</td><td>100</td><td>0.21</td><td>0.29</td><td>2.0</td><td>2.5</td><td>150</td><td>.013</td><td>0.25</td><td>T55a</td></tr> <tr><td>MNPD008-T89P</td><td>100</td><td>0.33</td><td>0.43</td><td>2.0</td><td>2.5</td><td>150</td><td>0.25</td><td>0.4</td><td>T89a</td></tr> <tr><td>MNPD010-ET47P</td><td>150</td><td>.048</td><td>0.60</td><td>2.0</td><td>2.5</td><td>300</td><td>2 x 0.20</td><td>2 x 0.25</td><td>ET47a</td></tr> <tr><td>MNPD010-T54P</td><td>150</td><td>0.28</td><td>0.37</td><td>2.0</td><td>2.5</td><td>300</td><td>0.20</td><td>0.4</td><td>T54a</td></tr> <tr><td>MNPD010-T55P</td><td>150</td><td>0.21</td><td>0.29</td><td>2.0</td><td>2.5</td><td>300</td><td>.013</td><td>0.25</td><td>T55a</td></tr> <tr><td>MNPD010-T89P</td><td>150</td><td>0.33</td><td>0.43</td><td>2.0</td><td>2.5</td><td>300</td><td>.025</td><td>0.4</td><td>T89a</td></tr> <tr><td>MNPD012-ET47P</td><td>300</td><td>0.48</td><td>0.60</td><td>3.5</td><td>4.0</td><td>350</td><td>2 x 0.20</td><td>2 x 0.25</td><td>ET47a</td></tr> <tr><td>MNPD012-T54P</td><td>300</td><td>0.28</td><td>0.37</td><td>3.5</td><td>4.0</td><td>350</td><td>0.20</td><td>0.4</td><td>T54a</td></tr> <tr><td>MNPD012-T55P</td><td>300</td><td>0.21</td><td>0.29</td><td>3.5</td><td>4.0</td><td>350</td><td>0.13</td><td>0.25</td><td>T55a</td></tr> <tr><td>MNPD012-T89P</td><td>300</td><td>0.33</td><td>0.43</td><td>3.5</td><td>4.0</td><td>350</td><td>0.25</td><td>0.4</td><td>T89a</td></tr> <tr><td>MNPD012A-ET47P</td><td>350</td><td>0.58</td><td>0.72</td><td>0.55</td><td>0.8</td><td>850</td><td>2 x 0.20</td><td>2 x 0.25</td><td>ET47a</td></tr> <tr><td>MNPD012A-T54P</td><td>350</td><td>0.35</td><td>0.41</td><td>0.05</td><td>0.8</td><td>850</td><td>0.20</td><td>0.4</td><td>T54a</td></tr> <tr><td>MNPD012A-T55P</td><td>350</td><td>0.31</td><td>0.39</td><td>0.65</td><td>0.8</td><td>850</td><td>0.13</td><td>0.25</td><td>T55a</td></tr> <tr><td>MNPD012A-T89P</td><td>350</td><td>0.43</td><td>0.53</td><td>0.65</td><td>0.8</td><td>850</td><td>0.25</td><td>0.4</td><td>T89a</td></tr> <tr><td>MNPD014-ET47P</td><td>450</td><td>0.52</td><td>0.59</td><td>0.8</td><td>1.2</td><td>750</td><td>2 x 0.20</td><td>2 x 0.25</td><td>ET47a</td></tr> <tr><td>MNPD014-T54P</td><td>450</td><td>0.32</td><td>0.42</td><td>0.8</td><td>1.2</td><td>750</td><td>0.20</td><td>0.4</td><td>T54a</td></tr> <tr><td>MNPD014-T55P</td><td>450</td><td>0.25</td><td>0.35</td><td>0.8</td><td>1.2</td><td>750</td><td>0.13</td><td>0.25</td><td>T55a</td></tr> <tr><td>MNPD014-T89P</td><td>450</td><td>0.37</td><td>0.50</td><td>0.8</td><td>1.2</td><td>750</td><td>0.25</td><td>0.4</td><td>T89a</td></tr> </tbody> </table>		Part Number	ES	ES2	ES3	ES4	ES5	ES6	ES7	ES8	ES9	ES10	ES11	ES12	ES13	ES14	ES15	ES16	ES17	ES18	ES19	ES20	ES21	ES22	ES23	ES24	ES25	ES26	ES27	ES28	ES29	ES30	ES31	ES32	ES33	ES34	ES35	ES36	ES37	ES38	ES39	ES40	ES41	ES42	ES43	ES44	ES45	ES46	ES47	ES48	ES49	ES50	ES51	ES52	ES53	ES54	ES55	ES56	ES57	ES58	ES59	ES60	ES61	ES62	ES63	ES64	ES65	ES66	ES67	ES68	ES69	ES70	ES71	ES72	ES73	ES74	ES75	ES76	ES77	ES78	ES79	ES80	ES81	ES82	ES83	ES84	ES85	ES86	ES87	ES88	ES89	ES90	ES91	ES92	ES93	ES94	ES95	ES96	ES97	ES98	ES99	ES100	MNPD008-ET47P	100	0.48	0.60	2.0	2.5	150	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	MNPD008-T54P	100	0.28	0.37	2.0	2.5	150	0.20	0.4	T54a	MNPD008-T55P	100	0.21	0.29	2.0	2.5	150	.013	0.25	T55a	MNPD008-T89P	100	0.33	0.43	2.0	2.5	150	0.25	0.4	T89a	MNPD010-ET47P	150	.048	0.60	2.0	2.5	300	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	MNPD010-T54P	150	0.28	0.37	2.0	2.5	300	0.20	0.4	T54a	MNPD010-T55P	150	0.21	0.29	2.0	2.5	300	.013	0.25	T55a	MNPD010-T89P	150	0.33	0.43	2.0	2.5	300	.025	0.4	T89a	MNPD012-ET47P	300	0.48	0.60	3.5	4.0	350	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	MNPD012-T54P	300	0.28	0.37	3.5	4.0	350	0.20	0.4	T54a	MNPD012-T55P	300	0.21	0.29	3.5	4.0	350	0.13	0.25	T55a	MNPD012-T89P	300	0.33	0.43	3.5	4.0	350	0.25	0.4	T89a	MNPD012A-ET47P	350	0.58	0.72	0.55	0.8	850	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	MNPD012A-T54P	350	0.35	0.41	0.05	0.8	850	0.20	0.4	T54a	MNPD012A-T55P	350	0.31	0.39	0.65	0.8	850	0.13	0.25	T55a	MNPD012A-T89P	350	0.43	0.53	0.65	0.8	850	0.25	0.4	T89a	MNPD014-ET47P	450	0.52	0.59	0.8	1.2	750	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a	MNPD014-T54P	450	0.32	0.42	0.8	1.2	750	0.20	0.4	T54a	MNPD014-T55P	450	0.25	0.35	0.8	1.2	750	0.13	0.25	T55a	MNPD014-T89P	450	0.37	0.50	0.8	1.2	750	0.25	0.4	T89a		
Part Number	ES	ES2	ES3	ES4	ES5	ES6	ES7	ES8	ES9	ES10	ES11	ES12	ES13	ES14	ES15	ES16	ES17	ES18	ES19	ES20	ES21	ES22	ES23	ES24	ES25	ES26	ES27	ES28	ES29	ES30	ES31	ES32	ES33	ES34	ES35	ES36	ES37	ES38	ES39	ES40	ES41	ES42	ES43	ES44	ES45	ES46	ES47	ES48	ES49	ES50	ES51	ES52	ES53	ES54	ES55	ES56	ES57	ES58	ES59	ES60	ES61	ES62	ES63	ES64	ES65	ES66	ES67	ES68	ES69	ES70	ES71	ES72	ES73	ES74	ES75	ES76	ES77	ES78	ES79	ES80	ES81	ES82	ES83	ES84	ES85	ES86	ES87	ES88	ES89	ES90	ES91	ES92	ES93	ES94	ES95	ES96	ES97	ES98	ES99	ES100																																																																																																																																																																																																												
MNPD008-ET47P	100	0.48	0.60	2.0	2.5	150	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD008-T54P	100	0.28	0.37	2.0	2.5	150	0.20	0.4	T54a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD008-T55P	100	0.21	0.29	2.0	2.5	150	.013	0.25	T55a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD008-T89P	100	0.33	0.43	2.0	2.5	150	0.25	0.4	T89a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD010-ET47P	150	.048	0.60	2.0	2.5	300	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD010-T54P	150	0.28	0.37	2.0	2.5	300	0.20	0.4	T54a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD010-T55P	150	0.21	0.29	2.0	2.5	300	.013	0.25	T55a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD010-T89P	150	0.33	0.43	2.0	2.5	300	.025	0.4	T89a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD012-ET47P	300	0.48	0.60	3.5	4.0	350	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD012-T54P	300	0.28	0.37	3.5	4.0	350	0.20	0.4	T54a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD012-T55P	300	0.21	0.29	3.5	4.0	350	0.13	0.25	T55a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD012-T89P	300	0.33	0.43	3.5	4.0	350	0.25	0.4	T89a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD012A-ET47P	350	0.58	0.72	0.55	0.8	850	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD012A-T54P	350	0.35	0.41	0.05	0.8	850	0.20	0.4	T54a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD012A-T55P	350	0.31	0.39	0.65	0.8	850	0.13	0.25	T55a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD012A-T89P	350	0.43	0.53	0.65	0.8	850	0.25	0.4	T89a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD014-ET47P	450	0.52	0.59	0.8	1.2	750	2 x 0.20	2 x 0.25	ET47a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD014-T54P	450	0.32	0.42	0.8	1.2	750	0.20	0.4	T54a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD014-T55P	450	0.25	0.35	0.8	1.2	750	0.13	0.25	T55a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
MNPD014-T89P	450	0.37	0.50	0.8	1.2	750	0.25	0.4	T89a																																																																																																																																																																																																																																																																																																							

Figure 6- 1. « Datasheet » fiche technique pour les diodes.

La diode dans l'état passant n'étant pas exactement un simple conducteur, des modèles plus complexes doivent être pris en compte. Si on examine la fiche technique fourni par le constructeur (figure 6-1), on peut constater qu'une diode peut être caractérisée par une résistance et une capacité selon qu'elle est alimentée en direct ou en inverse. De plus, même le boîtier peut influencer le modèle équivalent de la diode. Ce qui mène le constructeur à définir une résistance et une capacité parasite. Il est très important de prendre en compte ces valeurs fournies par le constructeur pour la modélisation de la diode. Ces valeurs sont les résultats de mesure de la diode dans un circuit particulier qui peut correspondre exactement ou pas selon la manière dont on simule notre diode en question.

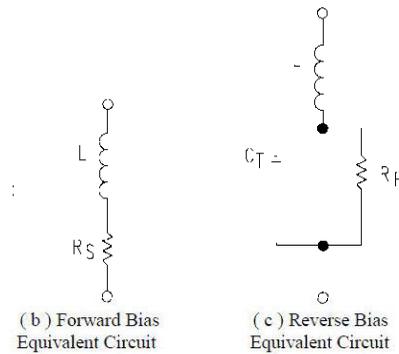


Figure 6- 2. Modèle équivalent diode [89].

D'une part, le manuel [89] donne les circuits équivalents d'une diode PIN pour les deux états bloqué et passant. Comme le montre la figure 6-2, l'état "passant" (b) est équivalent à une combinaison en série d'une petite inductance (L) et la résistance (R_S). L'état "bloqué" (c) a un circuit équivalent beaucoup plus compliqué. Il se compose d'une capacité (C_T) en parallèle avec une résistance (R_P) suivies d'une petite inductance (L) en série. Il est à noter que l'effet de (L) est remarquable seulement pour les fréquences en dessous de 1 GHz [89]. Ainsi, on va négliger L dans notre conception car notre antenne fonctionne à 60 GHz.

La solution est de substituer une via dans la technologie SIW par un rectangle métallique de même dimension tel que démontré dans [90]. La figure 6-3 montre le design d'un guide SIW où on a substitué les via au milieu par des rectangles métalliques.

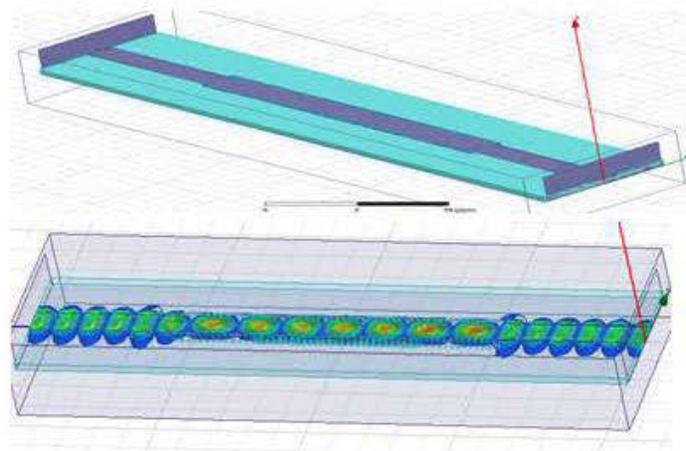


Figure 6- 3. Simulation d'un guide SIW avec substitution de quelques via par des rectangles métallique.

Les résultats de simulation montrent que l'onde électromagnétique dans le guide SIW se propage selon le mode fondamental. Même avec le changement des trous métalliques (*vias*) par des rectangles métalliques, on remarque que l'onde prend exactement la même forme.

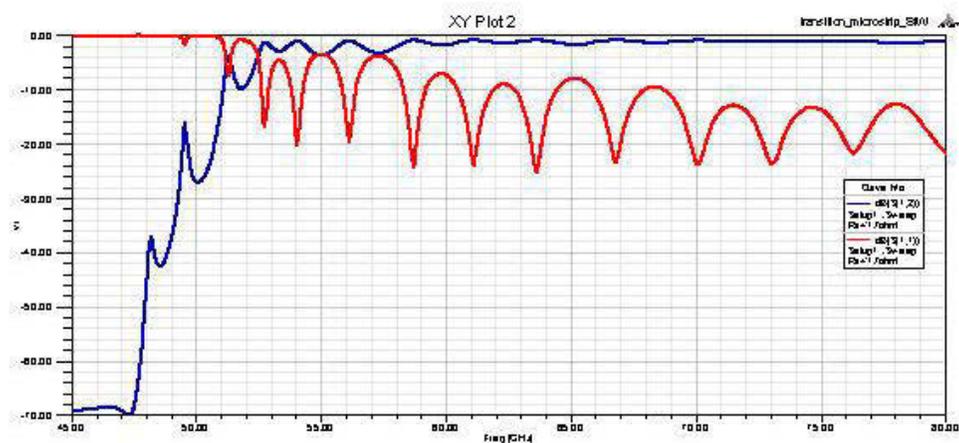


Figure 6- 4. Paramètres S pour le guide-SIW avec substitution de quelques via par des rectangles métalliques.

La figure 6-4 montre les paramètres S pour le guide présenté dans la figure 6-3. Cette dernière structure a été conçue pour une fréquence de coupure de 50 GHz ; cela s'explique par le fait que pour des fréquences inférieures à 50 GHz l'énergie soit intégralement réfléchi ($S_{11} \Rightarrow 0$ dB). Contrairement aux fréquences plus élevées pour lesquelles l'onde passe du premier port au deuxième ($S_{21} \Rightarrow 0$ dB).

Les travaux de recherche issus de l'article [51], proposent une idée innovante pour simuler un « déphaseur SIW contrôlable » en utilisant les modèles des diodes PINs. Il a été montré que, pour simuler une diode spécifique dans HFSS, on doit prendre en compte les dimensions des diodes. Les diodes sont remplacées par des rectangles ayant la même dimension que la diode. Puis, en fonction de l'état "passant" ou "bloqué", on attribue des conditions aux limites des éléments RLC à ces rectangles. Pour l'état "passant", une simple résistance de faible valeur est utilisée. Mais, dans l'état "bloqué", il nous faut un condensateur en parallèle avec une résistance de valeur élevée. Ces valeurs seront attribuées selon les paramètres donnés dans la fiche technique.

Les auteurs de l'article [51] montre qu'une diode passante enterrée dans le substrat peut se comporter comme une via. En conséquence, l'activation et la désactivation de la diode, on peut simuler l'existence ou non des vias. L'ouverture ou la fermeture des diodes PIN guide ou bloque le courant surfacique qui passe entre les deux plans métalliques d'où le changement de la distribution de ce dernier.

En comparant la simulation avec un rectangle métallique et le cas du design avec des diodes passantes, on constate qu'il suffit juste de changer les conditions aux limites sur les rectangles du conducteur parfait à des résistances de petites valeurs. Ceci reflète les pertes par effet joule introduites par les diodes.

6.4 Les problèmes de simulation

Vu la ressemblance entre le guide d'onde et la technologie SIW, plusieurs travaux s'intéressent à l'implémentation d'une antenne cornet plan H [91, 92, 93]. Dans les parties suivantes, nous allons développer les caractéristiques qui posent des problèmes dans la conception des antennes cornet-SIW.

6.4.1 Le problème d'alimentation

En Pratique, une antenne cornet conventionnelle est caractérisée par sa très large bande et sa capacité énorme de focaliser l'énergie rayonnée qui peut atteindre la valeur de 20 dBi [77]. Vu ces caractéristiques, beaucoup de travaux ont été rapportés pour implémenter une antenne cornet avec la technologie SIW.

Tout d'abord, comme pour une antenne patch, on peut avoir différentes caractéristiques de rayonnement selon le type et l'endroit de l'alimentation. L'alimentation d'une antenne patch par câble coaxial donne des résultats différents que celle alimentée par la technologie planaire.

Les antennes cornet-SIW alimentées par une transition planaire-SIW ont été développées dans [94, 95, 96, 97]. Ces antennes ont une faible épaisseur de substrat pour résoudre les problèmes liés à l'adaptation. Il est à noter que des problèmes peuvent se poser au niveau de dimensions des transitions planaire-SIW pour avoir un port de 50 Ω comme impédance caractéristique lorsque l'épaisseur est élevée.

Contrairement, à une antenne cornet avec les technologies conventionnelles, ces derniers travaux ont montré que ce genre d'antennes offrent une bande très étroite. Les solutions proposées visent des fréquences très élevées de l'ordre de 60 GHz. Il s'est avéré que la construction est extrêmement compliquée et nécessite des technologies avancées car les dimensions sont très petites.

Dans [98, 47], les auteurs ont proposé une alimentation par câble coaxial. L'idée de l'article [98] est d'utiliser un câble coaxial pour alimenter l'antenne cornet fonctionnant à 27 GHz avec une épaisseur de 2.5mm. Cependant, même avec cette dernière alimentation la bande passante reste étroite. La sonde pour l'alimentation peut poser des problèmes au niveau de la construction, cela peut augmenter la discordance entre les résultats de simulation et des mesures.

6.4.2 Le problème de la bande passante

Dans le cadre de notre projet de recherche, nous nous intéressons à la conception d'une antenne cornet contrôlable avec la technique de changement de dimension d'ouverture. De ce fait, une large bande passante est nécessaire pour éviter la perturbation causée par le déplacement de la bande de fréquence par le circuit de contrôle. C'est pour cela que les solutions proposées auparavant ne sont pas adaptées à nos besoins. Il faut donc qu'on change de focalisation de type d'alimentation vers les techniques d'augmentation de la bande passante ou d'amélioration du diagramme de rayonnement.

L'antenne cornet proposée en [98] était combinée avec une charge diélectrique sur le même substrat qui permet une augmentation de gain et une diminution de la largeur du lobe principal dans les deux plans H et E. De plus, cette topologie d'antenne a été utilisée pour former un réseau d'antennes afin d'augmenter encore le gain. Pour notre cas, nous avons repris cette idée pour l'inclure dans notre antenne afin d'augmenter le gain et de permettre d'éviter la transition directe de l'ouverture rayonnante et l'espace libre d'où l'augmentation de la bande passante. Ce travail a illustré une étude comparative entre une forme de charge rectangulaire et une autre elliptique qui offre de meilleures performances. Cette technique a montré son efficacité mais, elle est loin d'être large bande. C'est pour cela qu'on a écarté cette solution et on a visé d'autres techniques à larges bandes. Une autre solution large bande a été développée dans [85]. Elle propose une technique non imprimée pour augmenter la bande passante. Cette technique offre une bonne adaptation sauf que cette solution n'est pas contrôlable et elle est alors à rejeter.

Une technique de charge diélectrique [91, 92, 93] a été adoptée pour une antenne fonctionnant dans la bande Ku. La solution utilise un substrat moins épais que celui dans [98] et adopte une transition planaire-SIW comme alimentation. La solution proposée permet de supprimer les rayonnements arrière pour l'antenne cornet. Elle consiste à ajouter des plaques métalliques périodiques réparties en haut et en bas autour de la charge diélectrique. Les dimensions de ces plaques sont déterminées suite à une étude théorique développée dans [92]. Cependant, ces dernières solutions présentent une

mauvaise adaptation. Pour contourner ce problème, un nouveau type de charge diélectrique dans un substrat différent a été proposé dans [88]. Cette technique augmente la bande passante d'une manière intéressante. Cependant, cette dernière reste très fragile face au changement d'ouverture parce que cette étude théorique dépend de l'ouverture de l'antenne.

Une solution attirante pour augmenter le gain de l'antenne a été proposée dans [49]. La solution offre une très large bande. Elle suggère de connecter des circuits dans un substrat différent avec des fentes empilées verticalement à l'ouverture de l'antenne. Ces dernières permettent une amélioration non seulement de la directivité, mais aussi une excellente adaptation d'impédance. Mais cette solution reste coûteuse et difficile à construire.

6.4.3 Le problème de l'épaisseur du substrat

Les performances des antennes cornet-SIW diminuent lorsque l'épaisseur du substrat est beaucoup plus petite que la longueur d'onde [92, 88]. C'est également le cas pour d'autres types d'antennes telles que les antennes à fente SIW. Vu les limites des méthodes conventionnelles, on doit rechercher des techniques plus performantes pour s'adapter à la faible épaisseur.

L'épaisseur du substrat est un facteur primordial pour notre projet, car il impose le choix des diodes de même hauteur que le substrat. En général, les diodes de grande épaisseur possèdent des grands diamètres. De coup une diode prend beaucoup plus de place qu'il lui faut pour respecter les limites de la technologie SIW. Donc il y aura des rayonnements entre les diodes. Être capable de surmonter cette limitation de l'épaisseur peut étaler considérablement l'utilisation des antennes cornet-SIW.

L'un des principaux problèmes du cornet SIW est l'inadéquation entre le bord de la plaque diélectrique et l'air [92]. Ceci est le principal responsable de la faible largeur de bande passante. Plusieurs techniques ont été développées pour surmonter ce problème.

Certaines d'entre elles nécessitent l'utilisation des éléments non-imprimés [99, 85] Ce qui rend la procédure de fabrication plus compliquée.

De nombreuses solutions basées sur des lentilles dans le même diélectrique [98, 88] ont également été proposées. Cependant, leurs performances sont limitées par l'épaisseur du substrat.

6.4.4 Variation significative du gain

La variation du gain est réalisée par l'implémentation de plusieurs antennes cornets chacune ayant sa propre ouverture. Comme expliqué auparavant, on est vraiment coincé par la perturbation dû à cette technique de contrôle. D'une part on avait besoin d'avoir une différence significative de gain pour mettre en valeur l'utilité de notre antenne, puisque, avoir une différence de 0.5 dBi de gain par exemple va mettre en cause l'utilité d'une telle antenne. D'autre part, on avait le risque de ne pas avoir une bande passante commune à tous les états de fonctionnement si on continue à augmenter l'ouverture.

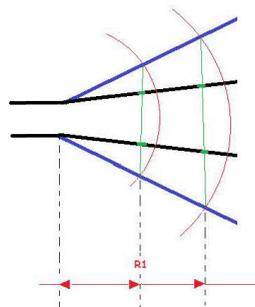


Figure 6- 5. Dépendance entre $R1$ et l'ouverture rayonnante.

Cette limitation causée par la bande n'est pas la seule à prendre en considération. D'autres contraintes vont interférer aux pertes causées par les diodes. Comme la figure 6-5 le montre, afin d'assurer une grande variation d'ouverture, il nous faut une grande valeur de $R1$. Cependant, l'augmentation de $R1$ est accompagnée par une augmentation du nombre de diodes, ce qui cause plus de pertes donc une chute dans le rendement de l'antenne.

6.4.5 Le problème de choix des diodes

Les diodes constituent les piliers de notre structure finale. Il est à noter que ces diodes doivent introduire le moins de pertes possible par effet joule. Donc, leur comportement devrait s'approcher le plus possible du rectangle métallique dans le cas passant. Ce qui signifie que la valeur de (R_s) dans la fiche technique sera la plus basse possible puisque la structure est métallique. La valeur de (R_s) affecte à la fois la bande passante et le gain de l'antenne. Comme la bande passante est en relation avec l'énergie réfléchi par l'antenne, une certaine énergie va être réfléchi ou consommée par l'antenne elle-même. D'où la bande passante va être considérablement affectée.

Comme l'équation (1-10) du premier chapitre l'indique, le gain est le produit du rendement et de la directivité. Il est donc clair que le gain est aussi affecté, car si le rendement diminue le gain diminue aussi.

Comme la diode doit être insérée dans le substrat, la dimension de la diode va réduire la plage du choix des diodes. Ces dernières, doivent lier les deux plans métalliques de la technologie SIW. Donc la hauteur de la diode doit être égale à l'épaisseur du substrat. De plus, même la longueur et la largeur doivent être les plus petites possible pour ne pas trop surpasser les conditions de SIW (dimensions des vias et espacement entre ces derniers).

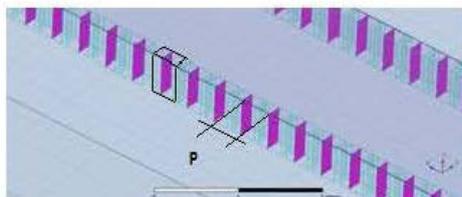


Figure 6- 6. Effet des dimensions des diodes intégrées dans la structure SIW.

6.5 Conception de l'antenne proposée.

En général, le gain d'une antenne à ouverture dépend de ses dimensions, de la forme et de la distribution de champ. Par conséquent, pour mettre en œuvre une antenne cornet à gain variable, on pourrait tout simplement modifier les dimensions de l'ouverture. Dans la structure SIW, les deux couches métalliques sont généralement connectées à l'aide des vias. Cependant, la position des vias d'interconnexion reste constante après la construction. Ceci est considéré comme le plus grand obstacle pour la commande de notre antenne. Comme une diode PIN intégrée dans le substrat SIW fonctionne comme un via contrôlable [51], nous pouvons mettre en œuvre une antenne cornet avec de nombreuses ouvertures sur la même structure (comme dans la figure 6-7). Puis, en sélectionnant les états des diodes, on peut sélectionner l'ouverture désirée d'où le contrôle du gain

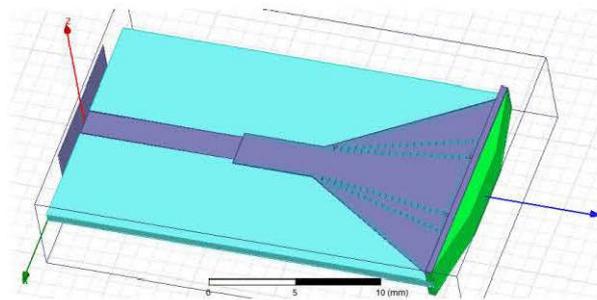


Figure 6- 7. Structure finale de l'antenne à gain variable.

En outre, lors de la modification du gain, il faut maintenir une bande passante acceptable. En général, les antennes cornet SIW présentées dans de nombreux articles [91, 92, 93, 98, 88] sont à bande étroite. Une solution possible est d'utiliser la technique de lentille initialement présentée dans [98]. Cette solution peut être adaptée comme dans [88] pour un meilleur élargissement de bande. Dans notre cas, la technique de lentille présentée dans [88] a été combinée avec la technique présentée dans [100]. Cette combinaison peut augmenter d'une manière significative à la fois le gain et la bande passante.

L'antenne proposée est composée d'un guide d'onde utilisant SIW (*Duroid 5880*, *0,508 mm d'épaisseur*) comme substrat, d'une ligne planaire pour l'alimentation et d'une partie représentant le cornet. Pour le guide en SIW, la fréquence de coupure est choisie

pour être 50 GHz et d'autres paramètres sont calculés en utilisant les équations rapportées dans [50].

Le choix de l'épaisseur du substrat est lié à la ligne planeaire d'impédance caractéristique 50 ohms (utilisée comme ligne d'alimentation de l'antenne). D'une part, il faut augmenter l'épaisseur du substrat pour rendre les techniques d'amélioration de la bande passante efficaces, d'autre part, un substrat plus épais signifie une plus grande largeur de la ligne planeaire. Ceci complique la transition entre la ligne planeaire et SIW et peut même générer des modes indésirables.

En outre, le choix de la diode doit être fait avec soin. En premier lieu, les dimensions entre l'anode et la cathode doivent être égales à la séparation entre les deux plans métalliques de SIW. En second lieu, il faut avoir la résistance (R_p) la plus faible possible, afin de diminuer les pertes ohmiques. Dans notre conception, la diode MA4FCP305 [101] a été choisie.

6.6 Résultats

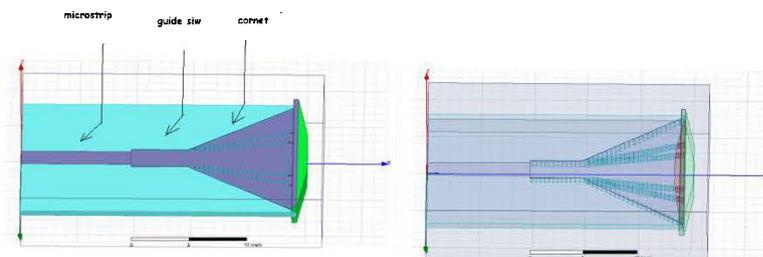


Figure 6- 8. Composition de la structure finale de l'antenne à gain variable.

Comme le montre la figure 6-8, l'antenne proposée est composée d'une charge elliptique conçue avec un matériau de substrat de "2" comme permittivité, une partie ligne planeaire pour l'alimentation et un guide d'ondes SIW.

Notre structure peut être analysée par des transitions entre des technologies différentes de planeaire avec une impédance caractéristique de 50 ohms au guide SIW, Puis, du guide vers l'espace libre. La partie cornet permet de faire une transition progressive de façon à augmenter la bande passante.

En ce qui concerne la partie cornet, nous avons trois sortes d'ouvertures. Contrairement aux deux premières où on remplace les vias par des diodes, le contrôle des états des diodes permet de sélectionner la petite, moyenne, ou la grande ouverture. Une lentille elliptique est ajoutée au substrat afin d'améliorer l'adaptation [100].

Notre design est optimisé de telle façon qu'il résiste à la perturbation introduite par la modification de l'ouverture en assurant une différence significative entre les gains de chaque état. De ce fait, l'antenne a été optimisée en prenant compte de l'ensemble des caractéristiques de rayonnement dont la largeur de bande passante.

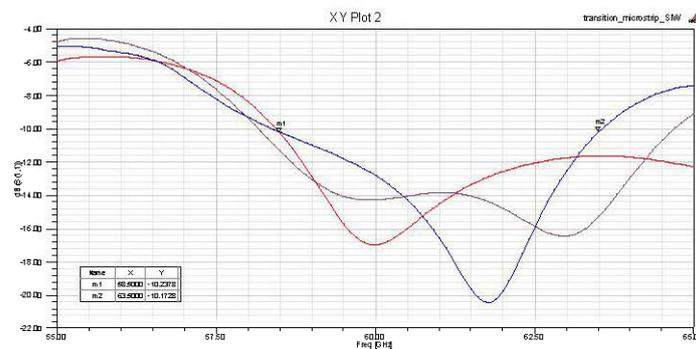


Figure 6- 9. Pertes de retour (S_{11}) de la structure finale de l'antenne à gain variable.

La figure 6-9 montre le coefficient de réflexion (S_{11}) pour les trois ouvertures. Le graphique rouge correspond à la petite ouverture, le bleu correspond à l'ouverture moyenne, et le brun correspond à la grande ouverture. En effet, la bande passante de l'antenne est l'intersection des bandes passantes de tous ces états de fonctionnement. On peut constater à partir du graphe que notre solution couvre la totalité de la bande de 60 GHz.

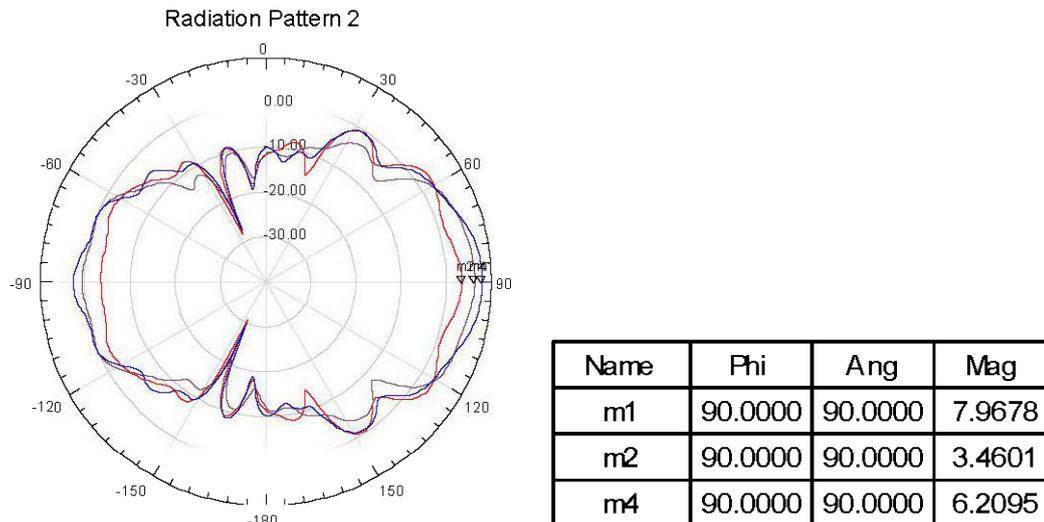


Figure 6- 10. Diagramme de rayonnement de l'antenne à gain variable.

Les diagrammes de rayonnement dans les trois états représentés dans la figure 6-10 ont une forme qui est très similaire à celui d'une antenne cornet plan H conventionnelle. Nous observons que le gain change avec l'état des diodes (correspondant à l'ouverture de l'antenne):

- le gain de la petite ouverture est 3.4 dBi.
- le gain de la moyenne l'ouverture est 6.2 dBi
- le gain de la grande ouverture est 7.96 dBi.

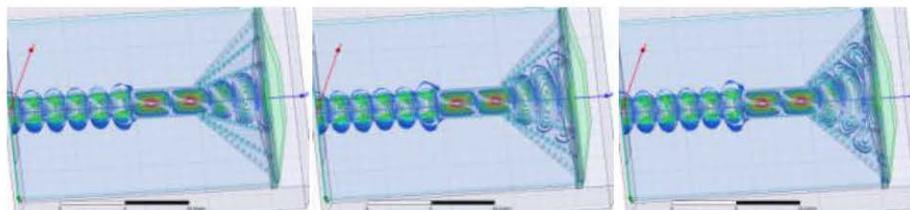


Figure 6- 11. Distribution du champ électrique dans la structure finale de l'antenne à gain variable pour les différents états de fonctionnement.

La figure 6-11 prouve le bon fonctionnement des diodes. Elle montre clairement que la distribution du champ E est enfermée à l'intérieur de l'ouverture sélectionnée de l'antenne par les diodes.

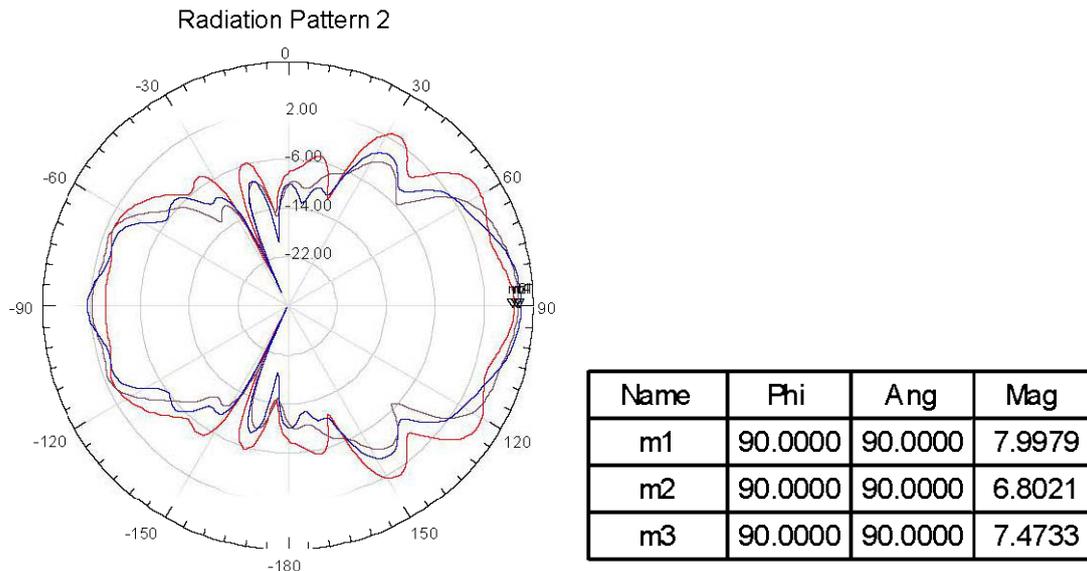


Figure 6- 12. Digramme de rayonnement (directivité) de la structure finale de l'antenne à gain variable.

La figure 6-12 montre la répartition de la directivité en fonction de la direction de propagation. Le rendement peut être directement dérivé de la directivité et des valeurs de gain (figure 6-10). Le rendement de l'antenne obtenu est de 46.33% pour la petite ouverture et de 74.75% pour l'ouverture moyenne et de 78.88% pour la grande ouverture.

6.7 Validation des résultats avec CST

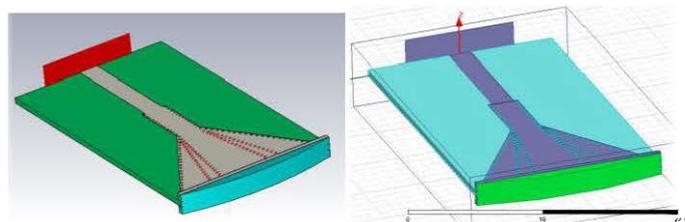


Figure 6- 13 : design final avec CST et HFSS.

Afin de donner plus de crédibilité à notre résultat de simulation, on a la recours à « CST microwave », il s'agit de valider nos derniers résultats fournis par HFSS avec notre nouveau logiciel de simulation et de comparer ces deux résultats. Le design de notre antenne a alors été reproduit avec CST en respectant les mêmes dimensions. Comme on peut le voir sur la figure 6-13. Par la suite, une comparaison des résultats de

simulation en terme de coefficient de réflexion S_{11} et du diagramme de rayonnement sera fait pour tous les trois états de fonctionnement.

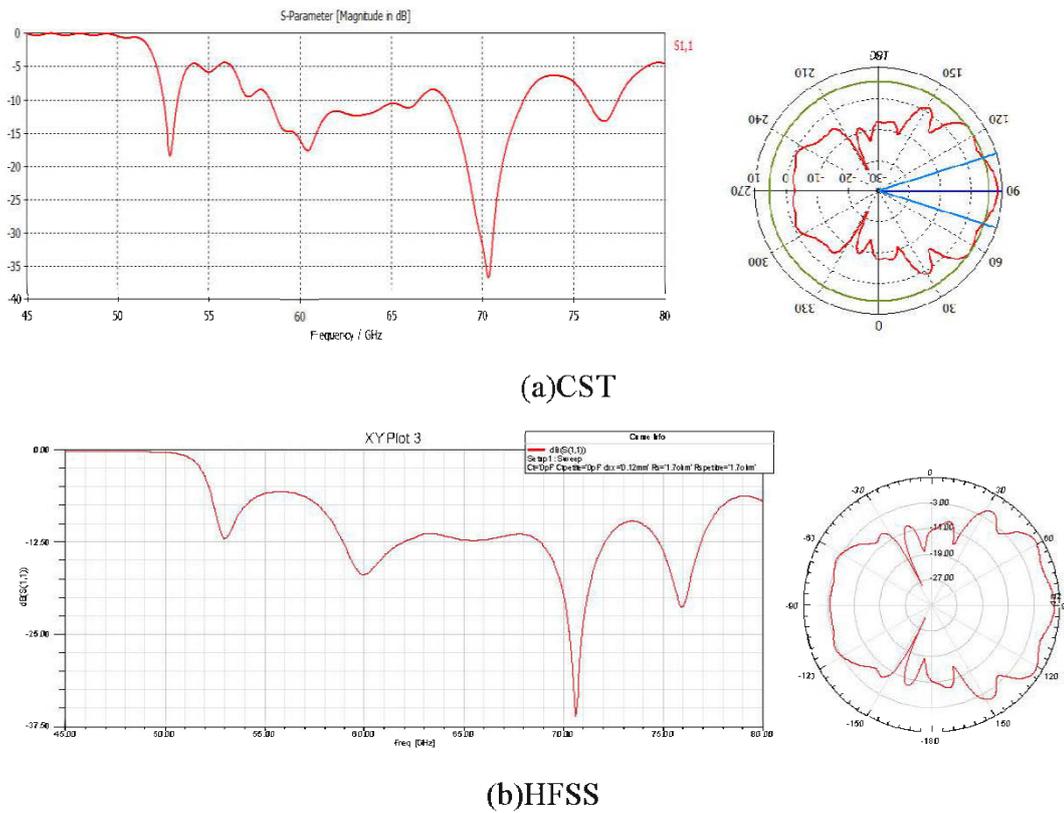


Figure 6-14. Résultat de simulation pour la petite ouverture active.

La figure 6-14 représente les résultats de simulation avec HFSS et CST en termes de coefficient de réflexion S_{11} et du diagramme de rayonnement pour la petite ouverture sélectionnée, c'est à dire lorsque toutes les diodes sont à l'état passant.

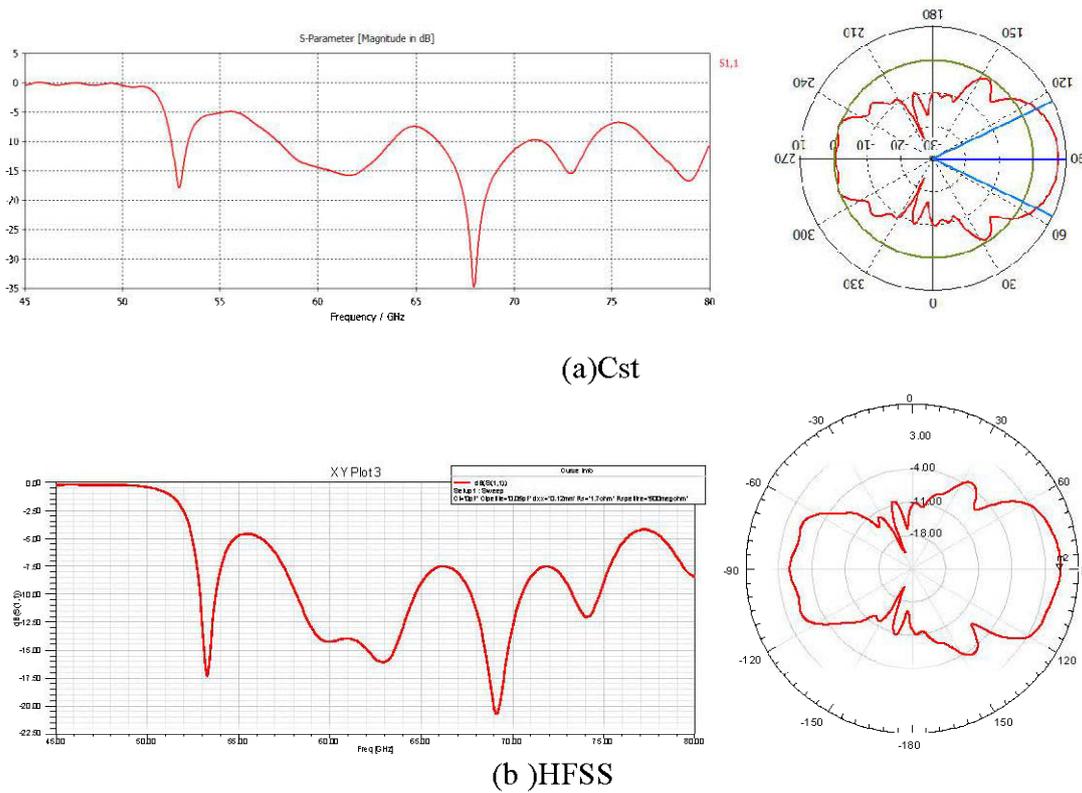


Figure 6- 15. Résultat de simulation pour la moyenne ouverture active.

La figure 6-15 représente les résultats des simulations avec HFSS et CST en termes de coefficient de réflexion S_{11} et du diagramme de rayonnement pour l'ouverture moyenne, c'est à dire lorsque toutes les diodes pour l'ouverture moyenne sont passantes, alors que celle pour la petite ouverture sont bloquées.

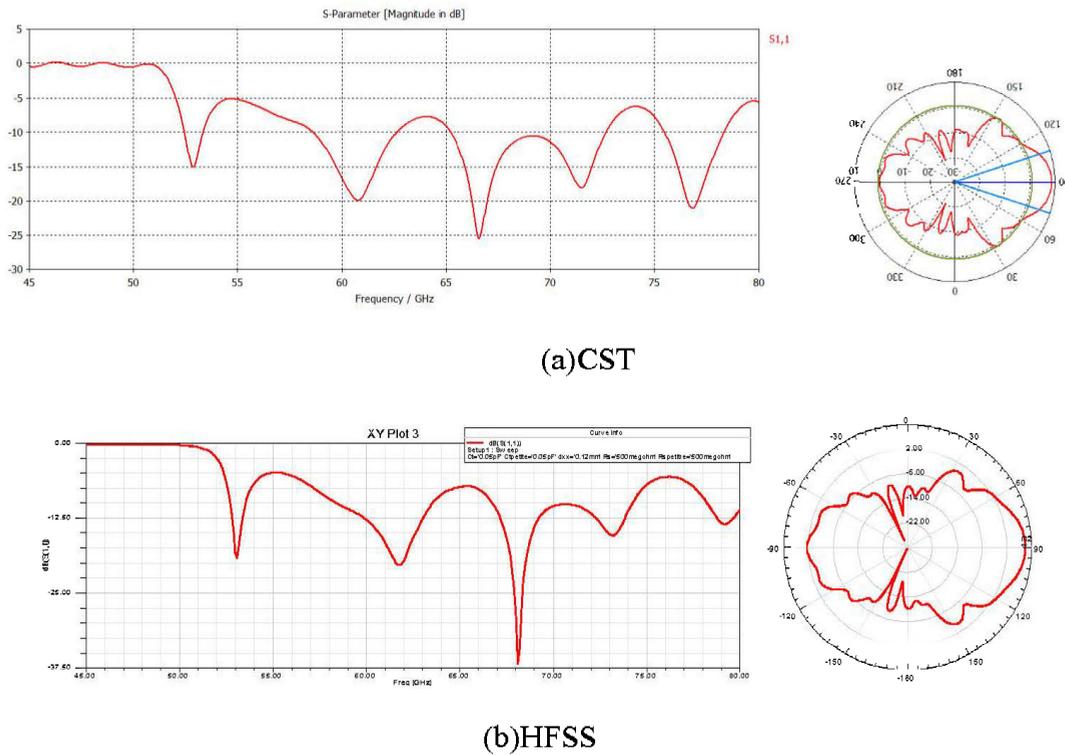


Figure 6- 16. Résultat de simulation pour la grande ouverture active.

La figure 6-16 représente les résultats des simulations avec HFSS et CST en termes de coefficient de réflexion S_{11} et du diagramme de rayonnement pour la grande ouverture sélectionnée c'est à dire lorsque toutes les diodes sont à l'état bloquées.

En analysant les résultats fournis par les trois dernières figures, on remarque que le gain augmente avec l'augmentation de l'ouverture. Cependant, la comparaison entre les résultats de simulation avec le logiciel HFSS et CST montre que les coefficients de réflexion et le diagramme de rayonnement prennent presque la même forme et offrent la même bande passante. Ceci rend nos résultats de simulation plus crédibles. Cependant, pour les valeurs de gain on trouve un écart presque de 1 dBi pour tous les états de fonctionnement. Par exemple le gain pour la petite ouverture est de 4.64 dBi avec CST alors qu'il est de 3.46dBi avec HFSS. De même pour la moyenne ouverture, on a une valeur de 7.39dBi avec CST et de 6.2 dBi avec HFSS. Pour la grande ouverture, le gain simulé est de 8.4dBi avec CST et de 7.96dBi avec HFSS. Cet écart peut s'expliquer par le fait que les deux logiciels reposent sur deux techniques de calcul différentes.

6.8 Conclusion

Malgré une bonne adaptation de l'antenne, notre solution reste encore limitée en termes de gain par rapport à une antenne cornet conventionnelle. Le gain est affecté à la fois par la technologie et les pertes introduites par les diodes. Ce qui explique le faible rendement de notre antenne. C'est pour cela que le choix du type des diodes affecte fortement les performances et les caractéristiques de l'antenne.

CONCLUSION

Les antennes cornet contrôlables fonctionnant à 60 GHz constituent une nouvelle classe d'antenne. Leur particularité provient de la flexibilité de changer les caractéristiques de rayonnement. Parmi les applications de ces antennes, ceux qui consistent à commander la puissance rayonnée par la modification du gain de l'antenne émettrice, par l'implémentation de l'algorithme MIMO-waterfiling.

Le but du travail de recherche que nous avons présenté consiste donc à concevoir une antenne SIW-cornet contrôlables, afin de proposer une méthode performante et moins coûteuse de la commande de la puissance émise. Nous avons divisé la structure en deux parties. La première est une partie RF et la deuxième est la partie commande. Nous avons utilisé CST/HFSS comme logiciels de simulation et nous avons aussi satisfait les contraintes imposées.

La conception d'une antenne SIW-cornet contrôlable a été très enrichissante. D'une part, elle nous a permis d'appliquer les connaissances acquises sur le logiciel HFSS et d'autre part, elle nous a donné la possibilité d'approfondir nos connaissances sur les diodes PIN (l'élément de contrôle) et leur modélisation.

Les résultats issus de notre étude offrent ainsi un support de travail efficace pour la conception des antennes reconfigurables. En effet, d'autres améliorations peuvent être ajoutées à la solution proposée par l'utilisation d'un réseau d'antenne reconfigurable. Il sera aussi possible de valider l'apport en performances d'un système de communication MIMO-waterfiling conventionnels à celle de MIMO-waterfiling avec des antennes reconfigurables. Il sera ainsi possible d'associer un réflecteur parabolique à notre structure et comparer ses performances par rapport aux résultats présentés dans la littérature.

REFERENCE

- [1] Chun-Ting Lin; Jyehong Chen; Po-Tsung Shih; Wen-Jr Jiang; Sien Chi, "Ultra-High Data-Rate 60 GHz Radio-Over-Fiber Systems Employing Optical Frequency Multiplication and OFDM Formats," *Lightwave Technology, Journal of* , vol.28, no.16, pp.2296,2306, Aug.15, 2010.
- [2] RAM RAMANATHAN. Antenna Beamforming and PowerControl for Ad Hoc Networks[Document Web]. Adresse Web:<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.64.1390&rep=rep1&type=pdf>(11 mars 2014).
- [3] Gary A. Wannagot, Angus MacQueen, Randall E. Cozzolino, Leslie J. Reading Variable gain and variable beamwidth antenna (the hinged antenna) Gary A. Wannagot,USA BREVET, 2002, US 2003/0122714 A1.
- [4] Nuttapol PRAYONGPUN (2009) Nuttapol PRAYONGPUN Modelisation et étude de la capacité du canal pour unsystème multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarization , UNIVERSIT'E JOSEPH FOURIER – GRENOBLE.
- [5] Ait Jilal, R.; Nedil, M.; Coulibaly, Y.; Denidni, T.A.; Ben Mabrouk, I.; Talbi, L., "Characterization of the MIMO channel for LTE standard in underground mine," *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.2777,2780, 3-8 July 2011.
- [6] Ben Mabrouk, I.; Talbi, L.; Nedil, M.; Hettak, K., "MIMO-UWB Channel Characterization Within an Underground Mine Gallery," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.60, no.10, pp.4866,4874, Oct. 2012.
- [7] Kraus, J.D., "Heinrich Hertz-theorist and experimenter," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.36, no.5, pp.824,829, May 1988.
- [8] L.Reynier . Liaisons hertziennes 3 – Antennes [Document Web]. Adresse Web:<http://www.louisreynier.com/fichiers/Liaison%20hertzienne%203.pdf>(11 mars 2014).
- [9] Robert BERRANGER. En présence de courant, l'antenne fait de la résistance. [Document Web]. Adresse Web: <http://blog.f6krk.org/wp-content/uploads/2011/12/Rayonnement-Directivite-Gain.pdf>(11 mars 2014) .
- [10] Alexandre Boyer. SUPPORT DE COURS ENONCE DE TRAVAUX DIRIGES[Document Web]. Adresse Web: http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct12.pdf(11 mars 2014).
- [11] Publitek European Editors.(25 août 2013) High-Speed 60 GHz Wireless Connectivity Finally Takes Off. [Document Web]. Adresse Web:<http://www.digikey.ca/ca/en/techzone/wireless/resources/articles/high-speed-60-ghz-wireless-finally-takes-off.html>(29 Janfier 2014).
- [12] Yong, S.-k. (2010) Introduction to 60GHz, in 60 GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN: From Theory to Practice (eds S.-K. (. Yong, P. Xia and A. Valdes-Garcia), John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK. doi: 10.1002/9780470972946.ch1.
- [13] Pallab Chatterjee . Wireless MIMO Driving RF Challenges [Document Web]. Adresse Web:<http://www.digikey.com/en>

- US/articles/techzone/2012/dec/wireless-mimo-driving-rf-challenges(11 mars 2014).
- [14] Liang Liu; Rui Zhang; Kee-Chaing Chua, "Wireless Information and Power Transfer: A Dynamic Power Splitting Approach," *Communications, IEEE Transactions on*, vol.61, no.9, pp.3990,4001, September 2013.
- [15] Payaró, M.; Mestre, X.; Perez-Neira, A.I.; Lagunas, M.-A., "Robust power allocation techniques for MIMO systems under modulus channel knowledge at the transmitter," *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005 IEEE 6th Workshop on*, vol., no., pp.690,694, 5-8 June 2005.
- [16] Palomar, D.P.; Fonollosa, J.R., "Practical algorithms for a family of waterfilling solutions," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol.53, no.2, pp.686,695, Feb 2005.
- [17] Payaró, M.; Mestre, X.; Perez-Neira, A.I.; Lagunas, M.-A., "Robust power allocation techniques for MIMO systems under modulus channel knowledge at the transmitter," *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005 IEEE 6th Workshop on*, vol., no., pp.690,694, 5-8 June 2005.
- [18] Michael Reyer. Optimum Resource Allocation [Document Web]. Adresse Web:<http://www.ti.rwth-aachen.de/research/OFDM/optRA.php>(11 mars 2014).
- [19] Electrosmog.info. HF : Puissances - niveaux d'exposition - Normes - 0,6V/m [Document Web]. Adresse Web:<http://www.electrosmog.info/IMG/pdf/Normes-HF.pdf>(11 mars 2014).
- [20] Enow Tanjong. Modeling the Installed Performance of Antennas in a Ship Topside Environment [Document Web]. Adresse Web:https://www.cst.com/Content/Events/Event_item_1731/CST_Installed_performance.pdf(11 mars 2014).
- [21] CST MICROWAVE STUDIO 2010- Workflow and Solver Overview [Document Web]. Adresse Web:http://eee.guc.edu.eg/Courses/Communications/COMM905%20Advanced%20Communication%20Lab/MWS_Tutorials.pdf(11 mars 2014).
- [22] ANSYS Inc • Southpointe • 275 Technology Drive • Canonsburg, PA 15317. user's guide – Maxwell 3D [Document Web]. Adresse Web:<http://www.mae.ncsu.edu/buckner/courses/mae535/Maxwell3D.pdf> (11 mars 2014).
- [23] PROPAGATION GUIDÉE DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES. [Document Web]. Adresse Web:http://alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM_guidees.pdf(11 mars 2014).
- [24] Chapitre 19 : Propagation Guidée . [Document Web]. Adresse Web:<http://melusine.eu.org/syracuse/immae/mp/physique-chimie/electromagnetisme/19.pdf>(11 mars 2014).
- [25] Bozzi, M.; Georgiadis, A.; Wu, K., "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol.5, no.8, pp.909,920, June 6 2011doi: 10.1049/iet-map.2010.0463.
- [26] Daniels, R.C., Heath, R.W.: '60 GHz wireless communications:emerging requirements and design recommendations', *IEEE Veh. Technol. Mag.*, 2007, 2, (3), pp. 41–50.

- [27] Daniels, R.C., Heath, R.W.: ‘60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommendations’, *IEEE Veh. Technol. Mag.*, 2007, 2, (3), pp. 41–50.
- [28] Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., Conciauro, G.: ‘Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide’, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2002, 12, (9), pp. 333–335.
- [29] Grigoropoulos, N., Izquierdo, B.S., Young, P.R.: ‘Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters’, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2005, 15, (12), pp. 829–831.
- [30] Lai, Q., Fumeaux, Ch., Hong, W., Vahldieck, R.: ‘Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2009, MTT-57, pp. 1996–2004.
- [31] Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K.: ‘Modeling of conductor, dielectric and radiation losses in substrate integrated waveguide by the boundary integral-resonant mode expansion method’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, 56, (12), pp. 3153–3161.
- [32] Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K.: ‘Modeling of conductor, dielectric and radiation losses in substrate integrated waveguide by the boundary integral-resonant mode expansion method’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, 56, (12), pp. 3153–3161.
- [33] Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K.: ‘Modeling of losses in substrate integrated waveguide by boundary integral-resonant mode expansion method’. *IEEE Int. Microwave Symp. (IMS 2008) Digest*, Atlanta, GA, 2008, pp. 515–518.
- [34] Bozzi, M., Pasian, M., Perregrini, L., Wu, K.: ‘On the losses in substrate integrated waveguides and cavities’, *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, 2009, 1, (5), pp. 395–401.
- [35] Bozzi, M., Pasian, M., Perregrini, L., Wu, K.: ‘On the losses in substrate integrated waveguides and cavities’, *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, 2009, 1, (5), pp. 395–401.
- [36] Chen, X.-P., Wu, K.: ‘Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, 56, (1), pp. 142–149.
- [37] Choi, S.T., Yang, K.S., Tokuda, K., Kim, Y.H.: ‘A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition’, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2004, 14, (12), pp. 545–547.
- [38] Deslandes, D., Wu, K.: ‘Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2003, 51, (2), pp. 593–596.
- [39] Tang, H.J., Hong, W., Hao, Z.C., Chen, J.X., Wu, K.: ‘Optimal design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters’, *Electron. Lett.*, 2005, 41, (19), pp. 1068–1069.
- [40] Deslandes, D., Wu, K.: ‘Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2005, 53, (8), pp. 2487–2494.
- [41] Deslandes, D., Wu, K.: ‘Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form’, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2001, 11, (2), pp. 68–70.

- [42] Deslandes, D.: 'Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions'. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, Anaheim, CA, USA, 23–28 May 2010, pp. 704–707.
- [43] Yan, L., Hong, W., Hua, G., Chen, J., Wu, K., Cui, T.J.: 'Simulation and experiment on SIW slot array antennas', IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 2004, 14, (9), pp. 446–448.
- [44] Juhua Liu, Xihui Tang, Yuanxin Li, Yunliang Long: 'Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna With H-Shaped Slots'. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on., Aug. 2012,(8),pp 3962 – 3967.
- [45] Xu, F., Wu, K., Zhang, X.: 'Periodic leaky-wave antenna for millimeter wave applications based on substrate integrated waveguide', IEEE Trans. Antennas Propag., 2010, 58, (2), pp. 340–347.
- [46] Luo, G.Q., Hu, Z.F., Dong, L.X., Sun, L.L.: 'Planar slot antenna backed by substrate integrated waveguide cavity', IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., 2008, 7, pp. 236–239.
- [47] Ranade, S.R.; Nair, D.U.: 'Design of a substrate integrated waveguide H plane Horn antenna on a PTFE substrate for automotive radar application', 2011, pp.1-4.
- [48] Wang, H., Fang, D.-G., Zhang, B., Che, W.-Q.: 'Dielectric loaded substrate integrated waveguide (SIW) – plane horn antennas', IEEE Trans. Antennas Propag., 2010, 58, (3), pp. 640–647.
- [49] Iigusa, K.; Li, K.; Sato, K.; Harada, H.: 'Gain Enhancement of H-plane Sectoral Post-Wall Horn Antenna by Connecting Tapered Slots for Millimeter-Wave Communication' Antennas and Propagation, IEEE Transactions on., 2012, pp.1.
- [50] J.E. Rayas-Sanchez, and V. Gutiérrez-Ayala, "A general EM-based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions", in 38th European Microwave Conf. Proc., pp. 983–986, 2008.
- [51] Sellal, K., Talbi, L., Nedil, M.: 'Design and implementation of a controllable phase shifter using substrate integrated waveguide' Microwaves, Antennas & Propagation, IET., 2012, (6), pp. 1090 – 1094.
- [52] Haupt, R.L.; Lanagan, M., "Reconfigurable Antennas," Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol.55, no.1, pp.49,61, Feb. 2013.
- [53] Jaco Verpoorte, Pieter Jorna, Adriaan Hulzinga, Harmen Schippers. Smart Antennas in Aerospace Applications Workshop on Smart Antennas April 22, NLR Amsterdam [Document Web]. Adresse Web:http://sites.ieee.org/beneluxcomvt/files/2012/02/IEEEWorkshop_Verpoorte.pdf (11 mars 2014).
- [54] Sonia Sharma, Monish Gupta, C.C. Tripathi. Reconfigurable Antennae: A Review [Document Web]. Adresse Web: <http://www.iject.org/vol2issue3/sonia.pdf> (11 mars 2014).
- [55] Y. Kuga, J. Cha, J. A. Ritcey, and T. Kajiya, "Mechanically steerable antennas using dielectric phase shifters," in IEEE Antennas Propag. Soc. Int Symp. Dig., Monterey, CA, Jun. 20–24, 2004, vol. 1, pp. 161–164.

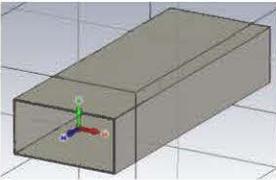
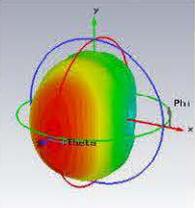
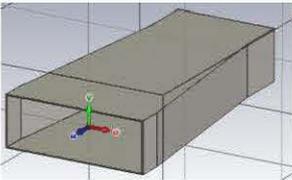
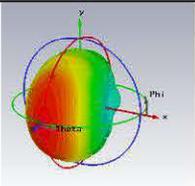
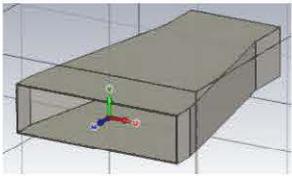
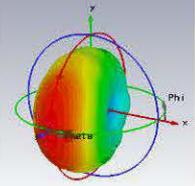
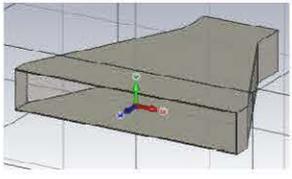
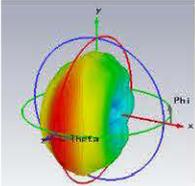
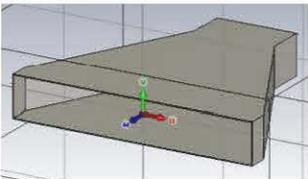
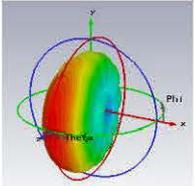
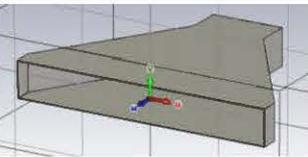
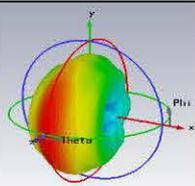
- [56] A. D. Olver and J. U. I. Syed, "Variable beamwidth reflector antenna by feed defocusing," *Proc. Inst. Elect. Eng. Microw. Antennas Propag.*, vol. 142, no. 5, pp. 394–398, Oct. 1995.
- [57] CSTworld. Reconfigurable Antenna Simulation [Document Web]. Adresse Web:<http://www.youtube.com/watch?v=oTSsFJ35YVQ>(11 mars 2014).
- [58] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Patch antenna with switchable slots (PASS) in wireless communication: Concepts, designs, and applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 2, Apr. 2005.
- [59] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, and J. C. Vardaxoglou, "Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconductive switches," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 449–454, Feb. 2006.
- [60] G. Ruvio, M. J. Ammann, and Z. Chen, "Wideband reconfigurable rolled planar monopole antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 6, pp. 1760–1767, June 2007.
- [61] G.Y. Chen and J.S. Sun, "Design of flexible printed antenna", *Electronics Letters*, Vol. 40, No. 17, 19th August 2004.
- [62] Y. Tawk, J. Costantine, K. Avery, and C. G. Christodoulou, "Implementation of a cognitive radio front-end using rotatable controlled reconfigurable antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 12, Dec. 2008.
- [63] L. Liu and R. J. Langley, "Liquid crystal tunable microstrip patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 20, pp. 1179–1180, Sep. 2008.
- [64] W. Hu, M. Y. Ismail, R. Cahill, J. A. Encinar, V. Fusco, H. S. Gamble, D. Linton, R. Dickie, N. Grant, and S. P. Rea, "Liquid-crystal-based reflectarray antenna with electronically switchable monopulse patterns," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 14, Jul. 2007.
- [65] E. Nishiyama, and M. Aikawa, "Polarization Controllable Microstrip Antenna using Beam Lead PIN Diodes," *Asia-Pacific Microwave Conf. Proc.*, Dec. 2006, pp. 77-80.
- [66] E. Nishiyama, R. Hisadomi, and M. Aikawa, "Beam controllable microstrip antenna with switching diode," in *Proc. 2006 IEEE AP-S Int. Symp.*, Albuquerque, NM, Jul. 2006, pp. 2337–2340.
- [67] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "A Compact Dual Band Circularly Polarized Antenna Design For Mars Rover Mission," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest*, 3, June 22-27, 2003, pp. 858-861.
- [68] VAUDON Patrick . X : Antennes à ouverture [Document Web]. Adresse Web:<http://patrick.vaudon.pagesperso-orange.fr/ouverture.pdf>(11 mars 2014).
- [69] F. Giuppi, A. Georgiadis, A. Collado, M. Bozzi, and L. Perregrini, "Tunable SIWcavity backed active antenna oscillator," *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 15, pp. 1053–1055, 2010.
- [70] J. Liu, D. Jackson, and Y. Long, "Substrate integrated waveguide (SIW) leaky-wave antenna with transverse slots," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 1, pp. 20–29, Jan. 2012.
- [71] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits—A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," in *Proc. 6th Int. Symp. on Antennas and Propagation*, 2002, pp. 1–4.

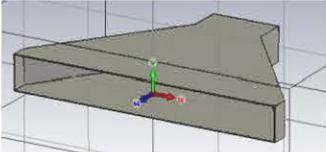
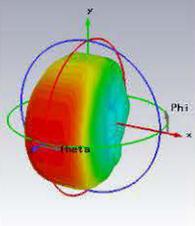
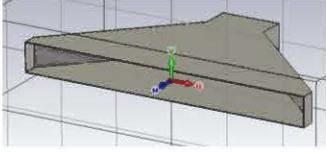
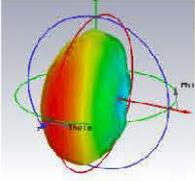
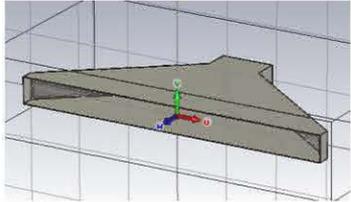
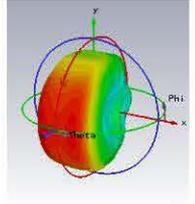
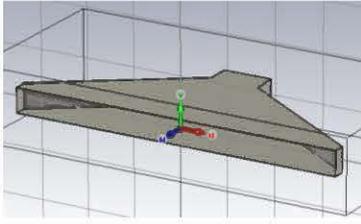
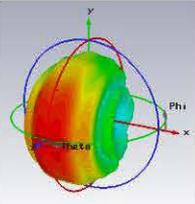
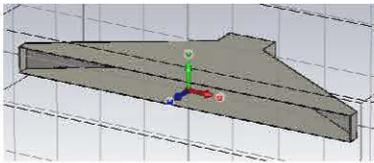
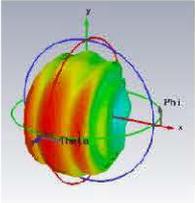
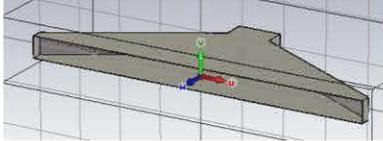
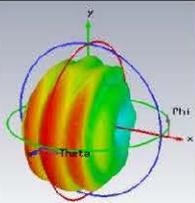
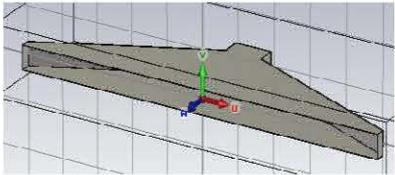
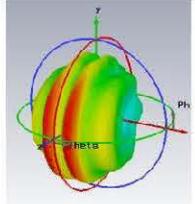
- Conf. Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, Oct. 2003, vol. 1.
- [72] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microw., Antennas Propag., IET*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, Jun. 2011.
- [73] R. Suga, H. Nakano, Y. Hirachi, J. Hirokawa, and M. Ando, "Costeffective 60-GHz antenna package with end-fire radiation for wireless file-transfer system," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 3989–3995, Dec. 2010.
- [74] X. Chen, W. Hong, T. Cui, J. Chen, and K. Wu, "Substrate integrated waveguide (SIW) linear phase filter," *IEEE Microw. Wireless. Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 787–789, Nov. 2005.
- [75] Z.-C. Hao, W. Hong, J.-X. Chen, X.-P. Chen, and K. Wu, "Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2968–2977, Sep. 2005.
- [76] Z. L. Li and K. Wu, "An new approach to integrated horn antenna," in *Proc. Int. Symp. Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, Jun. 2004, pp. 535–538.
- [77] Dominic Grenier (Hiver 2013) Laval Antenne et Propagation radio. [Document Web]. Adresse Web: http://w3.gel.ulaval.ca/~dgrenier/ap_notes-e.pdf(29 Janvier 2014) .
- [78] J. Tusamb, F. Kashibura. étude d'une antenne cornet pyramidal [Document Web]. Adresse Web: http://read.pudn.com/downloads168/doc/774600/antenne_final.pdf(29 Janvier 2014).
- [79] El-Nawawy, M. ; Allam, A.M.M.A. ; Ghoneima, M. "Design and fabrication of W-band SIW horn antenna using PCB process" *Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA), 2013 1st International Conference on* , 12-14 Feb. 2013.
- [80] Tsao, H.-Y., Yang, D.-H., Cheng, J.-C., Fu, J. S., and Lin, W.-P., "W-band SIW H-plane horn antenna development," *4th International High Speed Intelligent Communication Forum (HSIC)*, 1-3, 2012.
- [81] M. Yousefbeiki, A. A. Domenech, J. R. Mosig, and C. A. Fernandes, "Ku-band dielectric-loaded SIW horn for vertically-polarized multiselector antennas," in *Proc. 6th Eur. Conf. Antennas and Propagation (EUCAP)*, Mar. 2012, pp. 2367–2371.
- [82] Liege, Belgium (02 Jun. 2002). A Cardboard Horn for 802.11b. [Document Web]. Adresse Web: <http://www.seattlewireless.net/CardboardHorn/>(29 Janvier 2014).
- [83] Skynet.be (14jun2002) 802.11b Horn Antenna Designer [Document Web]. Adresse Web: <http://www.dxzone.com/cgi-bin/dir/jump2.cgi?ID=27031>(29 Janvier 2014) .
- [84] P-N Designs, Inc. (3 novembre 2012) Rectangular waveguide dimensions [Document Web]. Adresse Web: <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguidedimensions.cfm>(29 Janvier 2014).

- [85] Z. Li, X.-P. Chen, and K. Wu, "A surface mountable pyramidal horn antenna and transition to substrate integrated waveguide," in Proc. Int. Symp. Signals, Systems and Electronics, Feb. 2007, pp. 607–610.
- [86] A. R. Mallahzadeh and S. Esfandiarpour, "Wideband H-plane horn antenna based on ridge substrate integrated waveguide (RSIW)," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 85–88, 2012.
- [87] Xianming Qing ; Mei Sun ; Zhi Ning Chen, "140-GHz 2×2 SIW horn array on LTCC "Antennas and Propagation (APCAP), 2012 IEEE Asia-Pacific Conference on ,27-29 Aug. 2012 , pp 279 – 280.
- [88] Yousefbeiki, M.; Domenech, A.A.; Mosig, J.R.; Fernandes, C.A., "Ku-band dielectric-loaded SIW horn for vertically-polarized multi-sector antennas," *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on* , vol., no., pp.2367,2371, 26-30 March 2012
- [89] Microsemi Corporation (1998) THE PIN DIODE CIRCUIT DESIGNERS' HANDBOOK [Document Web]. Adresse Web: http://www.ieee.li/pdf/pin_diode_handbook.pdf(29 Janfier 2014).
- [90] Muguti, S. (2011). Substrate integrated waveguide horn slot antenna array. (Order No. 1501301, The University of Mississippi). ProQuest Dissertations and Theses, , 98. Retrieved from <http://search.proquest.com/docview/904127359?accountid=14721>. (904127359).
- [91] Esquius-Morote, M.; Fuchs, B.; Mosig, J.R., "A new type of printed Ku-band SIW horn antenna with enhanced performances," *Antennas and Propagation (ISAP), 2012 International Symposium on* , vol., no., pp.223,226, Oct. 29 2012-Nov. 2 2012.
- [92] Esquius-Morote, M.; Fuchs, B.; Zurcher, J.; Mosig, J.R., "A Printed Transition for Matching Improvement of SIW Horn Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.61, no.4, pp.1923,1930, April 2013.
- [93] Esquius-Morote, M.; Fuchs, B.; Zurcher, J.; Mosig, J.R., "Novel Thin and Compact H-Plane SIW Horn Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.61, no.6, pp.2911,2920, June 2013.
- [94] C.Yeh,D.Yang, T. Liu, J. Fu,K.Chin, J. Cheng,H.Chiu, andC.Kao, "MMIC compatibility study of SIW H-plane horn antenna," in Proc. Int. Conf.Microwave andMillimeterWave Technology (ICMMT), May 2010, pp. 933–936.
- [95] Fu, J.S., "Preliminary study of 60 GHz air-filled SIW H-plane horn antenna," *Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS), 2011 IEEE* , vol., no., pp.1,4, 12-14 Dec. 2011.
- [96] Han-Yu Tsao; Dong-Hua Yang; Jui-Ching Cheng; Fu, J.S.; Wen-Piao Lin, "W-band SIW H-plane horn antenna development," *High Speed Intelligent Communication Forum (HSIC), 2012 4th International* , vol., no., pp.1,3, 10-11 May 2012 .
- [97] Yeh, C.I.; Yang, D.H.; Liu, T.H.; Fu, J.S.; Chin, K.-S.; Cheng, J.C.; Chiu, H.C.; Kao, C.P., "MMIC compatibility study of SIW H-plane horn antenna," *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010 International Conference on* , vol., no., pp.933,936, 8-11 May 2010 .

- [98] H. Wang, D.-G. Fang, B. Zhang, and W.-Q. Che, "Dielectric loaded substrate integrated waveguide (SIW) H-plane horn antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 3, pp. 640–647, Mar. 2010.
- [99] Siew-Bee Yeap; Xianming Qing; Mei Sun; Zhi Ning Chen, "140-GHz 2×2 SIW horn array on LTCC," *Antennas and Propagation (APCAP), 2012 IEEE Asia-Pacific Conference on*, vol., no., pp.279,280, 27-29 Aug. 2012.
- [100] Mohd Fais ben Mansour,K. Solbach Dielectric lens for an H plan Waveguide horn antenna. [Document Web]. Adresse Web: http://hft.uni-duisburg-essen.de/arbeiten/Vortrag_Mansor_Mohd_Fais_Bin.pdf(28 Janfier 2014).
- [101] M/A-COM Technology Solutions. Flip Chip PIN Diode RoHS Compliant [Document Web]. Adresse Web: <https://www.macomtech.com/datasheets/MA4FCP305.pdf> (29 Janfier 2014).

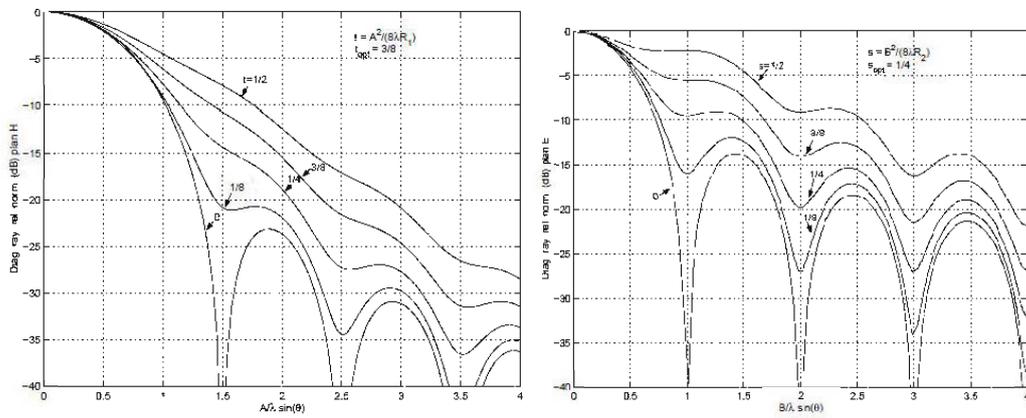
ANNEXE 1: CHANGEMENT DE DIAGRAMME EN FONCTION DE DIMENSION D'OUVERTURE.

design	Diagramme de rayonnement	directivité
		6.92 dBi
		7.74 dBi
		8.74 dBi
		9.63 dBi
		10.67 dBi
		9.59 dBi

		8.82 dBi
		9.99 dBi
		8 dBi
		7.78 dBi
		7.82 dBi
		8.45 dBi
		9.47 dBi

ANNEXE 2 : DIGRAMME DE RAYONNEMENT

NORMALISE : (A) PLAN H, (B) PLAN E



ANNEXE 3 : COURBE DE DIRECTIVITE UNIVERSELLE

(A) PLAN H , (B) PLAN E.

