

N° d'ordre :

Université de Saida- Dr. Moulay Tahar
Faculté Technologies

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat en Sciences

Filière : Electronique.

Spécialité : Electronique

Par :

KHAZINI MOHAMMED

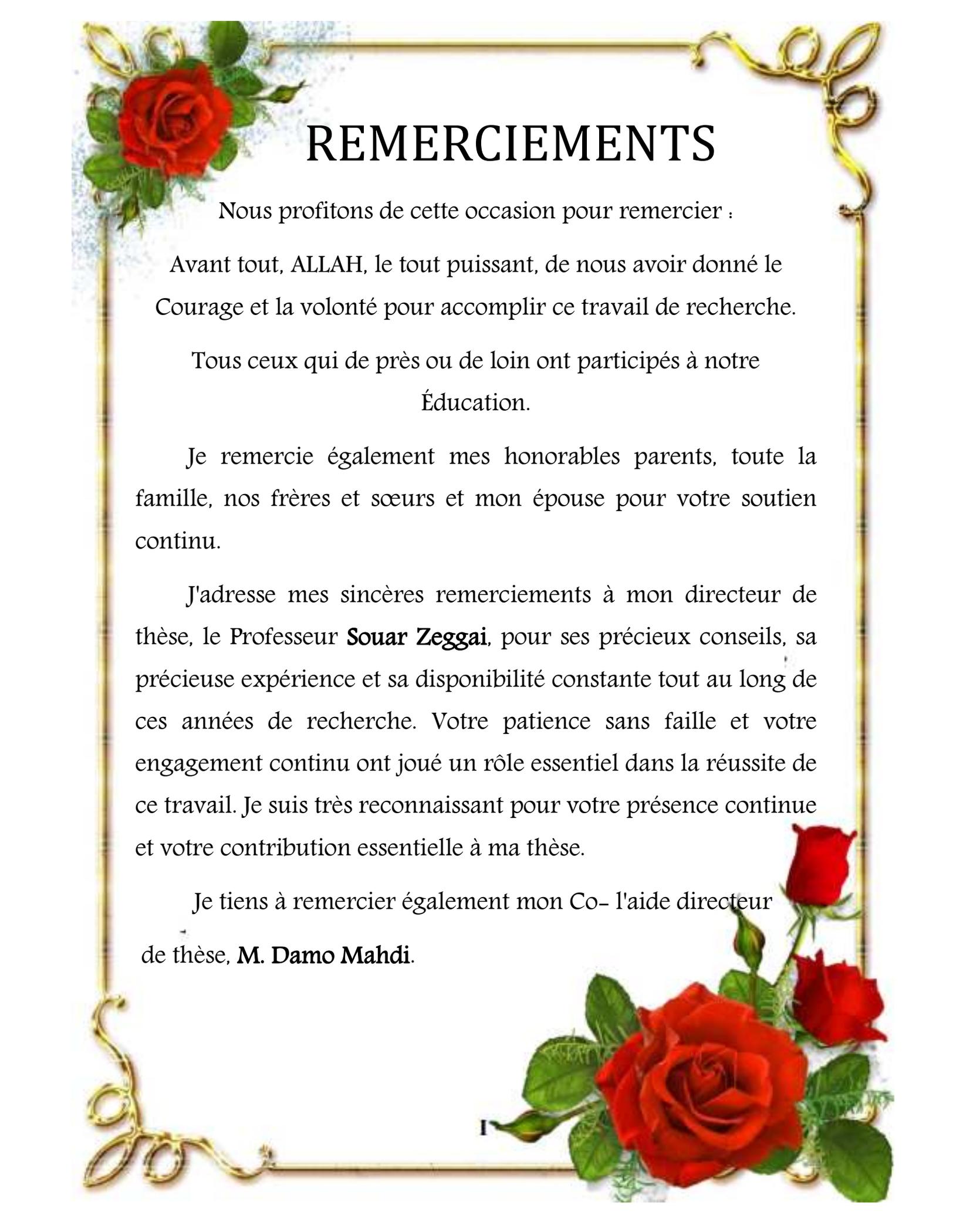
Thème :

Conception, Modélisation d'une antenne intelligente de Hautes Performances



Thèse soutenue le 07 /05/2025 .devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	MANSOURI Boualem	MCA	Université de Saida-Dr. Moulay Tahar	Président
02	SOUAR Zeggai	PROF	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Directeur de thèse
03	DAMOU Mehdi	MCA	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Co-directeur de thèse
04	HAMA Zouaoui	PROF	Université de Sidi Bel Abbes-Djilali Liabes	Examineur
05	KHABZAOUI Abdelkader	MCA	Université de Sidi Bel Abbes-Djilali Liabes	Examineur
06	BELKHEIR Mohammed	MCA	Université El Bayadh Nour El Bachir	Examineur



REMERCIEMENTS

Nous profitons de cette occasion pour remercier :

Avant tout, ALLAH, le tout puissant, de nous avoir donné le Courage et la volonté pour accomplir ce travail de recherche.

Tous ceux qui de près ou de loin ont participés à notre
Éducation.

Je remercie également mes honorables parents, toute la famille, nos frères et sœurs et mon épouse pour votre soutien continu.

J'adresse mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, le Professeur **Souar Zeggai**, pour ses précieux conseils, sa précieuse expérience et sa disponibilité constante tout au long de ces années de recherche. Votre patience sans faille et votre engagement continu ont joué un rôle essentiel dans la réussite de ce travail. Je suis très reconnaissant pour votre présence continue et votre contribution essentielle à ma thèse.

Je tiens à remercier également mon Co- l'aide directeur de thèse, **M. Damo Mahdi**.

Résumé

Les réseaux 4G utilisent principalement les ressources radio pour les communications mobiles grand public, le téléchargement de vidéos et l'utilisation d'applications mobiles ; cependant, afin d'élargir le spectre d'utilisation et la diversité des utilisateurs, de nombreux efforts de recherche et de nombreuses propositions commencent à émerger pour la mise en place d'un nouveau standard appelé 5G, qui vise des secteurs très variés.

Ce nouveau standard devra combiner plusieurs technologies pour répondre à ces problèmes, y compris la création d'un réseau Ultra-Dense afin d'obtenir une couverture plus dense, une résistance plus forte aux obstacles et une capacité de réseau accrue. La communication de cinquième génération et le domaine d'étude des antennes d'ondes millimétriques sont les sujets de notre recherche. Pour répondre au problème de la recherche, l'objectif suivant est généralement proposé : Installer des antennes dans la bande 30 GHz pour une utilisation potentielle en 5G.

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse ont présenté l'étude d'une seule antenne patch et réseaux d'antenne patch. Nous nous concentrerons sur la conception basée sur une petite taille à une fréquence de résonance de 30GHz. en utilisant le logiciel CST Microwave Studio (Méthode des éléments finis) et ADS (méthode des Moments) pour trouver les paramètres internes (les paramètres S, bande passante, ROS) et les caractéristiques externes (gain, directivité et modèle de rayonnement, efficacités). Afin d'augmenter le gain total de l'antenne et d'avoir une largeur de bande plus large et en profitant de la fonctionnalité de la superposition de rayonnement de plusieurs éléments rayonnant dans la même direction, nous suggérons la deuxième et la plus importante étape pour concevoir un pas le plus important à concevoir un réseau d'antenne patch .Sans outils de simulation comme CST Microwave Studio et ADS software, spécialisés et équipés de calcul numérique rapide et précis, exécuter et analyser le comportement d'appareils tels que les antennes n'est pas chose facile. Cela permet de gagner du temps et d'économiser du temps dans le processus de mise en œuvre.

Mots clés : Cinquième génération, antenne réseau. Antenne patch. Logiciel CST Microwave Studio, ADS (méthode de Moments). Les paramètres S, bande passante, ROS

ملخص:

تستخدم شبكات الجيل الرابع موارد الراديو بشكل أساسي للاتصالات المتنقلة للمستهلك وتنزيل الفيديو واستخدام تطبيقات الهاتف المحمول؛ ومع ذلك، من أجل توسيع نطاق الاستخدام وتنوع المستخدمين، بدأت العديد من الجهود البحثية والعديد من المقترحات في الظهور لتنفيذ معيار جديد يسمى الجيل الخامس G 5، والذي يستهدف قطاعات متنوعة للغاية.

سيتم على هذا المعيار الجديد الجمع بين العديد من التقنيات لمعالجة هذه المشكلات، بما في ذلك إنشاء شبكة فائقة الكثافة من أجل الحصول على تغطية أكثر كثافة ومقاومة أقوى للعبث وزيادة قدرة الشبكة على توليد الاتصالات من الدرجة الخامسة ومجال الدراسة هوائيات الموجات المليمترية هي موضوع بحثنا. ولمعالجة مشكلة البحث، تم اقتراح الهدف التالي بشكل عام: تركيب هوائيات في نطاق 30 جيجا هرتز لاستخدامها المحتمل في شبكات الجيل الخامس. قدم العمل الذي تم تنفيذه كجزء من هذه الأطروحة دراسة هوائي رقيقة واحد وشبكات هوائي رقيقة. سوف نركز على التصميم بناءً على الحجم الصغير بتردد الرنين 30 جيجا هرتز. باستخدام برنامج CST Microwave Studio (طريقة FEM و) ADS (طريقة Moments للعثور على المعلمات الداخلية) معاملات S، عرض النطاق الترددي، VSWR والخصائص الخارجية (نموذج الكسب والاتجاهية والإشعاع والكفاءات) من أجل زيادة إجمالي كسب الهوائي والحصول على عرض نطاق أوسع والاستفادة من وظيفة التراكب الإشعاعي لعدة عناصر تتسع في نفس الاتجاه. نقترح الخطوة الثانية والأكثر أهمية لتصميم الخطوة الأكثر أهمية لتصميم شبكة هوائي التصحيح بدون محاكاة أدوات مثل CST Microwave Studio وبرنامج ADS، المتخصصة والمجهزة بحسابات رقمية سريعة ودقيقة، ليس من السهل تشغيل وتحليل سلوك الأجهزة مثل الهوائيات. وهذا يوفر الوقت والجهد في عملية التنفيذ.

الكلمات المفتاحية: الجيل الخامس، هوائي المصفوفة، هوائي التصحيح. برنامج CST Microwave Studio، ADS (méthode Moments). قيم S، عرض النطاق الترددي، VSWR

Abstract:

4G networks mainly use radio resources for consumer mobile communications, video downloading and mobile application usage; however, in order to broaden the spectrum of use and the diversity of users, numerous research efforts and numerous proposals are beginning to emerge for the implementation of a new standard called 5G, which targets very varied sectors.

This new standard will have to combine several technologies to address these problems, including the creation of an Ultra-Dense network in order to obtain denser coverage, stronger resistance to obstacles and increased network capacity. Fifth-generation communication generation and the field of study of millimeter wave antennas are the subjects of our research. To address the research problem, the following objective is generally proposed: Install antennas in the 30 GHz band for potential use in 5G.

The work carried out as part of this thesis presented the study of a single patch antenna and patch antenna networks. We will focus on the design based on small size at 30GHz resonant frequency. Using CST Microwave Studio software (FEM method) and ADS (Moments method) to find internal parameters (S parameters, bandwidth, VSWR) and external characteristics (gain, directivity and radiation model, efficiencies). In order to increase the total gain of the antenna and have a wider bandwidth and taking advantage of the functionality of radiation superposition of several elements radiating in the same direction, we suggest the second and most important step to design a most important step to design a patch antenna network. Without simulation tools like CST Microwave Studio and ADS software, specialized and equipped with fast and precise numerical calculation, run and analyze the behavior of devices such as antennas is not an easy thing. This saves time and effort in the implementation process.

Keywords: Fifth generation, array antenna. Patch antenna. CST Microwave Studio software, ADS (Moments method). S parameters, bandwidth, VSWR

Table des Matières

Résumé

Table de matières

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Liste des abréviations

Liste des symboles

Introduction générale 01

Chapitre I : Etude analytique des Antennes ULB 5ieme Génération

I.1 Introduction 06

I.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande 06

I.3 Réglementation de l'utilisation de l'ULB à l'échelle mondiale 07

 I.3.1 Etats-Unis..... 08

 I.3.2 Europe 08

 I.3.3 Asie..... 09

I.4 Normes de transmission pour l'ULB 10

I.5 Modélisation de l'antenne ULB..... 12

I.6 Caractéristiques de la technologie ULB 14

 I.6.1. Types d'applications de l'Ultra Large Bande..... 16

 I.6.2. Critères spécifiques de performances 17

I.7 Transfert et Réponse Impulsionnelle 17

 1.7.1. Antenne à l'émission 17

 1.7.2. Antenne à la réception 18

I.8. Paramètres importants de l'antenne 19

 I.8.1 Largeur de bande en fréquence 20

 I.8.2. Diagramme de rayonnement 20

I.9 Types de structures rayonnantes 21

 I.9.1. Antennes monopoles 22

 I.9.2. Antennes directionnelles..... 23

 I.9.3. Antennes microruban 26

 I.9.4 Antenne papillon 26

I.10 Structures d'alimentation..... 27

I.11. Choix du type d'antenne pour le sondage de canal..... 29

I.12. Caractéristiques générales de la technologie 5G.....	31
I.13. Technologies mobiles de cinquième génération.....	33
I.13.1 Objectifs principaux de la technologie 5G	33
I.13.2. Avantages de la 5ieme génération.....	34
I.13.3. Inconvénients de la 5ieme génération.....	34
I.14. Différentes catégories d'usages de la 5G	35
I.15 Conclusion.....	36
Références bibliographiques du chapitre I	39

Chapitre II: Etude du réseau d'antennes large bande

II.1 Introduction.....	40
II.2 L'antenne en microruban imprimée.....	40
II.2.1. Fréquence de résonance.....	42
II.2.2. Bande passante.....	43
II.2.2.1 Bande passante définie en termes de rayonnement	44
II.2.2.2 Bande passante en termes de polarisation.....	44
II.2.2.3 Bande passante définie par l'impédance	44
II.2.3. Indice de qualité.....	45
II.3. Modèle Analytique d'une antenne microruban	46
II.3.1 Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban	46
II.3.2 Caractéristiques électriques.....	47
II.3.3. Caractéristiques des antennes miniatures.....	47
II.3.4 Choix du substrat.....	48
II.3.5 Alimentation des éléments rayonnants	48
II.3.6 Critères de choix d'une structure d'antenne.....	49
II.4 Antenne papillon optimisée.....	50
II.5 Paramètre ligne microruban	50
II.5.1 Mode de propagation.....	51
II.5.2 Paramètres de la ligne microruban en mode TEM quasi-statique	52
II.5.2.1 Caractéristique de l'impédance.....	52
II.5.2.2 Permittivité effective d'une ligne microruban	53
II.5.2.3 Longueur d'onde guidée	53
II.6 Affaiblissement d'une ligne microruban	53
II.6.1 Pertes dans les conducteurs	54

II.6.2 Pertes dans le diélectrique	54
II.7 Guide d'onde coplanaire.....	54
II.8 Etude de la transmission entre deux antennes Patch	55
II.8.1 Calcul de la zone de Fraunhofer	55
II.8.2 Avantages et inconvénients des antennes microrubans	56
II.8.3 Utilisation via une ligne de microrubans	57
II.9 Réseau d'antennes.....	57
II.9.1 Mise en réseau des sources étudiées.....	58
II.10 Analyse du réseau d'antennes.....	59
II.10.1 Réseau linéaire	59
II.10.2 Réseau bidimensionnel	62
II.10.3 Configuration d'excitation du réseau	64
II.11 Méthodes d'alimentation d'un réseau linéaire	64
II.11.1 Conception d'un diviseur de puissance	65
II.11.2 Diviseur d'impédance	66
II.12 Réseau parallèle d'excitation	66
II.12.1 Pointage dans l'axe.....	67
II.13 Conclusion.....	68
Références bibliographiques du chapitre II.....	69

Chapitre III : Modélisation théorique de la structure d'antenne

III.1 Introduction	72
III.2 Méthode des Moments	72
III.2.1 Descriptif de la méthode	72
III.3 Intégration en l'espace libre	73
III.3.1 Équation Intégrale du champ électrique	74
III.3.2 Equation du champ magnétique intégral	79
III.3.3 Formule hybride électrique-magnétique	78
III.4 Résolution par la méthode des moments	79
III.4.1 Technique de la méthode des moments.....	79
III.4.2 Application de la technique des moments	80
III.4.3 Conditions aux limites du courant	81
III.4.4 Calcul du champ rayonné	83
III.4.5 Sources d'excitation.....	83
III.5 Limites de la méthode des moments.....	85

III.6 Matrices de transfert TM et TE associées à une couche diélectrique.....	86
III.7 Fonctions de Green.....	88
III.7.1 Evaluation des fonctions de Green	91
III.8 Fonctions de Green pour différentes configurations	92
III.8.1 Fonction de Green pour une structure rectangulaire.....	93
III.8.2 Fonction de Green pour une structure triangulaire.....	93
III.8.3 Fonction de Green pour une structure circulaire	94
III.8.4 Fonction de Green pour une structure anneau.....	94
III.9 Avantages et inconvénients de cette méthode	95
III.10 Conclusion	96
Références bibliographiques du chapitre III.	97

Chapitre IV : Etude de la mise en réseau de l'antenne pour une application 5G

IV.1 Introduction	100
IV.2 La procédure de conception	100
IV.3 Critère de Choix de l'outil de caractérisation numérique	100
IV.4 Antenne patch rectangulaire	101
IV.4.1 Problématique au niveau de la bande passante d'une antenne patch.....	101
IV.4.2 Bande passante	102
IV.5 Etude d'une antenne patch à fente papillon	104
IV.5.1 Adaptation par ligne quart d'onde	106
IV.5.2 Influence du rayon de la fente	106
IV.5.3 Influence de la largeur de l'antenne patch.....	106
IV.6 Diagramme de rayonnement et le Gain	108
IV.6.1 L'efficacité	109
IV.6.2 Rapport d'onde stationnaire (ROS)	110
IV.6.3 Impédance d'entrée	111
IV.7 Réseaux linéaires à alimentation parallèle	111
IV.7.1 Structure de réseau 1x2 d'antenne proposée	112
IV.7.1.1 Coefficient de réflexion (S_{11})	113
IV.7.1.2 Diagramme de rayonnement	114
IV.7.1.3 Densité de courant	115
IV.7.1.4 Distribution du champ électrique et magnétique.....	115

IV.7.2 Structure de réseau 1x4 d'antenne proposée	116
IV.7.2.1 Coefficient de réflexion (S_{11}).....	116
IV.7.2.2 Diagramme de rayonnement	117
IV.7.3 Structure de réseau 2x4 d'antenne proposée.....	118
IV.7.3.1 Coefficient de réflexion (S_{11}).....	118
IV.7.3.2 Diagramme de rayonnement	119
IV.8 Comparaison des résultats	120
IV.9 Conclusion	121
Références bibliographiques du chapitre IV	123
Conclusion Générale.....	125
Annexe A.....	127
Annexe B	133

Liste des figures

I.1 : Signaux Ultra Large Bande	7
I.2 : Norme d'émission autorisée par la FCC en 2002 [2]	8
I.3 : Le masque de diffusion en Europe [2]	9
I.4 : Masque d'émission en Asie [5]	10
I.5:Modèle traditionnel du canal ULB [2]	13
I.6 : Circuits équivalents de l'antenne (transmission, réception) [2]	13
I.7 : Occupation du spectre radiofréquence	16
I.8: Configuration d'une antenne pour l'émission	17
I.9: Diagramme d'antenne pour la réception	18
I.10: Système utilisant deux antennes Tx /Rx	19
I.11: Structures Modifiées du Monopole rectangulaire [13].....	23
I.12: Diversité des Configurations d'Antennes à Fente (TSA) [13].....	24
I.13: Antenne antipodale Vivaldi créée dans [8]	24
I.14: Des antennes directionnelles planaires basées sur (a) technologie microruban,	25
(b) technologie CPW, (c) technologie coaxiale	
I.15: Monopole imprimé avec une forme de plan de masse [16]	25
I.16: Configuration standard de l'antenne microruban [17].....	26
I.17 Antenne papillon	26
I.18: Les structures d'alimentation des microrubans d'antenne [21].....	27
I.19: Différentes formes d'alimentation CPW [21]	28
I.20: Représentation schématique de l'évolution des communications cellulaires	32
II.1: Structure de base d'une antenne microruban.....	41
II.2 : Antenne patch rectangulaire.....	42
II.3 : Configuration du champ dans une antenne patch	42
II.4 : Longueurs du patch physique et électrique.....	43
II.5 : Structure d'une antenne patch alimentée par ligne micro-ruban [9]	46

II.7: Alimentation par une ligne microruban (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche	49
II.6 : Antenne papillon alimentée par une ligne microruban	50
II.7. Structure générale de la ligne microruban.	51
II.8. Circuits électriques et magnétiques dans une ligne microruban	52
II.9: Guide d'onde coplanaire associé à ses accès	55
II.10: Détail de la transition entre une ligne microruban et une ligne à fente	57
II.11 : Réseau linéaire d'antennes [26].....	59
II.12 : Antenne réseau bidimensionnel [26].....	62
II.13 : Techniques d'alimentation [26].	64
II.14 : Diviseur de Wilkinson en technologie microruban [31].	65
II.15 : Diviseur d'impédance en technologie microruban	66
II.16 : Réseau d'antennes bidimensionnelles	67
II.17 : Positionnement de la couche d'antennes par rapport à la couche d'alimentation. ...	67
II.18: Arborescence d'alimentation d'un sous-réseau de 2x4 éléments	68
III.1 : La méthode des moments.	73
III.2 : Condition Limite, fil fin.....	75
III.3 : Structure Surfactive	78
III.4 : Modèle de la source d'excitation.....	85
III.5: Rectangle métallique de longueur a et de largeur b.....	93
III.6: Composant planaire sous forme de triangle droit.....	93
III.7. Composant bidimensionnel de forme circulaire	94
III.8. Composant bidimensionnel de forme annulaire.....	95
IV.1: Techniques d'élargissement de la bande passante.....	102
IV.2 : Bande passante en fonction du rapport d'épaisseur du substrat	103
IV.3: Variation de la longueur du patch rectangulaire en fonction de la fréquence	104
IV.4: Structure de l'antenne patch alimentée par ligne microruban	105
IV.5 : Influence du rayon (R) de la fente sur la bande passante de l'antenne proposée.....	106

IV.6 : Influence de la largeur de la fente sur la bande passante de l'antenne proposée.	107
IV.7: Les résultats de simulation avec deux méthodes FEM et MoM.....	107
IV.8 : Diagrammes de rayonnement en 3D a 30GHz	108
IV.09 : Diagrammes de rayonnement polaire en 2D à 30GHz.....	109
IV.10 : Distribution champs électrique E et magnétique H de rayonnement en 2D à 30GHz	109
IV.11 : La variation ROS en fonction la fréquence	110
IV.12 : L'impédance d'entrée de l'antenne	111
IV.13 : Alimentation parallèle rayonnants par 3 étages de diviseurs de puissances.	112
IV.14 : Vue de dessus des deux antennes 1 x 2 sous (a) CST, (b) ADS.....	112
IV.15 : S_{11} (dB) en fonction de la fréquence.	113
IV.16 : Diagramme de Rayonnement (directivité, Gain) du réseau 1×2 à 30 GHz.....	114
IV.17 : Diagramme de Rayonnement polaire (directivité, Gain) du réseau 1×2 à 30 GHz	114
IV.18 : Distribution de courant de surface du réseau d'antenne proposé.	115
IV.19 : Distribution du champ électrique E et magnétique H à 30 GHz	115
IV.20 : Vue de dessus quatre antennes 1 x 4 sous (a) CST, (b) ADS.....	116
IV.21 : S_{11} (dB) en fonction de la fréquence du réseau 1 x 4 d'antenne proposé.....	116
IV.22 : Diagramme de Rayonnement 3D (directivité, Gain) du réseau 1×4 à 30.7 GHz...	117
IV.23 : Diagramme de Rayonnement polaire (directivité, Gain) (2D) du réseau 1×4 à 30 GHz	117
IV.24 : le Gain en fonction angle Thêta 2D du réseau 1×4 à 30 GHz.....	117
IV.25 : Vue de dessus des huit antennes 2 x 4 sous (a) CST, (b) ADS	118
IV.26 : S_{11} (dB) en fonction de la fréquence du réseau 4X2 d'antenne proposé.....	119
IV.27 : Diagramme de Rayonnement 3D (a)directivité, (b) Gain du réseau 2x4 à 30 GHz.....	119
IV.28 : Diagramme de Rayonnement polaire (directivité, Gain) (2D) du réseau 2x4 à 30 GHz.....	120
IV.29 : Antenne MIMO à ondes millimétriques pour la future 5G a 30GHz [11].	120

Liste des tableaux

I.1 : Classification fréquentielle des systèmes	06
I.2 : Classification des antennes planaires	30
I.3 : Caractéristiques spécifiques pour les différentes générations. [24]	32
I.4 : Performances du réseau 5G ciblées par le projet IMT-2020 [26]	35
III.1: Récapitulatif sur les méthodes numériques	96
IV.1 : Dimensions de l'antenne proposée	104
IV.2 : Equations de calculs des paramètres de l'antenne patch rectangulaire [37].	105
IV.3 : paramètres du réseau 1×2 d'antennes de patch	113
IV.4 : paramètres du réseau 1×4 d'antennes de patch	117
IV.5 : paramètres du réseau 2×4 d'antennes de patch	119
IV.6 : paramètres globaux du réseaux antennes de patch	121

Liste des Abréviations

LTE	Long Term Evolution
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunications
ECC	Electronic Communication Committee
CDMA	Code Division Multiple Access
CWSA	Constant Width Slot Antenna.
ETSI	European Technical Standard Institute
eMBB	Enhanced Mobile Broadband
FBW	Frequency bandwidth
FCC	Federal Communications Commission
IDA	Infcom Development Authority
IMT	International Mobile Telecommunications
IoT	Internet des objets
LTSA	Linear TSA
MIMO	Multi Input Multi Output
MBOA	Multi Band OFDM Alliance
MIC	Ministry of international affairs and communications
mMTC	Massive Machine Type Communications
TDMA	Time Division Multiple Access
TSA	Tapered Slot Antenna.
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
ULB	Ultra Large Bande
uRLLC	Ultra-Reliable and Low Latency
GSM	Global System for Mobiles
CDMA	Code Division Multiple Access.
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
LTE	Long Term Evolution
M2M	la communication de machine à machine

Introduction Générale

Introduction générale

La commercialisation de nombreux appareils de télécommunication a contribué au développement de nouveaux types d'antennes. Les clients utilisant ces appareils demandent de plus en plus des produits intelligents. Légers et peu coûteux. Les antennes microrubans répondent très bien à ces exigences. Elles possèdent également l'avantage de pouvoir se confondre avec à peu près n'importe quelles surfaces, elles sont relativement faciles à fabriquer et elles possèdent un profil bas, ce qui est un avantage au point de vue aérodynamique lorsqu'on pense aux antennes montées sur la carrosserie d'une voiture ou sur le fuselage d'un avion.

La cinquième génération de télécommunication mobile, également désignée par l'acronyme 5G, représente une avancée technologique majeure qui intègre de nouvelles fonctionnalités pour répondre aux exigences et défis futurs.

La "cinquième génération" (ou 5G) représente la dernière évolution des normes de communication sans fil, succédant à la 4G (LTE/WiMAX). Elle vise à offrir des vitesses de données plus élevées, une latence réduite, une fiabilité accrue et à prendre en charge une augmentation massive de la connectivité pour divers appareils au-delà des smartphones, y compris les appareils IoT et les véhicules autonomes.

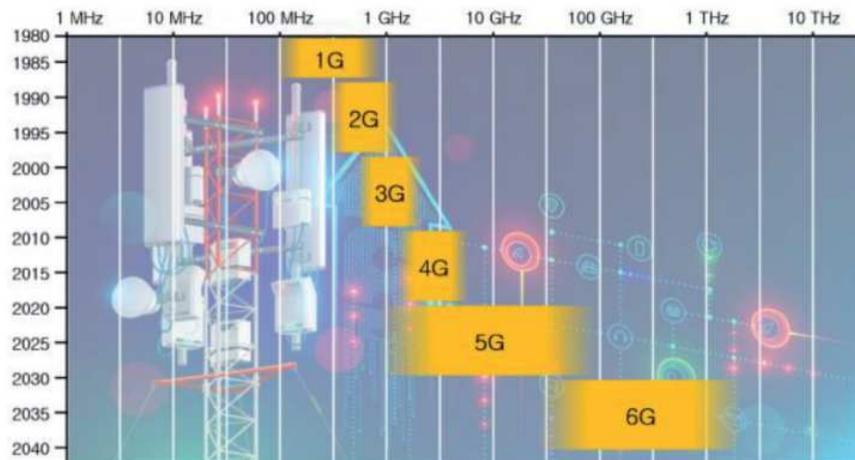


Figure.1: Spectre cellulaire mobile de 1G (1980) à 6G (prévu vers 2030) [1].

Par contre: les antennes microrubans possèdent de façon intrinsèque une faible largeur de bande et une efficacité relativement faible. Les applications prévues pour les futurs satellites de communication sont à 20 GHz et 30 GHz alors que des applications

terrestres utilisent déjà des fréquences centrées à 28 GHz. Parmi ces applications, on retrouve les LMCS (Local Multipoint Communications Systems) qui sont des liens de communication cellulaire large-bande offrant des services internet, vidéos, voix, données et multimédias.

Au cours des dernières décennies, on a pu constater une croissance significative dans le secteur des communications sans fil. Cette évolution est attribuable à l'augmentation de la demande de débit, à la mobilité des terminaux et à la saturation des ressources spectrales. Les anciens systèmes mobiles ne sont pas en mesure de répondre de manière optimale à ces exigences.



Figure.2: Architecture MIMO [2]

Le travail a pour objectif l'élaboration d'une nouvelle approche de réalisation microélectronique d'antenne rectangulaire ouverture à géométrie papillon et la maîtrise des techniques d'émission et de réception en Hyperfréquences.

L'objectif principal de cette thèse est d'analyser, de simuler et de concevoir des antennes adaptées aux besoins des applications 5G.

Le plan de la thèse

Cette thèse est divisée en quatre chapitres principaux et une conclusion générale. Il est exposé de la manière suivante :

Chapitre I: Etude analytique des Antennes large bande 5^{ème} Génération.

Chapitre II: Étude de la mise en réseau de l'antenne large bande.

Chapitre III: Modélisation théorique de la structure d'antenne.

Chapitre IV: Conception et simulation d'un réseau d'antenne pour une application 5G

Le premier chapitre traite de la technologie 5G. Nous débutons en exposant l'évolution des générations de technologies de télécommunications, pour ensuite présenter les objectifs de la 5G, son architecture, les fréquences qui lui sont attribuées, et enfin les diverses technologies associées à la 5G.

Le deuxième chapitre expose des informations générales concernant les antennes imprimées. Tout d'abord, la définition, les caractéristiques essentielles, ainsi que les avantages et inconvénients d'une antenne imprimée sont exposés. Ensuite, les techniques d'alimentation les plus couramment utilisées pour ce type d'antenne sont exposées. En dernier lieu, nous exposons les diverses méthodes d'adaptation.

Le troisième chapitre, nous allons établir les différentes équations intégrales qui régissent les antennes. En partant des équations de Maxwell, nous définissons les potentiels vecteur et scalaire et nous établirons les équations de Pocklington et d'Hallen[3]. Vu la complexité de leur résolution, nous faisons appel à une méthode numérique qui est la méthode des moments que nous allons appliquer en tenant compte des types d'excitations utilisées. La présentation de la méthode des moments (MOM) qui est une méthode de résolution numérique ainsi que les étapes de sa mise en œuvre

La quatrième section de ce chapitre sera consacrée à l'élaboration d'une antenne destinée aux fréquences de 26 et 46 GHz, en vue des applications liées à la 5G., ainsi que les paramètres externes, qui comprennent le gain, la directivité et le modèle de rayonnement. Nous utiliserons le logiciel CST Microwave Studio (FEM) et ADS l'Advanced Design System (MoM).

Pour chaque antenne élaborée, une analyse paramétrique sera réalisée afin de comprendre et de mettre en lumière l'impact des différents paramètres, en vue de les optimiser et de parvenir à une structure finale de haute performance.

En conclusion, cette thèse se clôture par une synthèse générale.

Références Bibliographiques

- [1] Lee J, Kim H, Oh J. Large-Aperture Metamaterial Lens Antenna for MultiLayer MIMO Transmission for 6G. IEEE Access. 8 Feb 2022; 10:20486-20495
- [2] Sharawi MS. Printed MIMO antenna engineering. Norwood, MA, USA: Artech House; 2014. p. 328. ISBN: 9781608076819
- [3] Harrington, R.F. 1980. Origin and development of the Method of Moments for field computation. In: Applications of the Method of Moments to Electromagnetic Fields. Ed. Strait, B. J., SCEE Press, New York, Chap. 1.

CHAPITRE I

Etude analytique des Antennes ULB 5^{ieme} Génération

I.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'exposer les différentes antennes actuellement disponibles dotées de capacités d'adaptation à des plages de fréquences extrêmement larges. Nous abordons d'abord la technologie Ultra Large Bande (ULB) et ses caractéristiques principales. La propriété des antennes qui ne dépendent pas de la fréquence est qu'elles sont identiques à toutes les fréquences. Il est important d'étudier leur géométrie afin de garantir une performance constante sur plusieurs octaves.

Ensuite, nous aborderons certaines conceptions d'antennes basiques de forme évasée avec des caractéristiques large bande. Ces évolutions de dipôles simples sont utilisées en fonction de leur épaisseur, qu'est liée à leur largeur de bande passante. Il est possible d'obtenir des antennes ULB de type dipolaire. Les antennes à transition progressive seraient la dernière catégorie présentée.

Le nouveau standard 5G a des objectifs qui varient considérablement en fonction des catégories d'utilisation et des environnements de communication (intérieurs ou extérieurs aux bâtiments). Son intérêt réside davantage dans sa puissance en tant que système et fiable plutôt qu'à accroître les débits. Dans ce contexte, la première section de ce chapitre expose l'objectif de la 5G en comparaison avec les générations antérieures de réseaux mobiles. Cette section sera consacrée à l'exposition des diverses applications envisagées pour ce futur système de communication. Une fois les utilisateurs identifiés.

I.2. Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

La communauté scientifique n'a pas de normalisation officielle et convient qu'un signal est classé comme L'ULB se produit lorsque la bande passante (BP) est proportionnelle à la fréquence centrale (f_c), également appelée fraction de bande (FB), et dépasse 0.25. (Tableau I.1) [1].

Critère FB	FB	Type de système
$FB = \frac{Bp}{f_c}$ $Bp = f_{max} - f_{min}$ $f_c = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}$	$0 \leq FB < 0.01$	Bande Etroite
	$0.01 \leq FB < 0.25$	Large Bande
	$0.25 \leq FB$	Ultra Large Bande

Tableau I.1 : classification fréquentielle des systèmes

Pour un ensemble de fréquences englobant 300MHz - 3GHz, $FB=1.63$, ce qui correspond bien à un spectre ultra large bande. Ce spectre offre une largeur suffisante pour produire une résolution de 5,5 cm et une composante de basse fréquence adéquate pour traverser les obstacles tels que les écrans végétaux ou les cloisons.

Les signaux ULB se présentent sous deux formes :

- Les signaux à bande synthétique, qui sont composés de nombreux signaux de bandes plus étroites. Cela s'applique spécifiquement aux signaux "Step Frequency" ou "Frequency Modulated Continuous Wave".
- Une impulsion à court terme.

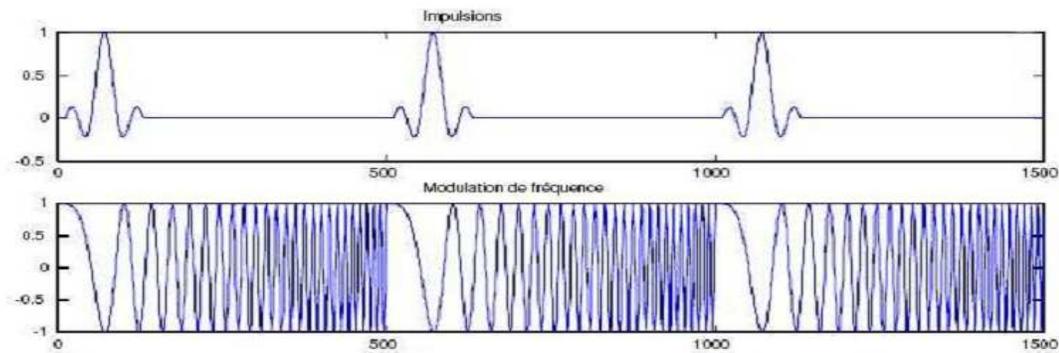


Figure I.1 : Signaux ultra large bande

Les deux techniques produisent presque le même spectre de rayonnement, mais les temps de traitement des signaux sont différents (figure I.1). Étant donné que la durée d'une bande synthétique de signal est plus étendue, voire continue, différents types d'architectures de radars d'imagerie sont brièvement présentés, leurs spectres de rayonnement pouvant couvrir la plage de fréquences de 300 MHz à 3 GHz est fournie dans la suite du paragraphe.

I.3. Réglementation de l'utilisation de l'ULB à l'échelle mondiale

Les systèmes ULB fonctionnent sur une bande passante très étendue. Cette bande fonctionne avec d'autres systèmes et utilisateurs de communications. Bien que ces signaux aient une puissance d'émission très faible, l'ULB doit toujours être conforme aux réglementations. En outre, l'absence de permis d'utilisation de la bande ULB est l'une des principales particularités de l'ULB. Cela facilite la création et l'accès libre au contenu. Néanmoins, les réglementations applicables aux signaux ULB

diffèrent selon la zone géographique. Par la suite, nous exposons les réglementations mondiales concernant l'ULB.

I.3.1. Etats-Unis

La FCC a établi le masque réglementaire de l'ULB aux Etats-Unis. La (figure I.2) présente le masque d'émission choisi par la FCC. Sur la bande 3.1GHz à 10.6GHz, les signaux peuvent être émis avec une puissance isotrope rayonnée moyenne maximale de -41,3 dBm/MHz dans les domaines des communications et de la localisation.

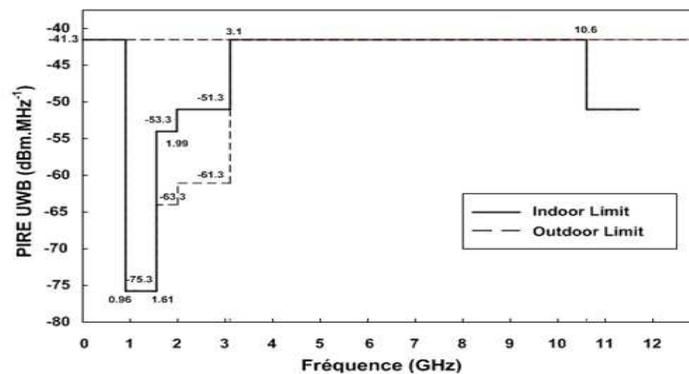


Figure I.2 : Norme d'émission autorisée par la FCC en 2002 [2].

I.3.2. Europe

En Europe, l'institution de certification de l'ULB est l'ETSI (Institut européen de normalisation en matière de technologie). Il collabore avec le CEPT (Conférence européenne des administrations des postes et des télécommunications), chargé d'évaluer l'impact des systèmes ULB sur les infrastructures existantes et de décider des réglementations du spectre [2]. Contrairement à la réglementation américaine, le CEPT a adopté une proposition plus contraignante en mars 2006[3].

Le masque d'émission préconisé par l'ECC (Comité des communications électroniques) est illustré dans la figure I.3. Cette première directive restreint l'émission des signaux ULB à la bande de 6 GHz à 8,5 GHz, avec une densité spectrale de puissance (DSP) de -41,3 dBm/MHz, sans recours à des techniques d'atténuation d'émission visant à protéger les systèmes environnants des perturbations. Toutefois, une autorisation spécifique a été accordée par l'ECC dans la bande de 4,2 GHz à 4,8 GHz,

qui permet aux dispositifs introduits avant le 31 décembre 2010 de produire des émissions à une plage de $-41,3$ dBm/MHz. Il est essentiel de vérifier la puissance des équipements ULB utilisés dans les véhicules ou les trains, en veillant à respecter une marge de 12 dB par rapport à la puissance maximale autorisée dans les bandes de 4,2 GHz à 4,8 GHz et de 6 GHz à 8,5 GHz. En cas de non-respect de cette réglementation, la puissance des véhicules à bord est limitée à $-51,3$ dBm/MHz [4]. En ce qui concerne les mécanismes de restriction, leur objectif est d'assurer la coexistence harmonieuse des systèmes ULB combinés à d'autres systèmes de radio tels que le WiMAX ou la 4G.

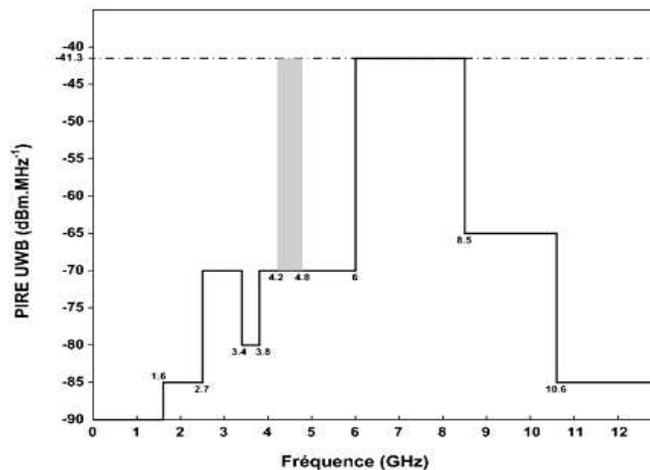


Figure I.3 : Le masque de diffusion en Europe [2].

I.3.3 Asie

En 2006, le MIC (Ministry of International Affairs and Communications) du Japon a suggéré l'émission de signaux ULB sans contrainte de licence en Asie. Tout comme la FCC, une réglementation autorise l'émission des équipements ULB à $-41,3$ dBm/MHz. Le masque d'émission au Japon est illustré à la figure I.4. En utilisant certaines des méthodes de réduction utilisées en Europe pour la bande 3,4 GHz à 4,8 GHz, le Japon a suivi le modèle européen. Une "approche phasée" a également été utilisée sur la bande 4,2 GHz-4,8 GHz, tout comme en Europe. Jusqu'en 2008, grâce à cette approche, une première génération d'équipements a été introduite et commercialisée sans nécessiter l'utilisation d'équipements de méthode de prévention [5]. Finalement, à Singapour, l'IDA (Infcomm Development Authority) est responsable de l'établissement des normes pour le masque de protection des équipements ULB. En février 2003, l'IDA établit une zone géographique spécifiquement consacrée à la

recherche sur l'ULB. Les systèmes dans cette bande de 2.2 GHz à 10.6 GHz les émissions sont de 6 dB supérieures à la limite de la FCC. Ces recherches visent à encourager l'étude des perturbations causées par l'ULB dans d'autres systèmes. Cela permet d'établir les limites appropriées à la puissance d'émission ULB. Il convient de souligner que les réglementations mises en place par l'Europe, les États-Unis et l'Asie utilisent une bande commune, allant de 7.25 GHz à 8.5 GHz, sans aucune méthode de réduction, ce qui entraînera à terme la migration totale des systèmes d'un continent à l'autre.

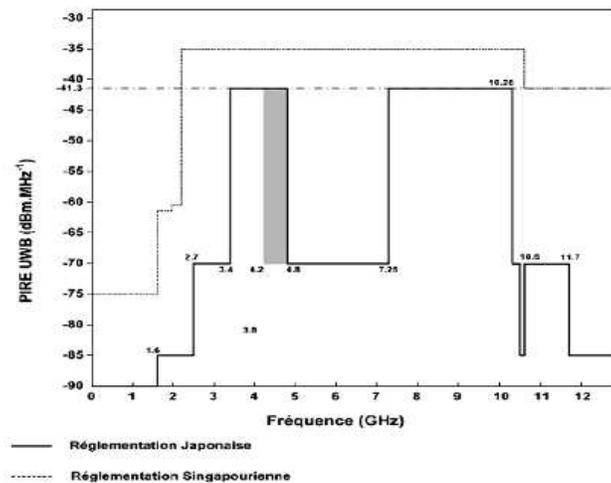


Figure I.4 : Masque d'émission en Asie [5].

I.4. Normes de transmission pour l'ULB

L'avancement d'une technologie innovante pour la marche. Soulève de nombreuses considérations. Les acteurs impliqués doivent décider s'ils veulent fabriquer et commercialiser les produits eux-mêmes ou s'ils préfèrent s'associer à d'autres entreprises pour produire selon les normes et standards déjà en place sur le marché. Souvent, cette évolution nécessite la modification ou la mise en place de nouveaux standards. L'IEEE, en tant qu'organisme de normalisation, joue un rôle crucial dans l'établissement de réglementations comme le Wifi et le FireWire pour le secteur de l'électronique grand public. Aux États-Unis, dès 2002, une démarche de normalisation a été mise en place selon les exigences de la norme IEEE 802.15.3a, en même temps que le processus normatif. Pour élaborer un nouveau concept de couche physique adapté aux applications haut débit à courte portée, le groupe d'étude de la norme 802.15.3a a été formé sous l'égide de l'IEEE.

Ce groupe vise à élaborer une norme pour les applications multimédias offrant un débit pouvant atteindre 480 Mbits/s. Il inclut aussi l'évaluation du modèle de propagation du canal qui devrait être employé pour évaluer un système ULB. La principale ambition de ce groupe d'étude est de présenter une couche physique à haut débit en tant qu'alternative à celle qui est approuvée dans la norme 802.15.3. Les caractéristiques principales de cette couche physique innovante sont les suivantes :

- La compatibilité avec toutes les normes IEEE 802 courantes.
- Un débit doit dépasser 100 Mbits/s pour les applications destinées au grand public.
- Une résistance solide aux multiples trajets.
- Adoption d'une partie supplémentaire du spectre non licenciée pour les applications WPAN à haut débit.

À partir de juin 2003, le MBOA (Multi Band OFDM Alliance) SIG a été établi afin de rassembler la plupart des grandes entreprises électroniques (Intel, Nokia, HP, Philips...) [6] pour encourager la mise en place de la technologie "multi-bande" auprès de l'IEEE. En 2004, les partisans de l'application "impulsionnelle" se regroupent sous le nom d'ULB Forum 7 et comprennent Motorola, certaines PME de pointe (Pulse Link, Aether Wire) et plusieurs établissements universitaires de recherche. Ceci est dû au fait que le mode impulsif est plus proche de l'origine de la technologie. Avec l'avènement de la télévision haute définition (HDTV) et la nécessité de transmettre simultanément à des débits dépassant les 110 Mbits/s, un groupe de travail IEEE 802.15.3a a été constitué pour étudier une autre couche physique qui permet d'atteindre des débits. La technologie ULB offre des vitesses très élevées de 480 Mbit/s. Les premières idées formulées par ce groupe sont apparues au début de l'année 2003, principalement axées sur la cohérence des actions lors de la réception. Suite à une sélection approfondie, seules deux solutions, qui n'ont pas été intégrées dans la norme, coexistent.

La première solution, connue sous le nom de "CDMA" impulsionnel, assure des transmissions à haut débit en accroissant la fréquence des impulsions lors de l'émission. En utilisant une durée d'étalement du canal plus longue que la période de répétition pour chaque sous-bande, la seconde, qui repose sur le principe de multi-bandes, évite les éventuels conflits entre les symboles. Un changement de fréquence rend plus facile l'utilisation des sous-bandes. Rapidement, l'OFDM a remplacé cette solution en

favorisant l'émission simultanée de signaux sur des fréquences parallèles, ce qui nécessite l'utilisation de la bande disponible.

En août 2004, une nouvelle version du standard 802.15.4a a été proposée, qui était moins exigeante et moins rigoureuse. Il permet une transmission avec des débits inférieurs à 2 Mbit/s. Il constitue également la norme pour les communications ULB avec des débits inférieurs. Le 802.15.4 offre une plus grande fiabilité dans les transmissions radio que celles autorisées par le standard 802.15.4 (basé sur le ZigBee), tout en autorisant des distances de portée allant jusqu'à 300 mètres.

De plus, il propose une gamme plus large de débits (allant de 50 kbit/s à 1 Mbit/s) et facilite l'utilisation pour les applications soumises à des contraintes financières et de consommation plus strictes. En règle générale, cette technologie est destinée aux utilisations impliquant une géolocalisation de petite taille (de quelques dizaines de centimètres).

I.5. Modélisation de l'antenne ULB

Les paramètres de conception classiques pour les systèmes ULB, tels que le gain et le coefficient de réflexion, sont fortement influencés par la fréquence. Par conséquent, des paramètres nouveaux Les paramètres doivent être établis afin de prendre en considération Le rayonnement temporel permet de mettre en lumière les conséquences de la variation de phase, en comparaison avec les réglages classiques des systèmes de bande étroite.

L'antenne ULB est habituellement perçue comme un système linéaire invariant, avec un processus de transfert ou une réponse impulsionnelle qui lui est liée. Le schéma suivant demeure souvent utilisé pour représenter le système de communication :

Expressions de la fonction de transfert analytique et de la réponse impulsionnelle associée : Le schéma suivant peut toujours être utilisé pour modéliser le système de communication [7] :

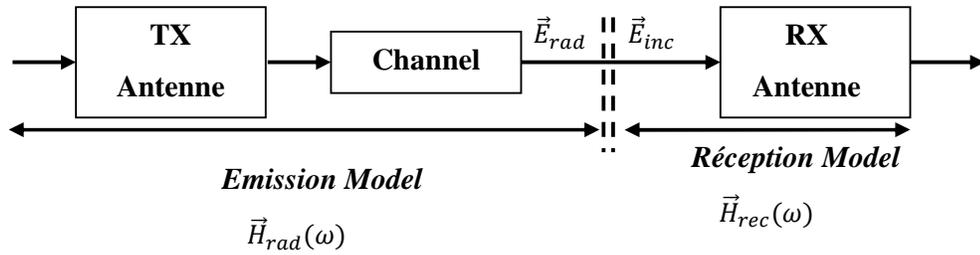


Figure. I.5: Modèle traditionnel du canal ULB [2]

La transmission de l'antenne émettrice est représentée dans le domaine fréquentiel par :

$$\vec{H}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) = \vec{E}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) / e(\omega) \tag{I.1}$$

avec $\vec{E}_{rad}(\omega, \theta, \varphi)$: le champ électrique rayonné vers le point spécifié par (θ, φ) , $e(\omega)$: C'est la source (tension ou courant...).

De même, la fonction de transfert de l'antenne réceptrice est :

$$\vec{H}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) = s(\omega) / \vec{E}_{inc}(\omega, \theta, \varphi) \tag{I.2}$$

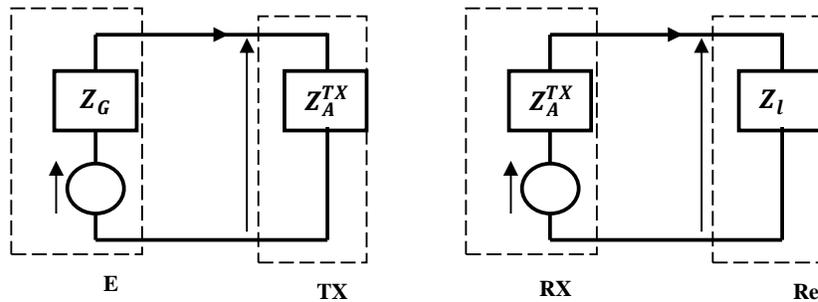


Figure I.6 : Circuits équivalents de l'antenne (transmission, réception) [2]

Le circuit équivalent de l'antenne en transmission est constitué d'un générateur Thevenin (V_G, Z_G) et l'impédance d'entrée Z_A^{TX} , est reçu par un autre générateur Thevenin (V_{oc}, Z_A^{TX}) et une charge d'impédance Z_L , avec V_{oc} qui est la tension lorsque l'antenne R_X est en circuit ouvert et Z_A^{RX} qui est son impédance d'entrée.

On peut écrire la fonction de transfert comme suit en utilisant En utilisant le modèle de la (figure I.6) et en prenant en compte que $e = V_G$, la fonction de transfert peut être écrite comme suit :

$$\vec{H}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) = j \frac{\omega}{c} \frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} Z_0 \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{H}_{etx}(\omega, \theta, \varphi) \quad (I.3)$$

avec $\vec{H}_{etx}(\omega, \theta, \varphi)$ qui est la longueur effective de l'émetteur TX, et d qui est la distance entre l'observateur et l'antenne.

Le résultat de la transformée de Fourier inverse est la réponse impulsionnelle obtenue, qui peut s'exprimer par :

$$\begin{aligned} \vec{H}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) &= \frac{1}{4\pi d c} \frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} Z_0 \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) \\ &\quad * \frac{d\vec{h}_{etx}(t, \theta, \varphi)}{dt} \quad (I.4) \end{aligned}$$

En raison du principe de réciprocité :

$$\begin{aligned} \vec{H}_{rec}(\omega, \theta, \varphi) &= \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} \vec{h}_{erx}(\omega, \theta, \varphi) \\ \Rightarrow \vec{h}_{rec}(t, \theta, \varphi) &= \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} * \vec{h}_{erx}(t, \theta, \varphi) \quad (I.5) \end{aligned}$$

Par conséquent, Il est possible de conclure que la fonction de transfert est liée à la longueur réelle. Les dimensions de :

$$\vec{H}_{rad}[m^{-1}]; \vec{h}_{rad}[m^{-1} \cdot s^{-1}]; \vec{H}_{rec}[m] \text{ et } \vec{h}_{rec}[m \cdot s^{-1}]$$

La distribution du courant peut être utilisée pour calculer la longueur effective :

$$\vec{h}(\omega, \theta, \varphi) = -\frac{\hat{r} \times \hat{r}}{t} \times \int_V \vec{J}(\vec{r}) e^{j\beta r \cdot \vec{r}} dV \quad (I.6)$$

avec t qui est le courant d'excitation et $\vec{J}(\vec{r})$ le vecteur de densité du courant [8]. Les caractéristiques de l'antenne : les données sont exprimées dans le domaine fréquentiel par la fonction de transfert et par la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel.

I.6. Caractéristiques de la technologie ULB

Une variété de caractéristiques distingue la technologie ULB des systèmes utilisant une bande étroite traditionnels : Une bande passante large et instantanée,

généralement L'ULB est plus adaptée à la croissance de 500 MHz à plusieurs GHz du débit comparé aux systèmes actuels qui présentent des contraintes de bande passante. En effet, il est possible de calculer la capacité d'un canal de transmission en utilisant le théorème de Shannon :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{B + N_0} \right) \quad (1.7)$$

La puissance du signal (W), la largeur de bande du canal (Hz), la capacité maximale du canal (bit/s) et la densité spectrale du bruit sont indiquées par C et N_0 . Selon l'équation (I-1), il est évident que la capacité de transmission maximale du canal est linéaire en termes de largeur de bande. En outre, cette capacité du canal (C) représente le débit maximal théorique. D'après la théorie de l'information, il est possible de transmettre des données avec un taux d'erreur binaire en deçà d'un certain seuil. Pour un canal spécifique, à condition que le débit de transmission de données reste inférieur à sa capacité maximale. En raison de sa largeur de bande, l'ULB permet d'obtenir une résolution temporelle supérieure à celle des systèmes traditionnels, ce qui est particulièrement avantageux pour les applications de radar et de localisation précise. Cette résolution est habituellement d'environ une nanoseconde. (ULB en mode impulsionnel).

Les impulsions courtes offrent une grande résistance aux évanouissements rapides causés par des trajets multiples dans un environnement dense. Avec cette brève période, un nombre plus important de trajets peut être effectué.

L'ULB et les services existants sont possibles grâce à une faible densité spectrale de puissance de coexister.

En effet, les signaux ULB ont une large bande de fréquences qui comprend des fréquences qui sont déjà réservées à d'autres systèmes de radiodiffusion. Ces signaux ULB ont été soumis à cette propriété par les autorités de régulation pour assurer la coexistence de l'ULB avec les services existants sans les perturber.

Les signaux ULB sont moins visibles et les communications ULB sont plus sécurisées en raison de cette faible densité spectrale de puissance. Cependant, l'étendue de la communication ULB est limitée à quelques dizaines de mètres en raison de cette

propriété. Ainsi, les applications ciblées par l'ULB sont des applications à haut débit et à courte portée, telles que les réseaux Ad Hoc.

L'ULB est simple à utiliser car il permet de transmettre directement des impulsions en bande de base sans nécessiter l'utilisation d'une porteuse.

I.6.1. Types d'applications de l'Ultra Large Bande

Les systèmes ULB sont utilisés principalement pour la détection, la géolocalisation et la communication sans fil [9] [10]. Les communications sans fil peuvent tirer parti des débits à courte portée très élevés offerts par la technologie UWB. Cependant, les premières ne nécessitent pas de débits d'information importants, mais exigent une grande précision sur de longues distances ainsi qu'une robustesse face aux trajets multiples. (Figure I.7).

Ces applications ont les bandes de fréquences suivantes :

- Bandes de fréquences 24 GHz et 77 GHz : utilisées pour des applications liées aux véhicules.
- Le radar GPR et le radar "See Through Wall" sont disponibles sur une bande de fréquence inférieure à 1 GHz.
- Bande de 1.99 à 10.6 GHz : utilisations médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz : système sans fil et applications de localisation.

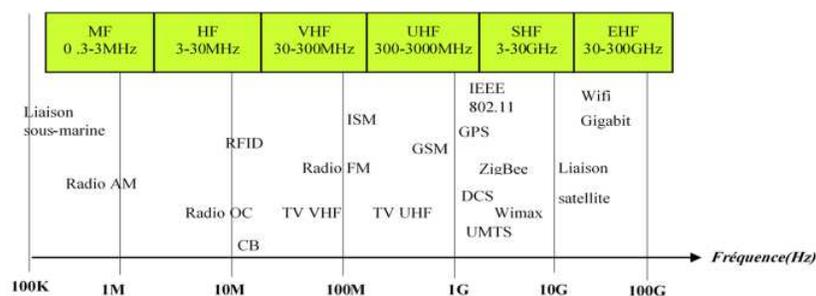


Figure I.7 : Occupation du spectre radiofréquence

I.6.2. Critères spécifiques de performances

Ce paragraphe examine les performances en termes de distorsion d'une antenne ULB. La fonction de transfert de l'antenne doit d'abord être définie.

Ensuite, la réponse impulsionnelle de l'antenne est définie à l'échelle du temps. Par la suite, afin d'assurer une mesure pertinente et plus exhaustive de la distorsion causée par l'antenne, deux indicateurs de performance dans le domaine temporel seront ajoutés.

I.7. Transfert et réponse impulsionnelle

Dans cette approche, on différencie la situation où l'antenne est utilisée pour émettre de celle où elle est utilisée pour recevoir.

1.7.1. Antenne à l'émission

La (figure I.8) présente la conception d'une antenne à diffusion

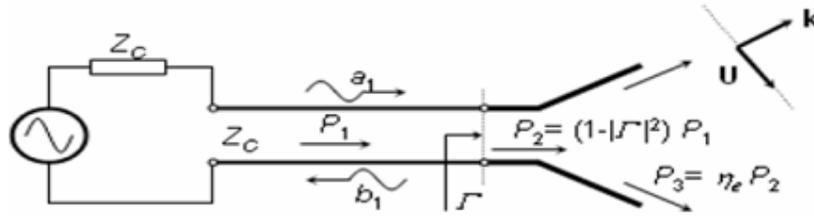


Figure I.8: Configuration d'une antenne pour l'émission

On suppose qu'une source (d'impédance interne Z_c) excite l'antenne et qu'elle est également connectée accordée à l'antenne grâce à une ligne de transmission avec une impédance Z_c . L'onde partielle incidente est notée a_1 . L'équation suivante donne le champ électrique éloigné $\vec{E}(\vec{K})$ émis par l'antenne dans le sens du vecteur d'onde :

$$\vec{E}(\vec{K}) = \frac{e^{-jW\frac{d}{c}}}{d} \sqrt{\frac{Z_c}{4\pi}} \cdot \vec{A}(\vec{K}) \quad (I.8)$$

Z_0 est l'impédance du vide et $\vec{A}(\vec{K})$ est le vecteur amplitude du champ qui suit le vecteur de polarisation \vec{U} qui se trouve dans le plan normal à \vec{K} .

La fonction de transfert \vec{H}^t de l'antenne à l'émission est définie de la manière suivante

$$\vec{H}^t(\vec{K}) = \frac{\vec{A}(\vec{K})}{a_1(f)} \quad (I.9)$$

$a_1(f)$ étant le spectre de l'onde incidente.

1.7.2. Antenne à la réception

Considérons maintenant la réception avec la même antenne. Une onde plane d'amplitude \vec{A}_{pw} qui se déplace dans la direction $-\vec{k}$ et polarisée dans la direction \vec{V} illumine cette antenne \vec{V} (figure II.9).

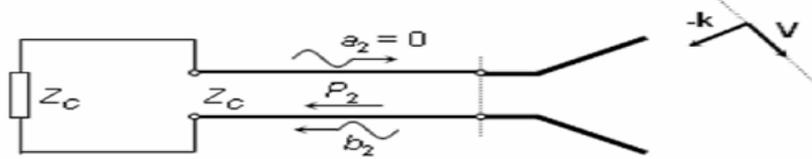


Figure I.9: Diagramme d'antenne pour la réception

- Il convient de se rappeler que \vec{V} et \vec{U} doivent être égaux pour avoir la même polarisation.

La fonction de transfert \vec{H}^r de l'antenne à la réception est définie comme suit :

$$b_2 = \vec{H}^t \cdot \vec{A}_{pw} \quad (I.10)$$

En utilisant L'idée de réciprocité de Lorentz permet de déterminer la corrélation entre les fonctions de transfert d'émission et de réception est la suivante.

$$\vec{H}^r = \frac{-f\lambda}{4\pi} \vec{H}^t \quad (I.11)$$

On passe au domaine temporel pour analyser la distorsion introduite par l'antenne. La distorsion, par sa nature, implique l'étalement et la déformation de la forme d'onde émise par l'antenne au fil du temps, justifie l'utilité de ce passage. On considère que la réponse impulsionnelle de l'antenne à l'émission est la transformée inverse de Fourier de la fonction de transfert.

$$\vec{H}^t(t, \theta, \varphi) = TF^{-1}[\vec{H}^t(\vec{k})](t) \quad (I.12)$$

Prenons maintenant en compte un système avec deux antennes (Figure I.8). Il est connu que les réactions spontanées à la diffusion de chaque antenne sont H_1^t et H_2^t étant. Les relations sont les suivantes :

$$b_2 = H_{21} \cdot a_1 \quad (I.13)$$

$$H_{21} = \frac{e^{-jw\frac{d}{c}} - j\lambda}{d} \cdot H_1^t \cdot H_2^t \quad (I.14)$$

Ce qui se produit dans le domaine du temps :

$$h_{21} = \frac{c}{2r} (h_1^t * \partial_t^{-1} h_2^t * \delta_{r1a} \quad (I.15)$$

Par conséquent, on peut reconstruire la réponse impulsionnelle h_{21} d'un système à deux antennes en se basant sur les réponses impulsionnelles à l'émission des deux antennes différentes.

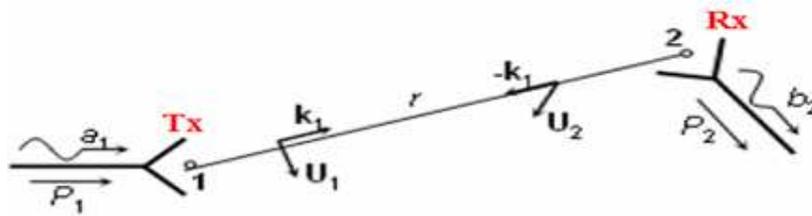


Figure I.10: Système utilisant deux antennes Tx /Rx

En résumé, il est important de noter l'idée selon laquelle une antenne peut être vue. Il est largement accepté de diffuser un élément dérivé d'une chaîne de communication. Bien que cette hypothèse soit valide pour les antennes à ouverture effective constante, elle ne peut pas être généralisée.

Toute interaction entre un élément dérivateur et un élément intégrateur peut se produire dans le cadre de l'ULB. La direction d'observation peut également affecter le comportement. Une antenne ULB a toujours un caractère dérivateur en mode d'émission, cela se manifeste en fonction du spectre du signal incident, notamment sur son support.

I.8. Paramètres importants de l'antenne

Il serait judicieux de déterminer les divers paramètres d'une antenne avant d'en arriver à la performance de l'antenne. La largeur de bande en fréquence, le diagramme de rayonnement, le gain, la directivité et l'impédance d'entrée sont parmi ces paramètres les plus courants.

I.8.1 Largeur de bande en fréquence

La bande passante fréquentielle (bande passante fréquentielle BW) fait référence à la plage de fréquences où les performances de l'antenne sont conformes à une norme particulière, en respectant certaines caractéristiques. La bande passante elle-même représente dans les communications sans fil, il est crucial que l'antenne offre un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur sa plage de fréquences où ses caractéristiques se rapprochent de la fréquence centrale. La largeur de bande en fréquence est généralement exprimée de deux façons : la largeur de bande absolue (ABW) et la largeur de bande fractionnaire (FBW). Taylor a été le premier à définir l'ULB.

Selon lui, ces systèmes émettent et reçoivent des ondes caractérisées par leur largeur de bande relative. B_{frac} (bandwidth fractionnelle) est de 0,25 ou plus. La définition de la largeur de bande relative B_{frac} est la suivante :

$$f_c = \frac{f_L + f_H}{2} \quad (I.16)$$

$$B_{\text{frac}} = 2 \times \frac{f_L - f_H}{f_L + f_H} = \frac{BW}{f_c} \quad (I.17)$$

Où

f_c : Fréquence centrale.

f_H : Fréquence supérieure de la bande de fréquences.

f_L : Fréquence inférieure de la bande de fréquences.

Selon la définition de Taylor, il est donc nécessaire que le signal ULB ait une largeur de bande $BW = f_H - f_L$ supérieure ou égale à 25% par rapport à sa fréquence centrale.

I.8.2. Diagramme de rayonnement

Il représente les propriétés de rayonnement en fonction des coordonnées spatiales. Le diagramme de rayonnement est généralement créé dans la zone de champ lointain où la répartition de la source n'a pas d'influence sur la puissance rayonnée. Les

valeurs de champ normalisé (puissance) sont généralement présentées par le modèle en respectant les valeurs maximales.

Les performances des antennes polarisées linéaires sont généralement déterminées par rapport aux plans H et E. Le plan E est celui qui comprend le champ électrique E et la direction maximale de rayonnement, alors que le plan H englobe le champ magnétique vecteur et la direction de rayonnement maximale [11].

Trois modèles de rayonnement sont communément employés pour décrire les caractéristiques de rayonnement d'une antenne :

(a) *Isotrope* : une antenne hypothétique sans perte, qui rayonne uniformément dans toutes les directions. Cela ne s'applique que dans le cas d'une antenne parfaite et est fréquemment employé pour exprimer les caractéristiques directionnelles des antennes réelles.

(b) *Directionnel* : une antenne qui présente une caractéristique de rayonnement ou de réception des ondes électromagnétiques est plus efficace dans certaines directions que dans d'autres. Cela s'applique en général, il s'agit d'une antenne dont la direction maximale est nettement supérieure à celle d'un semi-dipôle.

(c) *Omnidirectionnel* : une antenne caractérisée par un modèle qui ne suit pas de direction, principalement dans un plan précis, et un système de direction dans tout plan orthogonal possible.

I.9 Types de structures rayonnantes

Les antennes ULB se distinguent des antennes bande étroite par leur large plage de spectre. La plupart des antennes large bande commercialement disponibles fonctionnent en régime harmonique ou pseudo-harmonique.

Les ondes sinusoïdales de fréquences variables, mais incluses dans leur bande de travail, sont généralement utilisées pour les alimenter. Ce type de structure est généralement utilisé dans des contextes tels que les mesures de SER ou les tests de compatibilité électromagnétique.

Dans ces domaines, l'utilisation d'antennes large bande en remplacement de multiples antennes à bande étroite permet de réduire les manipulations expérimentales.

Plusieurs types de structures émettrices peuvent satisfaire cette exigence :

- Les antennes qui sont basées sur des antennes résonantes « traditionnelles » :
 - Les antennes ont été perturbées dans leur fonctionnement normal par un élément perturbateur, ce qui leur a élargi la bande de travail.
 - Les antennes résonantes peuvent être utilisées de différentes manières éloignées.
 - Les antennes sont formées par la combinaison de diverses structures résonantes.
 - Les antennes qui ont des dimensions aériennes suffisantes pour fonctionner en mode « à onde progressive » ;
 - les antennes qui ont des ouvertures lumineuses ;

Parmi les antennes large bande les plus couramment utilisées, on trouve notamment les cornets à rainures, les antennes log-périodiques, les antennes Vivaldi, les antennes à ouverture en forme de papillon, les antennes spirales. [12]

I.9.1. Antennes monopoles

La majorité des antennes à omnidirectionnalité sont des antennes monopoles, qui offrent de bonnes performances en ce qui concerne la bande passante et le rayonnement. Les monopoles fonctionnent comme des antennes de petite taille, ce qui les rend plus faciles à intégrer dans des systèmes de petite taille.

Les structures modifiées de l'antenne monopole rectangulaire sont représentées dans la figure I.11. Le monopole rectangulaire peut fournir une largeur de bande de 60%.

Certains moyens ont été proposés pour élargir sa bande passante. D'abord, la conception de l'élément rayonnant a été modifiée. La largeur de la bande d'impédance peut être considérablement augmentée en modifiant la configuration de l'élément rayonnant.

En outre, l'élément rayonnant peut être fendu afin d'élargir la bande passante d'impédance, particulièrement à haute fréquence. Les fentes modifient la distribution du courant, ce qui change l'impédance à l'entrée de l'antenne qui est affectée. En ajoutant

un ruban asymétrique à l'extrémité de l'élément rayonnant, la hauteur de l'antenne est réduite, ce qui améliore la bande passante de l'impédance.

La position appropriée du point d'alimentation élargit également la bande d'impédance de l'antenne. La (figure I.11 (c)) illustre certaines façons d'élargir la bande d'impédance en modifiant les structures d'alimentation [13].

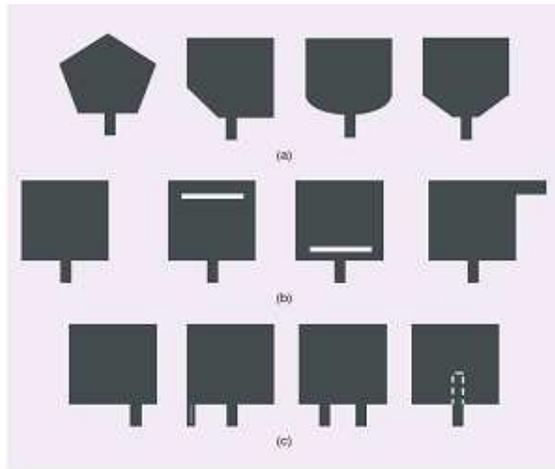


Figure I.11: Structures modifiées du monopole rectangulaire [13]

I.9.2. Antennes directionnelles

Les systèmes radar et les stations de base exigent des antennes à rayonnement stable et directionnel. Les cornets et les paraboles sont des exemples de grandes antennes directionnelles avec un gain élevé. Cependant, des antennes planaires directionnelles existent également. Les antennes à onde progressive sont des antennes à fentes coniques (TSA) qui peuvent rayonner d'une manière stable sur une ULB de fréquences.

Grâce à sa géométrie plane, sa particularité réside dans sa capacité à générer un faisceau symétrique dans les plans E et H sur une large plage de fréquences. Les différentes caractéristiques de l'antenne TSA, comme sa structure, sa longueur totale, sa constante diélectrique et l'épaisseur du substrat, doivent être choisies correctement.

Il existe trois types d'antennes TSA selon la forme de ses fentes coniques : l'antenne Vivaldi (fente exponentielle), l'antenne LTSA et l'antenne CWA (fente à

largeur constante). Les trois variétés d'antennes sont représentées dans la figure ci-dessous TSA :

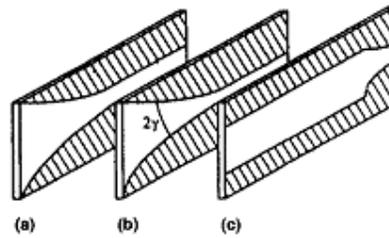


Figure I.12: Diversité des configurations d'antennes à fente (TSA): (a) Vivaldi, (b) LTSA, (c) CWSA [13]

Avant l'introduction de l'antenne Vivaldi en 1979, lors de la proposition par Gibson, il n'existait pas d'antenne planaire largement reconnue capable de produire un faisceau symétrique avec un gain notable et des lobes secondaires faibles [14]. Théoriquement, l'antenne Vivaldi a une largeur de bande infinie et sa seule limite est la dimension physique et la capacité de production réelle. L'une des limitations principales de largeur de bande de L'antenne Vivaldi est la transition entre la fente et la ligne microruban. Certaines méthodes ont été suggérées pour surmonter ce problème, comme l'antenne Vivaldi antipodale qui utilise une transition à LB pour s'étendre La figure ci-dessous illustre la plage de fonctionnement de l'antenne Vivaldi antipodale qui a été créée dans l'antenne Vivaldi traditionnelle [13].

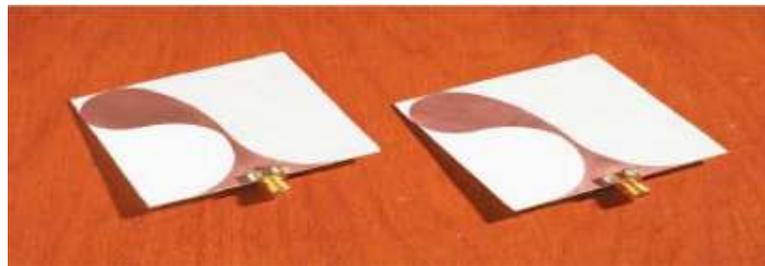


Figure I.13: antenne antipodale Vivaldi créée dans [8]

Des antennes planaires directionnelles supplémentaires sont disponibles à côté des antennes TSA [15-16]. La forme du plan de masse dans ces deux articles est cruciale pour la proposition de conception des antennes. Dans [15], en ce qui concerne l'ajustement de l'impédance et du rayonnement, avec une augmentation de 4 dB à 8 dB et un délai de groupe quasiment constant sur toute la bande de fréquences ULB, des

antennes directionnelles inspirées de technologies planaires ont été suggérées (figure I.14).

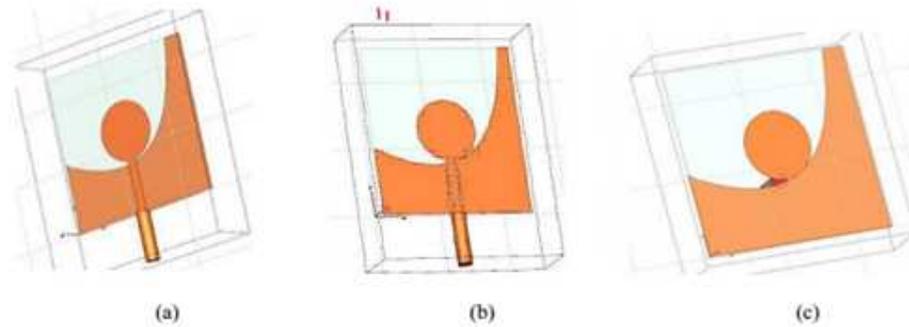


Figure I.14: Des antennes directionnelles planaires basées sur (a) technologie microruban , (b) technologie CPW, (c) la technologie coaxiale

De la même manière, on a proposé une antenne planaire basée sur la technologie microruban [16]. Cette antenne fonctionne bien sur la bande [6-8 GHz] avec un plan de masse en forme de L dont le plan de masse de ligne microruban est représenté par la partie horizontale, tandis que la partie verticale est utilisée pour améliorer la direction de l'antenne. Les résultats chiffrés et expérimentaux démontrent que l'antenne est efficace a un gain d'environ 7.5 dB sur la bande souhaitée.

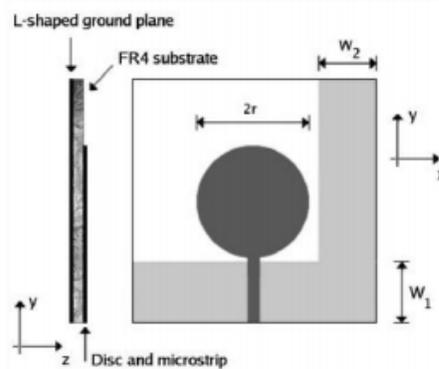


Figure I.15: Monopole imprimé avec une forme de plan de masse [16]

Note : Notre étude digitale de ce prototype avec CST a révélé que la direction du faisceau principal est modifiée par le changement de position du plan de masse vertical.

I.9.3. Antennes microruban

Des champs a proposé pour la première fois les antennes microruban en 1953. La présence de substrats ayant des propriétés favorables a accéléré leur croissance. La disponibilité de substrats avec des propriétés pertinentes, telles une faible perte de tangente et un constant diélectrique adéquat, a accéléré leur développement. Dans sa forme traditionnelle, l'antenne microruban est composée d'une substance rayonnante imprimée sur un substrat dont la permittivité relative est inférieure à 10 et d'un plan de masse imprimé de l'autre côté du substrat [17].

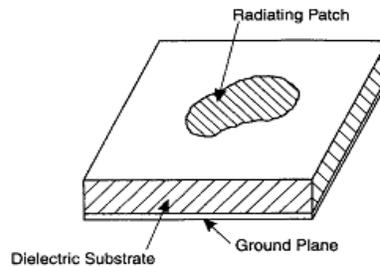


Figure I.16: Configuration standard de l'antenne microruban [17]

I.9.4 Antenne papillon

Le papillon d'antenne est une version planaire de l'antenne biconique. C'est une structure symétrique. Quand l'application vise des éléments exposés au vent, la majorité des courants se concentre aux bords de la structure, ce qui facilite l'emploi de techniques de réalisation filaire. Il est aussi possible de fabriquer une antenne papillon en creusant des trous dans une plaque métallique ou sur un substrat, ce qui permet d'obtenir une structure non symétrique [18] [19]. De cette manière, un câble coaxial peut assurer son alimentation sans utiliser de symétriseur ou d'adaptateur d'impédance.



Figure I.17 Antenne papillon

La largeur de bande d'une antenne papillon est plus faible que celle d'une antenne biconique en raison de la troncature de l'antenne. Cependant, l'impédance d'entrée Z_{in} de

cette antenne présente une variation plus marquée en fonction de la fréquence par rapport à celle de l'antenne biconique finie de dimensions similaires [20]. Cela conduit à une adaptation moins efficace et à une bande passante plus faible ; cependant, il peut tout de même atteindre des valeurs de 100 %.

Dans le schéma de l'antenne, on peut observer un rayonnement omnidirectionnel de type dipôle dans le plan perpendiculaire à l'antenne. Ainsi, les améliorations peuvent s'étendre de 0 à 3 dB.

I.10 Structures d'alimentation

La structure de l'alimentation contrôle la largeur de bande d'impédance, les modes de fonctionnement, les ondes superficielles, le rayonnement parasite ainsi que la géométrie d'antenne. La figure ci-dessous montre les différents types d'alimentation [21].

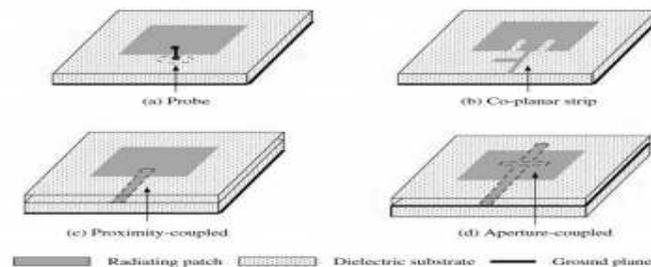


Figure I.18: Les structures d'alimentation des microrubans d'antenne [21]

a) Sonde

Un bon appariement d'impédance entre la sonde et le patch pourrait être atteint en ajustant la position du point d'alimentation. Les inconvénients de ce type d'alimentation sont les suivants :

- Plus de rayonnement parasite ;
- L'augmentation des ondes superficielles ;
- L'augmentation de l'inductance de l'antenne qui a un substrat épais.

b) Bande coplanaire

L'adaptation d'impédance entre le patch et le ruban peut être améliorée en changeant la structure du patch près du ruban d'alimentation ou en ajoutant des

appendices entre le patch et le ruban. Le patch peut être directement connecté au patch ou couplé au ruban d'alimentation.

b.1- Couplage de proximité

Le ruban d'alimentation se trouve entre le plan de masse et le patch, et il y a un substrat composé de deux couches entre le plan de masse et le patch, ce qui augmente le coût et réduit les ondes de surface. L'incrément de l'épaisseur du substrat, la réduction, la permittivité relative et le substrat entraînent une augmentation des pertes de la ligne de transmission et maximisent le rayonnement de l'antenne patch.

L'utilisation d'un second substrat, qui permet d'augmenter la largeur de bande de 20%, peut résoudre ce problème.

b.2- Couplage par fente

Le patch est appliqué sur le substrat supérieur tandis que le ruban d'alimentation est appliqué sur le substrat inférieur, avec une fente non résonnante dessinée dans le plan de déplacement.

Les constants diélectriques de deux substrats, l'emplacement et la longueur du ruban et les paramètres de la fente contrôlent l'adaptation de l'impédance.

Malgré l'avantage de cette structure d'alimentation en termes de large bande de haute impédance et de pureté de polarisation, sa production est également extrêmement coûteuse.

b.3- Combinaison par une ligne CPW

La figure ci-dessous illustre les différentes formes d'alimentation avec une ligne CPW :

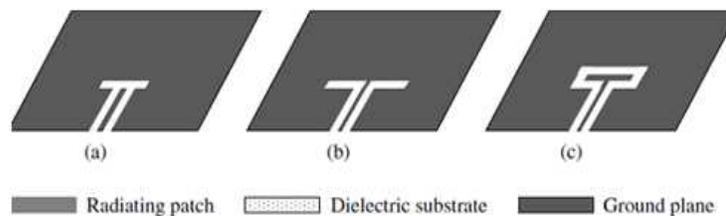


Figure I.19: Différentes formes d'alimentation CPW [21]

- Dans la figure I.19 (a), le couplage du patch et du CPW est capacitif.
- Dans la figure I.19 (b), le couplage entre CPW et le patch est inductif.
- La forme doit être introduite pour réduire le rayonnement non désiré ,car les fentes dans le plan de masse produisent un rayonnement en arrière figure I.19 (c).

Les antennes microruban appartiennent à quatre catégories principales : patch, dipôle, fentes imprimées et ondes progressives.

I.11. Choix du type d'antenne pour le sondage de canal

Afin de définir les caractéristiques d'un canal de transmission à large bande, les antennes employées doivent être aptes à opérer sur une étendue considérable de fréquences. Ci-dessous sont énumérées quelques propriétés requises pour répondre à cette nécessité :

- Large bande (environ 20% à 2.4 GHz).
- diagramme relativement stable de rayonnement
- La mise en œuvre en réseau est simple et réduit l'encombrement.
- Dans le cas d'un réseau d'antennes, il y a un faible couplage entre les antennes.
- Réalisation peu coûteuse.
- Le plus grand gain possible.

Le choix d'une antenne large bande est axé sur les caractéristiques de propagation large bande du canal dans la bande de fréquence. Le sondage de canal peut être réalisé a priori avec des antennes à large bande passante.

Dans le cadre de notre étude, les antennes de forme plane ont les antennes sans fil présentent de nombreux avantages par rapport aux antennes filaires.

Ils sont moins encombrés, plus faciles à fabriquer et plus faciles à connecter aux autres composants de la chaîne de réception, comme les amplificateurs de faible bruit...

Le tableau ci-dessous présente un résumé des caractéristiques de diverses antennes planaires [22].

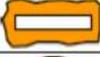
		Diagramme de rayonnement	Directivité	Polarisation	Bande passante	Commentaires
Patch		Broadside ¹	Moyenne	Linéaire Circulaire	Faible	Très facile à réaliser
Fente		Broadside ¹	Faible Moyenne	Linéaire	Moyenne	Bidirectionnelle
Cercle		Broadside ¹	Moyenne	Linéaire Circulaire	Faible	Difficile à alimenter
Spiral		Broadside ¹	Moyenne	Linéaire Circulaire	Large	Balun et absorbant
Papillon		Broadside ¹	Moyenne	Linéaire	Large	Balun
Vivaldi		Endfire ²	Moyenne Importante	Linéaire	Large	Transition pour l'alimentation
Yagi fente		Endfire ²	Moyenne	Linéaire	Moyenne	Deux couches
Quasi-Yagi		Endfire ²	Moyenne Importante	Linéaire	Large	Uni planaire et Compact
Log-périodiques		Endfire ²	Moyenne	Linéaire	Large	Balun (deux couches)

Tableau I.2 : Classification des antennes planaires

Broadside¹ : Le diagramme de rayonnement est orthogonal au plan de l'antenne.

Endfire² : Le plan de l'antenne rayonne.

Durant les années 1970, les antennes micro ruban ont été créées, faisant partie des antennes planaires. De nombreuses applications les utilisent actuellement. On produit ces antennes en imprimant un motif métallique sur un diélectrique qui est placé sur un plan de masse. Ce motif peut se présenter sous différentes formes et sous la forme d'un réseau. Parce qu'ils sont faciles à analyser et à réaliser, les patchs rectangulaires et circulaires sont les plus courants. Les antennes patch sont de faible encombrement lorsqu'elles sont utilisées avec des technologies classiques de circuit imprimé et peu coûteuses.

Cependant, l'un des inconvénients La faible bande passante des antennes patch est de quelques pourcents, qui n'est donc pas suffisante pour caractériser le canal de propagation large bande. Par conséquent, diverses méthodes pour augmenter la bande passante ont été proposées, notamment l'empilement de différentes couches et l'ajout de parasites dans le patch. Cependant, l'utilisation de ces méthodes augmente les coûts et la complexité.

I.12. Caractéristiques générales de la technologie 5G

La 5G représente une nouvelle norme mondiale de communication sans fil conçue pour satisfaire les exigences croissantes en offrant des débits de pointe de plusieurs Gbps, une fiabilité et une disponibilité accrues, une latence extrêmement faible, ainsi qu'une capacité réseau considérablement améliorée grâce aux systèmes MIMO massifs.

L'évolution de la cinquième génération est présentée dans ce chapitre. Pour amorcer, nous débuterons par un survol historique. Nous allons débuter par un aperçu des différentes générations de technologies de télécommunications., puis discuter de l'objectif de la 5G, de son architecture, de ses fréquences et de ses différentes technologies.

Le réseau de téléphone mobile a évolué au fil du temps. Il existe quatre générations distinctes :

1ère génération : on la découvrait dans les années 1980 et elle reposait sur un système de service vocal analogique pour les appareils mobiles.

2ème génération : en 1990, le premier système mobile vocal numérique a été mis au point en utilisant la technologie de l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA).

3ème génération : la décennie 1990-2000 a été caractérisée par un développement de l'accès multiple par division de code. Durant la période s'étendant du milieu des années 1990 au début des années 2000, le Code Division Multiple Access (CDMA) a connu un essor significatif.

4ème génération : le principal but de cette génération évolutive en 2010 est d'augmenter le taux de transmission de données en proposant des services de messagerie multimédia (MMS) et de diffusion vidéo numérique (DVB), qui constitue un élément central dans la manière dont nous regardons la télévision à long terme. Permettez-moi de fournir davantage de clarifications à ce sujet.

La principale norme 4G, LTE (Evolution), offre des services de qualité supérieure (QoS) et une sécurité renforcée des données par rapport aux technologies des générations antérieures.

La (figure I.20) montre une différence de dix ans entre les principales générations de technologies de communication sans fil.

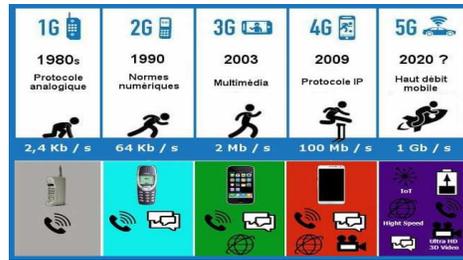


Figure I.20: Schéma de l'évolution des communications cellulaires

Avec la mise en place des systèmes IMT-Advanced (IMT-A) à l'échelle mondiale, les technologies de communication mobile de 5ème génération (5G) sont en train d'émerger dans le domaine de la recherche [23]. La figure I.20 illustre la progression des différentes générations de réseaux mobiles.

Le tableau suivant présente les caractéristiques distinctives des diverses générations :

Génération	1G	2G	3G	4G	5G
Année de déploiement	1981	1992	1999	2010	2020
Débit indicatif (download) en bit/s	Analogique	GSM: 9.05kbit/s GPRS: 171.2kbps EDGE: 384kbit/s	UMTS: 144kbit/s (Rural) 384kbit/s (Urbane) 2Mbit/s (Point fixe) HSPA: 14.4Mbit/s	LTE: 150Mbit/s LTE-advance: 1Gbit/s	10Gbit/s
Fréquence	900Mhz	États-Unis (bande de fréquence 850 MHz et 1900 MHz) Europe (bandes de fréquences 900 MHz et 1800 MHz)	Les bandes de fréquences 900MHz et 2100 MHz	700MHz 800MHz 1,8 GHz 2,1 GHz 2,6 GHz	28GHz 37 GHz 39 GHz 64 –71 GHz
Description	Téléphones cellulaires	Téléphones cellulaires	Première bande passante mobile	Le haut débit mobile sur	Internet tactile - Améliore le

Description fonctionnelle générale	cellulaires analogiques	cellulaires numériques (GSM/CDMA)	passante mobile utilisant des protocoles IP (WCDMA 2000)	mobile sur un standard unifié (LTE)	- Améliore le réseau de communication M2M
---	-------------------------	-----------------------------------	--	-------------------------------------	---

Tableau I.3 : caractéristiques spécifiques pour les différentes générations. [24].

I.13. Technologies mobiles de cinquième génération

Les technologies mobiles de la cinquième génération (5G) permettent de relier les individus, les objets, les données, les applications, les systèmes de transport et les villes à travers des réseaux de communication intelligents. Il est essentiel que les réseaux puissent transporter plus rapidement des quantités considérables de données, connecter de manière fiable de nombreux appareils et traiter rapidement une grande quantité de données.

Les technologies 5G incluent des applications telles que les maisons et les bâtiments intelligents, les villes intelligentes, la vidéo en 3D, le travail et les jeux dans le nuage, les services médicaux à distance, la réalité virtuelle et la réalité augmentée, ainsi que les communications massives entre machines pour les systèmes d'automatisation industrielle. Les systèmes 3G et 4G actuels rencontrent des difficultés pour offrir ces services.

I.13.1 Objectifs principaux de la technologie 5G

La 5G devrait affecter considérablement la société (personnes et objets). Le développement de la 5G a été motivé par la nécessité d'une plus grande quantité de données sur le réseau sans fil et la demande de services de meilleure qualité. La capacité de la 5G à créer un réseau mondial est l'un de ses plus grands avantages [25].

La révolution 5G vise à fournir un accès internet haut débit via un smartphone ou une tablette.

- Dépasser les niveaux de débit les plus élevés (1 Gb/s).
- Avoir des forfaits de données plus importants : il faudra une quantité de données dix mille fois supérieure.

- Réduire le temps de transmission à moins de 10 ms.
- Le temps de "latence" plus court suggère que le réseau est très réactif.
- Le nombre d'antennes devra diminuer de 100 fois. Cependant, le nombre de terminaux connectés par antenne dépend principalement des fréquences utilisées.

I.13.2. Avantages de la 5^{ème} génération

Trois mots essentiels à retenir pour comprendre l'intérêt de la 5G : densité, latence et débit.

- *Le débit.* La 5G permettra des vitesses beaucoup plus rapides de connexion qu'en 4G. En termes simples, la 5G remplacera la 4G, tout comme la fibre optique remplacera l'ADSL. Le débit 5G sera jusqu'à dix fois plus rapide que la 4G. Il est nécessaire qu'elle puisse fournir jusqu'à 1 Gb/s de débit en réception et 300 Mb/s en émission. Il va sans dire que c'est un débit théorique. Cependant, en 5G, les opérateurs devront d'abord offrir 100 Mb/s aux utilisateurs, puis 240 Mb/s en 2022.

- *La latence.* C'est l'autre avantage majeur de la 5G. La latence est le temps de réaction entre la transmission d'une commande et sa traduction à l'écran. Elle passerait de 10 à 1 ms avec la 5G. Cette réactivité est essentielle pour les applications 5G spécifiques. Il est nécessaire de maintenir des échanges réguliers et presque instantanés afin de créer de nouvelles applications.

- *La densité.* C'est la promesse finale de la 5G. La densité d'appareils connectés au km² est augmentée grâce à l'ultra connectivité. La 5G aura au moins la capacité de supporter 1 million d'appareils par kilomètre carré, ce qui signifie une densité de connexion multipliée par 10. Il est crucial, étant donné qu'ici 2025, 50 milliards d'objets connectés seront présents.

I.13.3. Inconvénients de la 5^{ème} génération

Par conséquent, le problème de la 5G augmente notre consommation de données mobiles plutôt que le réseau en lui-même, et c'est la deuxième question. Depuis 2016, elle a triplé en grande partie grâce au streaming vidéo. Le passage à la 5G ne fera qu'aggraver la situation. D'ici 2025, Jusqu'à 200 Go par mois peuvent être utilisés par un utilisateur sur cinq selon Ericsson. Certains observateurs redoutent un phénomène de rebond, c'est-à-dire une consommation générée par l'offre. Les vidéos seront regardées en 4K et plus tard en 8K plutôt qu'en basse définition ou même en HD.

Le fait qu'il est nécessaire de renouveler le parc de smartphones afin de passer à la 5G est un autre problème identifié. L'anti-5G garantit qu'ils ont une empreinte carbone élevée, qu'ils produisent des rejets toxiques et contribuent à l'épuisement des ressources.

Par conséquent, l'objectif principal de la technologie 5G est d'atteindre des vitesses de transmission comparables à celles de la fibre optique, offrant en moyenne à l'utilisateur des débits d'environ 100 Mbit/s, tout en réduisant considérablement le temps de latence. Cela est rendu possible grâce à une couverture réseau étendue visant à assurer une connectivité omniprésente.

Le tableau suivant présente les performances établies dans le cadre du projet IMT-2020 [26].

Paramètres	Valeurs
Débit descendant maximum	20 Gbits / s
Débit maximum ascendant	10 Gbits / s
Efficacité spectrale maximale dans le sens descendant	30 bits / s / Hz
Efficacité spectrale maximale dans le sens ascendant	1 5 bits / s / Hz
Trafic par unité de surface	10 Mbit/s/m ²
Temps de latence	1 à 4 ms
Largeur de bande	100 Mètres Hz - 1 GHz
Densité de terminaux connectés	1 million/km ²

Tableau I.4 Les performances du réseau 5G sont l'objet d'étude du projet IMT-2020.

I.14. Différentes catégories d'usages de la 5G

Il est probable que la croissance future des IMT-2020 sera influencée par les besoins du marché à moyen terme (environ jusqu'en 2020) et au-delà. Trois grandes catégories d'utilisation ont été identifiées en examinant les différents cas d'utilisation et les besoins des utilisateurs [27][28][29] :

➤ Les communications de type machine massives (mMTC) permettent d'automatiser les processus industriels grâce à des communications massives de type machine. Dans les futurs systèmes 5G, ces attributs pourraient être exploités. Pour ce cas d'utilisation, une qualité de service optimale serait définie par la réduction de la

consommation énergétique et une connectivité fiable et de grande fiabilité sont nécessaires.

➤ La large bande mobile évoluée (eMBB) est utilisée dans les grandes villes avec une forte densité de population, car il y a une demande croissante pour accéder aux contenus, services et données multimédias. La large bande mobile évoluera en raison de la demande accrue. De plus, quel que soit le contexte de réception, cette utilisation nécessite une couverture et un très haut débit mobile constant.

➤ Les communications ultra-fiables à très faible latence (uURLLC) : ce scénario d'utilisation sera crucial pour les futures applications nécessitant une grande réactivité et une transmission extrêmement fiable. Les besoins des transports autonomes, de la numérisation industrielle, de la chirurgie à distance et des réseaux électriques intelligents sont les principaux.

I.15 Conclusion

Ce chapitre traite des caractéristiques électriques. Les applications et les bénéfices des antennes conformes sont des domaines qu'il convient d'examiner et d'explorer davantage.

Nous avons mis en place diverses limitations pour les antennes conformes. Grâce à la révolution technologique des années quatre-vingt-dix, l'intégration de ces antennes dans les systèmes de communications modernes a connu une évolution fulgurante.

La technologie 5G représente une révolution technologique en cours, promettant la création de nouveaux services ainsi que l'amélioration des systèmes déjà en place. Cette collection de protocoles est constituée de techniques pour la transmission d'informations. Le premier chapitre traite de la technologie 5G.

Bibliographie

CHAPITRE I

- [1] M. Granger, "Radar ULB : impulsif ou bande synthétique?", REE n°4, Avril 2004.
- [2] HIRT,W. and PORCINO,D, " Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead", Juillet 2003, IEEE Communications Magazine, vol 41, n°7, pp. 66 - 74.
- [3] ECC, "Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz", ECC decision of 24 march 2006 on the harmonised.
- [4] BEGAUD, X. " Les Antennes Ultra Large Bande", Paris : Lavoisier, Mai 2010.
- [5] ECMA-368, " High Rate Ultra Wide band PHY and MAC Standard ", édition 2. décembre2007.
- [6] [Http: //www.multibandofdm.org/](http://www.multibandofdm.org/).
- [7] H. G. Schantz, "A Brief History of UWB Antennas," *IEEE UWBST Conference.Brownsboro*, 2003.
- [8] V. H. Rumsey, "frequency Independent Antennas," in , 1957, pp. 114-118.
- [9] DUROC, Y., Tan-phu, V., Tedjini, S. 2007. «A time/frequency model of ultra wideband antennas». IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, num. 8, p. 2342- 2350.
- [10] V.H.Rumsey, "frequency Independent Antennas," in , 1957, pp. 114-118.
- [11] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", 2005,John Wiley & Sons, INC.
- [12] H.F. HARMUNTH « Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communication » 1981, ACADEMIC PRESS
- [13] Y.T. LO, S.W. LEE « Antenna handbook » Van Nostrand Reinhold Company, 1988
- [14] Zhi Ning Chen., Ammann, M.J., Xianming Qing., Xuan Hui Wu., See, T.S.P., Cat, A. 2006. «Planar antennas». IEEE Microwave Magazine, vol.7, num. 6, p.63-73.
- [15] SCHAUBERT, D., Kollberg, E., Korzeniowski, T., Thungren, T., Johansson, J., Yngvesson, K. 1985. «Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates». IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 33, num. 12, p. 1392-1400
- [16] MOKHTAARI, M. Bornemann, J. 2008. «Directional ultra-wideband antennas in planar
- [17] LOCATELLI, A., D. Pigozzo, F. M. Boscolo, S. Autizi, E. De Angelis, C. Capobianco, A.D. Midrio, M. 2007. «Directional planar ultra wideband antenna for radar applications». Microwave Integrated Circuit Conference EuMIC 2007, p. 623-636.
- [18] J.Roger, "Antennes techniques Traité d'Electronique E3284," Techniques de l'Ingénieur, pp. 45-46.
- [19] Z. N. Chen, "Experiments on Input Impedance of Titled Planar monopole Antenna," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 26, N°3, Aug. 2003.
- [20] C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design 2ed edition. J.Wiley&Sons, 1997.

- [21] RAMESH GARG., Prakash Bhartia., Inder Bahl., Apisak Ittipiboon. 2001. Microstrip antenna design handbook. Boston: Artech House, 843p
- [22] James Sor, “Analysis of the Quasi-Yagiantenna for phased-array applications,” M.S. Thesis, University of California Los Angeles.
- [23] Guangyi Liu, Dajie Jiang 5G: Vision and Requirements for Mobile Communication System towards Year 2016 Article in Chinese Journal of Engineering, published April 2016.
- [24] M. H. Abu Saada « Design Of Efficient Millimeter Wave Planar Antennas For 5g Communication Systems » Mémoire de Master, Université Islamique de Gaza 2017.
- [25] FEI Hu « Opportunities in 5g Networks a Research and development Perspective » Livre, 5 avril 2016.
- [26] Samsung Within Innovation 5G ,2019
- [27] International Telecommunications Union Radiocommunication Sector (ITU-R), “Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond,” 2015.
- [28] P. P. Fellow, K. F. Trillingsgaard, and S. Member, “5G Wireless Network Slicing for eMBB , URLLC , and mMTC : A Communication-Theoretic View,” ArXiv e-prints, 2016.
- [29] Ericsson, “5G systems: 5G for humans and machines: use cases and requirements,” White Pap., vol. 284, no. rev B, pp. 3–5, 2017.

CHAPITRE II

Etude du réseau d'antennes large bande

II.1 Introduction

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique propagée par une onde électromagnétique (ou inversement). Selon la définition classique, une antenne d'émission est un dispositif qui facilite le transfert d'énergie entre un émetteur et l'environnement libre dans lequel cette énergie se propage. De manière réciproque, on peut définir une antenne de réception comme un dispositif chargé de transférer l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un récepteur[1].

Ainsi, grâce à la modulation d'une onde électromagnétique par un signal informatif, il sera possible de transmettre des informations sans nécessiter de support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique. Une liaison radioélectrique est un canal de transmission qui utilise des ondes électromagnétiques pour relier un émetteur à un récepteur. Comme tous les moyens de communication, le bruit et les interférences influencent le fonctionnement du système de transmission. Ils sont aussi affectés par les propriétés de l'antenne qui émet les ondes et par ce qui l'entoure, car cela influence la manière dont les ondes se déplacent.

Le dimensionnement d'un système de transmission sans fils nécessite des connaissances et une modélisation complexes de la propagation et des antennes.

ce cours ne parle pas de la transmission des ondes électromagnétiques, ni de la façon dont elles se propagent et des effets de cette propagation. Il ne traite pas non plus des méthodes pour réduire les interférences dans les communications, même si ces sujets sont liés à l'étude des antennes.

II.2 L'antenne en microruban imprimée

Les antennes en microruban imprimé ont été inventées pendant les années 50, Cependant, ce n'est qu'à partir des années 70 qu'elles ont connu une évolution [2] [3]. Ils ne seront utilisés que dans les domaines militaires, aéronautique et aérospatial. De nos jours, en raison du développement des télécommunications, de nombreux appareils électroniques, tels que les téléphones, les ailes des avions, etc., ont intégré des antennes imprimées. Les deux principaux avantages de ces antennes sont leur capacité d'intégration et leur faible coût de fabrication.

Les antennes imprimées peuvent prendre plusieurs formes géométriques et ont, comme mentionné précédemment, une intégration facile. Il existe d'autres avantages, y compris [2] [3]:

- Peu de poids, de masse et d'épaisseur.
- Il est possible d'intégrer dans des dispositifs électroniques transportables tels que les GPS, les appareils photo numériques, et autres.
- Simple, solide et non encombrant.
- S'adapte aux surfaces planes et non planes.
- Facile à réaliser et abordable.
- Facilité de production.
- Faible coût de production

Cependant, ces antennes comportent des inconvénients, notamment :

- Le taux de performance est peu élevé.
- La puissance d'émission est faible.
- Il y a un facteur de qualité Q élevé et une faible pureté de polarisation.

La structure de base d'une antenne imprimée est composée. (Figure II.1) :

Un rayonnant ayant une forme géométrique variée (triangulaire, circulaire, rectangulaire, etc.). Cet objet rayonnant est également connu sous le nom de patch conducteur. Les deux formes les plus fréquentes de l'élément rayonnant sont le rectangle et le disque.

- Pour une grande efficacité d'un substrat diélectrique à hauteur de l'élément rayonnant est choisie dans l'intervalle de $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$. sur un substrat diélectrique.
- d'un plan de masse.

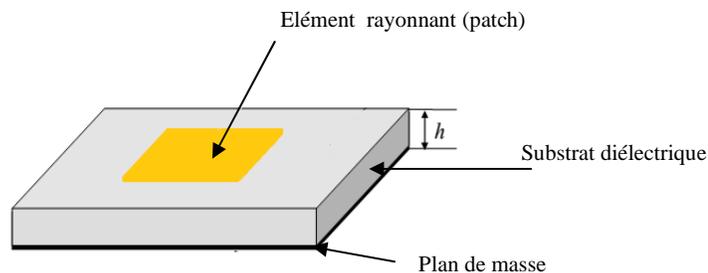


Figure II.1: Structure de base d'une antenne microruban.

Bien que les patches, qui sont généralement fabriqués en cuivre, puissent avoir une variété de formes, les patches rectangulaires et circulaires (elliptiques) couvrent toutes les possibilités en termes de rayonnement, de bande passante et de polarisation. En ce qui concerne le gain, il montre une grande flexibilité car il peut varier de 4 à 10 dB.

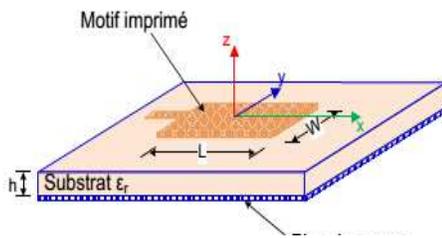


Figure II.2 : Antenne patch rectangulaire

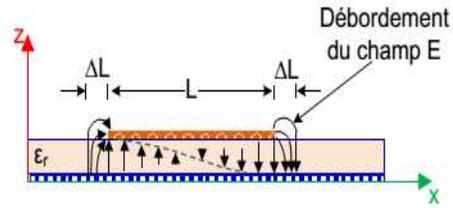


Figure II.3 : Configuration du champ dans une antenne patch

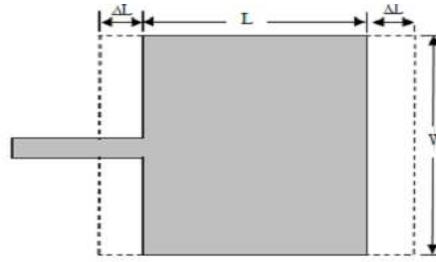
Les performances du patch peuvent être présidées à l'aide d'analyses simples. Le patch rectangulaire est la pierre angulaire du réseau d'antennes de notre étude en raison de sa facilité d'utilisation et de ses performances satisfaisantes

II.2.1. Fréquence de résonance :

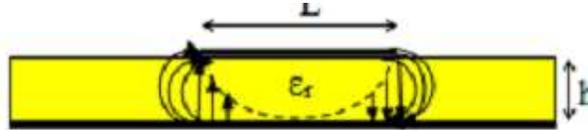
Les dimensions et les caractéristiques de propagation du ruban ont un impact intrinsèque sur la fréquence de résonance d'un patch.

Dans un modèle simplifié du comportement du patch, on peut assimiler le résonateur à une ligne de transmission qui joue le rôle d'un déphaseur réciproque. (Voir figure II.4). Ceci assure l'alignement des champs contribuant au rayonnement aux extrémités de la ligne, favorisant ainsi une recombinaison constructive de ces champs dans une zone éloignée. Il est possible de le faire lorsque la relation $L = \alpha \frac{\lambda_g}{2}$ est remplie, où $\frac{\lambda_g}{2}$ est la longueur d'onde guidée par la ligne et α est un entier naturel impair.

Pour un α qui est un nombre pair, les recombinaisons à distance sont nuisibles, car les champs aux extrémités sont opposés, donc ils ne sont pas utiles. Un patch a plusieurs modes résonants qui peuvent se mettre en place. C'est la façon dont la structure crée de l'excitation qui va montrer comment les modes sont bien liés. Il est important de noter que des fuites se forment aux bords du patch, ce qui augmente la longueur de l'élément ΔL (figure II.4 (a)). La taille de cette ligne dépend de la permittivité du matériau en dessous et du rapport entre sa largeur W et la hauteur h du matériau.



(a) Vue de dessus



(b) Vue de côté

Figure II.4 : Longueurs du patch physique et électrique

En ce qui concerne le mode dominant, la corrélation entre la longueur effective L_{eff} et la fréquence de résonance F est définie par :

$$F = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{1}{L_{eff}} \right) \quad (\text{II. 1})$$

En utilisant c pour désigner la vitesse de la lumière dans le vide c , et ϵ_{eff} pour illustrer la permittivité réelle du milieu équivalent dans lequel la propagation se produit (dans une approximation TEM),

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

II.2.2. Bande passante :

Une ou plusieurs caractéristiques physiques peuvent affecter la bande passante. Il est donc essentiel de préciser le critère utilisé à chaque fois afin d'éviter toute définition universelle unique. (Impédance, polarisation ou rayonnement).

La plage de fréquences où le critère est respecté est généralement indiquée par la bande passante :

$$Bp = \frac{2(f_{max} - f_{min})}{f_{max} + f_{min}} \times 100 \% \quad (\text{II. 3})$$

Le rayonnement, la polarisation et l'impédance sont les définitions les plus courantes.

II.2.2.1 Bande passante définie en termes de rayonnement

La variation de la fréquence affecte l'angle d'ouverture, la taille des lobes secondaires et la puissance d'une antenne. La bande passante relative à l'une de ces grandeurs peut être déterminée si elle est spécifiée comme minimum ou maximum [5].

II.2.2.2 Bande passante en termes de polarisation

Les caractéristiques de polarisation d'une antenne (qu'elle soit linéaire ou circulaire) sont généralement associées à une fréquence spécifique. On peut déterminer la bande passante en utilisant le rapport axial ou le maximum de polarisation croisée.

II.2.2.3 Bande passante définie par l'impédance

La fréquence influence l'impédance d'entrée d'une antenne. La bande passante en impédance est la plage de fréquences où cette impédance est compatible avec le générateur. Le coefficient de réflexion (S11) et le rapport d'onde stationnaire (ROS) sont deux façons courantes de l'exprimer.

Un taux de réflexion plus bas qu'un certain niveau (en général, -10dB ou -15dB) ou un ROS souvent en dessous de 2 ou 1.5 peuvent montrer que l'impédance est bien adaptée [5]. En plus, la relation suivante montre que la qualité de l'antenne diminue quand la bande passante augmente :

$$Bp = \frac{ROS - 1}{Q\sqrt{ROS}} \quad (\text{II. 4})$$

La bande passante de l'antenne est déterminée en utilisant un coefficient de réflexion qui doit être inférieur à -10 dB pour continuer l'analyse. Nous allons aussi examiner l'impact des autres facteurs sur la bande créée.

Les antennes résonantes ont du mal à contrôler la bande passante, comme nous le montrerons plus tard dans ce document.

Souvent, des méthodes pour élargir cette bande passante sont nécessaires.

II.2.3. Indice de qualité :

Le facteur de qualité est le rapport entre l'énergie conservée et l'énergie perdue par le circuit.

$$Q = \frac{E_{\text{stockée}}}{2\pi E_{\text{perdue}}} \quad (\text{II.5})$$

En gros, le facteur de qualité prend en compte toutes les pertes de l'antenne, comme celles dues à la résistance, aux matériaux isolants et aux ondes à la surface, qu'il faut minimiser. [5, 6, 7, 8].

Donc, toutes ces pertes affectent le facteur de qualité total, qui est souvent écrit comme ceci :

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{\text{ray}}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{os}} \quad (\text{II.6})$$

Où :

Q_t : Variable de qualité globale.

Q_{ray} : Facteur de qualité causé par le rayonnement.

Q_c : Facteur de qualité dépendant de la conductance (ohmique).

Q_d : Le facteur de qualité causé par le diélectrique.

Q_{os} : Facteur de qualité causé par les ondes de surface.

Il est important de souligner que les pertes causées par La hauteur du substrat est corrélée aux ondes de surface h.

En effet, plus les pertes sont faibles, plus le substrat est mince. Toutefois, ces valeurs augmentent proportionnellement à l'accroissement de l'épaisseur du substrat.

Ensuite, ils doivent être pris en compte. Cela revêt une importance d'autant plus grande que, lorsque ces ondes sont présentes, elles peuvent être puissantes, ce qui change considérablement le diagramme de rayonnement total de l'antenne.

II.3. Modèle analytique d'une antenne microruban

Le modèle de la ligne de transmission est :

- Un modèle couramment utilisé pour étudier les antennes imprimées [9].TM
- Le modèle de la cavité électromagnétique est utilisé [10].

Le modèle de transmission en ligne est le plus basique et offre des interprétations physiques solides. Cette méthode de transmission est plus appropriée pour les patches rectangulaires. Les représentations peuvent être effectuées en employant des fragments de lignes micro-rubans dont les propriétés sont parfaitement identifiées.

Ce modèle facilitera la conception d'un patch rectangulaire.

$$Y = G + j \cdot B \quad (\text{II. 7})$$

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 \cdot h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (\text{II. 8})$$

$$B = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0636 \cdot \ln(k_0 \cdot h)] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (\text{II. 9})$$

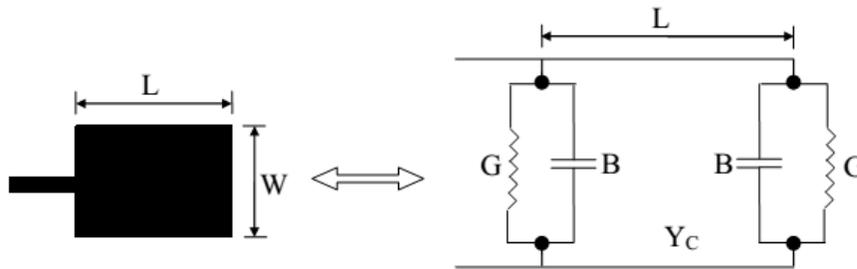


Figure II.5 : Structure d'une antenne patch alimentée par ligne micro-ruban [9].

II.3.1 Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban

D'après Dans ce schéma, une antenne microruban rectangulaire est constituée de deux fentes rectangulaires rayonnantes reliées par une ligne de transmission de même longueur que l'antenne [2-11]. Par conséquent, le champ émis par l'antenne correspond à celui produit par les deux fentes. Notre attention est portée sur les plans principaux E et H , dont l'expression est fournie ci-après. [12] par :

Dans le plan H, l'angle $\phi = 0^\circ$

$$E_r = E_\phi = 0 ; H_r = H_\theta = 0;$$

$$E_\phi = -j \frac{hWk_0E_0e^{-jk_0r}}{2\pi r} \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0h}{2}\sin\theta\right)}{\frac{k_0h}{2}\sin\theta} \right] \quad (\text{II. 10})$$

$$H_\phi = \frac{E_\theta}{\eta}$$

Dans le plan H, l'angle $\phi = 90^\circ$:

$$E_r = E_\theta = 0 ; H_r = H_\phi = 0;$$

$$E_\phi = -j \frac{hWk_0E_0e^{-jk_0r}}{2\pi r} \left[\cos\theta \frac{\sin\left(\frac{k_0h}{2}\sin\theta\right)}{\frac{k_0h}{2}\sin\theta} \right] \quad (\text{II. 11})$$

$$H_\theta = -\frac{E_\phi}{\eta} \quad (\text{II. 12})$$

II.3.2. Caractéristiques électriques

L'antenne fait partie du circuit où elle est reliée par des connexions électriques. Ils servent à mesurer la charge que l'antenne ajoute au circuit et à évaluer comment bien la puissance est transférée entre l'environnement et le système radio.

On peut utiliser trois éléments principaux pour cette description : l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire.

II.3.3. Caractéristiques des antennes miniatures

La diminution de la taille d'une antenne entraîne généralement une réduction significative de sa bande passante et une diminution de son efficacité de rayonnement [13]. En réalité, la réduction de la taille de l'antenne provoque une augmentation de l'intensité des champs électromagnétiques à proximité de la structure. Les phénomènes de résonance qui peuvent se manifester ont un coefficient de qualité élevé, ce qui facilite le réglage de l'antenne et permet d'obtenir des bandes passantes étendues. C'est pourquoi les antennes imprimées présentent des performances médiocres qui diminuent en même temps que leurs dimensions diminuent. De plus, les matériaux métalliques et diélectriques qui composent leur environnement de rayonnement proche affectent les antennes.

L'effet de proximité est le terme commun pour ces phénomènes. La structure sur laquelle sont disposées ces antennes est susceptible de modifier considérablement leur fonctionnement, car les dimensions de cette structure sont généralement petites (de l'ordre de la longueur d'onde). Cette sensibilité peut également poser des problèmes d'expérimentation où les systèmes d'alimentation et de maintien des antennes (câble coaxial) peuvent modifier l'impédance d'entrée et le rayonnement. La présence de forts champs électromagnétiques à proximité de l'antenne imprimée, qui sont susceptibles de se coupler avec les structures environnantes, explique également ces phénomènes.

II.3.4 Choix du substrat

Les choix du substrat et ses dimensions seront cruciaux lors de la création d'une antenne en microruban. Effectivement, les caractéristiques de l'antenne seront grandement influencées par les paramètres d'épaisseur et de constant diélectrique du substrat. Il est important que l'épaisseur du substrat utilisé soit adéquate, mais pas inférieure à $0.11\lambda_0$, λ_0 , ce qui correspond à la longueur d'onde de la fréquence pour laquelle l'antenne est conçue [14]. Outre l'amélioration de la résistance de notre antenne, l'épaisseur du diélectrique provoquera une augmentation de la puissance de rayonnement et une amélioration de la plage d'impédance de l'antenne. Cela implique que l'impédance d'une antenne conçue avec un substrat épais changera de fréquence moins rapidement que celle d'une antenne de substrat mince.

Ainsi, grâce à cette fonctionnalité, nous pouvons créer des antennes plus puissantes, qui peuvent également supporter une plus grande gamme de fréquences.

Le constant diélectrique de ce substrat est l'autre caractéristique importante. Un constant diélectrique faible favorisera l'augmentation de la puissance de rayonnement de l'antenne, la rendant ainsi préférable. Cependant, des éléments de rayonnement de taille plus grande sont nécessaires pour un constant diélectrique plus faible.

De manière générale, les substrats dont la constante diélectrique est inférieure à 2.5 sont préférés [14].

II.3.5 Alimentation des éléments rayonnants

Une ligne microruban avec une impédance de 50Ω peut être branchée directement à l'alimentation. Le point de connexion peut être au centre de l'élément (voir figure II.7(a)), ou légèrement décalé par rapport à ce centre (figure II.7(b)). Il est également possible de connecter

l'alimentation de manière axiale mais avec une encoche, ce qui permet une meilleure adaptation de l'impédance (Figure II.7(c)):

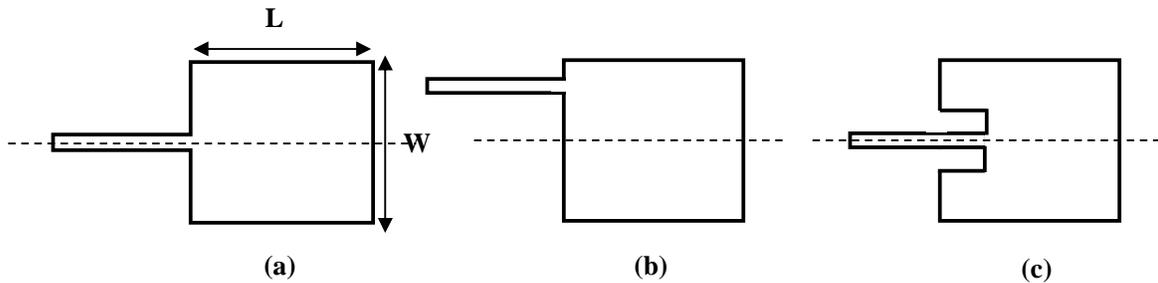


Figure II.7: Alimentation par une ligne microruban (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche

Il y a d'autres façons d'alimenter, comme la connexion avec un câble coaxial ou l'alimentation par électromagnétisme, mais nous n'en parlerons pas ici.

II.3.6. Critères de choix d'une structure d'antenne

Le concepteur d'antennes est généralement soumis à de nombreuses spécifications, telles que la plage de fréquences de fonctionnement, les caractéristiques radioélectriques (comme le gain, les diagrammes de rayonnement, la polarisation) et les contraintes d'encombrement. Des contraintes environnementales telles que le vide spatial, l'environnement industriel de fonctionnement et l'intégration étroite avec l'électronique de commande sont prises en compte en plus de ces critères.

En général, le plan de fréquence demeure stable, étant donné qu'il a été déterminé suite à de multiples négociations. Le choix de l'antenne est influencé par la largeur du faisceau requise pour l'application et le gain obtenu [15]. Il convient de souligner que, pour obtenir une couverture omnidirectionnelle, il est possible de diviser l'espace en secteurs, comme c'est le cas pour les stations de base de téléphonie mobile où chaque antenne couvre un angle de 90° ou 120° dans le plan considéré.

Ainsi, à ce stade de la conception, le choix de la technologie d'antenne peut dépendre de l'espace disponible, exprimé en longueurs d'onde.

Cet article suivra cette démarche en augmentant progressivement les dimensions, en examinant les caractéristiques clés de l'antenne élémentaire jusqu'aux antennes de plus grande taille.

II.4 Antenne papillon optimisée

Les paramètres clés responsables des performances d'adaptation de l'antenne papillon peuvent être déterminés à partir des études paramétriques précédentes. Ainsi, une antenne optimisée peut être présentée.

Le paramètre qui a le plus d'impact sur l'adaptation de l'antenne est le choix de l'angle au sommet des triangles. Il a un impact sur la valeur de l'impédance d'entrée, sa stabilité et sa fréquence d'adaptation basse. C'est donc le premier élément à prendre en compte dans la conception d'une antenne papillon. Nous voulions obtenir une impédance d'entrée la plus basse possible et un encombrement minimum dans le cadre de cette étude.

Le concept de base de l'antenne papillon alimentée par une ligne microruban est présenté à la (figure II.6).

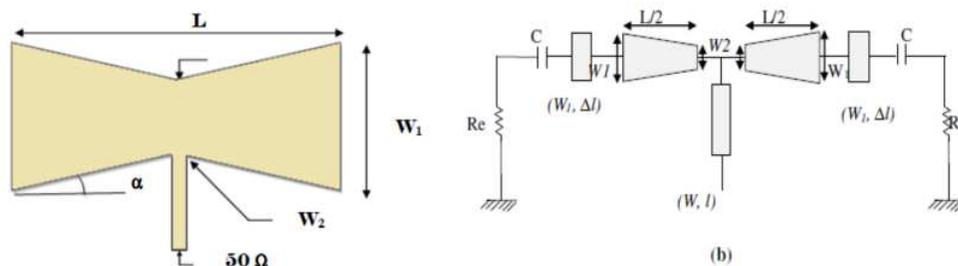


Figure II.6 : Antenne papillon alimentée par une ligne microruban.

La figure II.6 présente une conception de base de l'antenne modèle de ligne de transmission papillon alimentée par une ligne microruban.

Les dimensions physiques de l'antenne microruban sont dépassées en raison des effets de bord.

Cela est démontré dans la figure II.6(b) lorsque la longueur de l'antenne est augmentée de ΔL à chaque extrémité, en fonction du rapport de la constante diélectrique effective ϵ_{reff} à la largeur W_1 et à l'épaisseur h (W_1 / h).

II.5. Paramètre ligne microruban

L'une des structures est la ligne microruban ou microbande de guidage la plus connue pour les circuits micro-ondes et millimétriques. Il est lustré dans la figure II.7. Cette configuration se compose d'une fine bande métallique étroite placée sur l'autre face (appelée plan de masse) d'une

plaque diélectrique, dont une des faces est entièrement recouverte de métal.

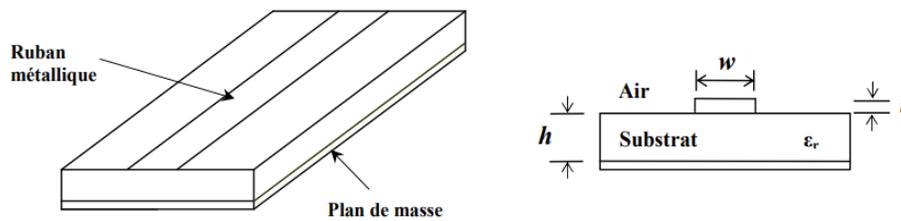


Figure. II.7. Structure générale de la ligne microruban.

La dimension w du ruban, qui influence son impédance spécifique, est le paramètre dimensionnel le plus important de la ligne microruban, l'épaisseur h du substrat, qui est généralement inférieure à quelques millimètres ; et le ruban doit avoir une permittivité relative ϵ_r élevée afin de concentrer le champ électromagnétique, ce qui permet de réduire les pertes par rayonnement ; et enfin l'épaisseur t du ruban.

La gamme microruban offre de nombreux avantages tels que :

- La capacité à transmettre des signaux en alternatif ou en continu.
- La structure peut être utilisée pour des gammes de fréquences allant de quelques gigahertz à plusieurs dizaines de gigahertz.
- L'installation des composants actifs (diodes et transistors) est simple.
- Les dimensions des composants répartis sont relativement petites étant donné la diminution de la longueur d'onde de la ligne.
- La structure est capable de résister à des tensions et à des charges électriques élevées.

II.5.1 Mode de propagation

L'analyse de la propagation de l'onde électromagnétique dans une ligne microruban est complexe en raison de sa propagation simultanée à la fois dans le substrat de permittivité ϵ_r et dans l'air de permittivité 1. La structure des lignes de champ électrique est illustrée dans la figure II.8.

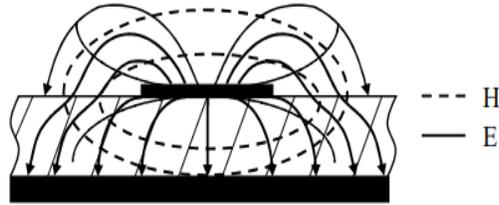


Figure. II.8. Circuits électriques et magnétiques dans une ligne microruban.

Ainsi, il existe des inégalités dans le milieu de propagation, ce qui exclut la possibilité d'un mode de propagation exclusivement de type TEM. Selon plusieurs études, cette ligne de transmission génère une onde se propageant de manière similaire au mode TEM, fréquemment désigné sous le terme de mode quasi-TEM.

II.5.2 Paramètres de la ligne microruban en mode TEM quasi-statique

La conception d'une ligne microruban nécessite la détermination des dimensions de la largeur w et de l'épaisseur h qui correspondent à l'impédance caractéristique Z_0 [16], [17]. En réalité, la synthèse permet d'obtenir le rapport normalisé entre la largeur et la hauteur (w/h), ainsi que la permittivité effective (ϵ_{eff}), facilitant ainsi la connexion avec les longueurs d'ondes, les impédances et les vitesses de propagation.

II.5.2.1 Caractéristique de l'impédance

On peut exprimer l'impédance caractéristique Z_c en haute fréquence pour une ligne de transmission de type TEM par [16], [18]:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{II. 13})$$

Le coefficient d'auto-induction et la capacité par unité de longueur sont, respectivement, L et C . La vitesse de phase est également indiquée par :

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{II. 14})$$

La combinaison des équations (II.13) et (II.14) permet d'écrire :

$$Z_c = v_p L \quad (\text{II. 15})$$

$$Z_c = \frac{1}{v_p C} \quad (\text{II. 16})$$

II.5.2.2 Permittivité effective d'une ligne microruban

La permittivité effective permet de trouver un emplacement pratique entre les vitesses de phases et les impédances. C'est une quantité qui se produit exclusivement dans les systèmes de transmission à diélectrique mixte.

La vitesse de phase d'une ligne microruban à diélectrique air est calculée par :

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{C}{v_p} \right)^2 \quad (\text{II. 17})$$

II.5.2.3 Longueur d'onde guidée

On calcule la vitesse d'une onde qui se propage en multipliant la fréquence par la longueur d'onde adéquate. Dans le vide, on observe la relation $c = f \cdot \lambda_0$. Dans l'équation (II.17), en substituant ce produit, la vitesse dans la ligne microruban est $v_p = f \cdot \lambda_g$

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right) \quad \text{ou} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$$

Où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide.

II.6 Affaiblissement d'une ligne microruban

Trois types de pertes sont caractéristiques des lignes microrubans : les pertes dans les conducteurs, les pertes dans les diélectriques et les pertes par rayonnement. Les raisons principales de la diminution des signaux lors de leur propagation sur les circuits microrubans sont quatre [18] :

Le conducteur subit des pertes ohmiques (ou des pertes par effet Joule).

- Les pertes diélectriques.
- Les pertes en radiation sont principalement causées par les interruptions.
- Les pertes causées par les ondes de surface : (piégées dans le diélectrique).

Des pertes supplémentaires sont beaucoup plus complexes à contrôler et à évaluer, en raison de divers facteurs qui influencent le comportement des lignes microrubans. Les éléments sont :

- Les restrictions de fabrication concernant les divers matériaux composant les lignes.
- Les propriétés superficielles de ces matériaux.
- La détérioration des matériaux.

II.6.1 Pertes dans les conducteurs

Les valeurs théoriques sont applicables aux conducteurs à surface plane. Cependant, lorsque la surface est rugueuse, l'affaiblissement est considérablement plus prononcé. En pratique, une limite supérieure de α_c peut être obtenue en utilisant la formule approchée ci-dessous :

$$\alpha_c (db/m) = 8.686 \frac{R_s}{wZ_m} \quad (\text{II. 18})$$

II.6.2 Pertes dans le diélectrique

Les pertes diélectriques sont principalement influencées par des caractéristiques du substrat telles que l'angle de perte ($\tan \delta$) et la permittivité relative ϵ_r [19]. En général, ces pertes sont inférieures à celles du conducteur (à moins que les substrats ne soient de mauvaise qualité). Les expressions suivantes sont utilisées pour calculer ces pertes :

$$\alpha_d (db/m) = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad (\text{II. 19})$$

II.7 Guide d'onde coplanaire

Nous avons utilisé un analyseur de réseaux vectoriels pour mesurer le guide d'onde CPW dans la bande de fréquence [0,1 à 40 GHz].

La largeur W du ruban transportant le signal est de 20 μm et l'espace entre ce ruban et la masse est de 2 μm . La ligne a une longueur L de 500 μm . Lors de la caractérisation précise des inductances, la largeur du ruban transportant le signal a été choisie égale à la largeur du ruban spiral des inductances qui seront étudiées par la suite afin d'éviter toute discontinuité de connexion à l'origine de couplages parasites.

La figure ci-dessous montre un guide d'onde coplanaire associé à ses accès. La longueur des accès, donc la distance entre les plans de référence P_i et $P_{i,point}$, est optimisée pour minimiser l'impédance série Z_{CCi} des accès.

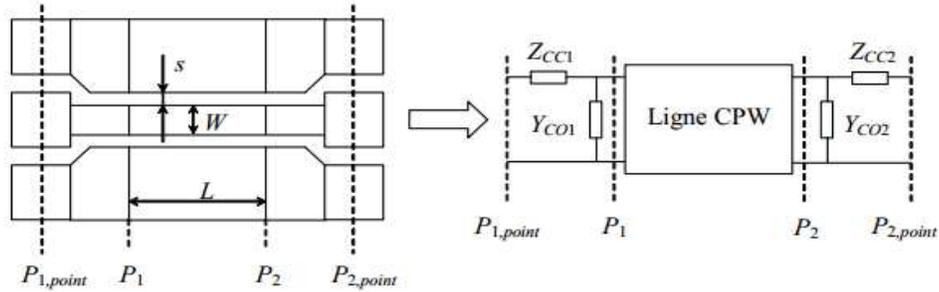


Figure II.9: Guide d'onde coplanaire associé à ses accès

II.8 Etude de la transmission entre deux antennes Patch

L'équation essentielle à employer est l'équation du bilan d'une liaison d'émission.

Rencontre aérienne entre deux entités :

$$\frac{P_R}{P_E} = G_E \cdot G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right) \quad (\text{II. 20})$$

Avec :

G : gain en puissance de l'antenne

λ : longueur d'onde

D : distance entre les deux antennes

Les mesures sont utilisées pour déterminer l'affaiblissement causé par la propagation dans l'espace libre.

Nous allons dépasser la région de Fraunhofer afin de mettre en place les mesures.

II.8.1 Calcul de la zone de Fraunhofer

La région de Fraunhofer s'étend de $2L^2/\lambda$ (où L représente la dimension la plus grande de l'antenne) jusqu'à l'infini. Il est légitime de conceptualiser la propagation d'une onde comme une onde sphérique émanant d'un point. Une fonction des angles θ et φ , invariante avec D , est multipliée par les variations des champs et des intensités en $1/D$ et $1/D^2$. Les concepts de diagramme et de directivité, et donc de gain, ne peuvent être utilisés que dans cette région sans faire référence à la distance de l'antenne.

C'est à cette distance que l'on calculera les principales approximations pour connaître le champ rayonné, et c'est aussi la distance où l'on pourra mesurer les caractéristiques de l'antenne comme si elles étaient à l'infini.

Distance de Fraunhofer :

$$D_{\text{Fraunhofer}} = \frac{2L^2}{\lambda} \quad (\text{II. 21})$$

avec L : dimension maximale de l'antenne.

II.8.2 Avantages et inconvénients des antennes microrubans

La technologie des circuits imprimés est utilisée pour les antennes microrubans, ce qui leur confère de nombreux bénéfices, tels que leur poids réduit, leur volume réduit, leur conformité et la possibilité d'intégrer des circuits micro-ondes dans les antennes. En outre, il convient de souligner que ce genre d'antenne convient aux coûts de fabrication abordables en raison de sa structure simple.

C'est une caractéristique importante qui explique l'utilisation d'antennes microrubans dans les applications de communication mobile.

En général, les avantages des antennes microrubans sont qu'elles sont [20][21] :

- Simple.
- robuste.
- pas compliqué.
- fonctionnent avec les surfaces planes et non planes.
- peu coûteux.

Mais elles ont les problèmes suivants [21] :

- La productivité est faible.
- Faible revenu.
- La polarisation est impure.
- Bande étroite par rapport aux autres.

Les ondes d'alimentation et de surface sont sources de rayonnement parasite, ce qui rend la modélisation théorique particulièrement complexe [22].

II.8.3 Utilisation via une ligne de microrubans

La figure II.10 illustre la transition du guide d'ondes en ligne microruban vers le guide d'ondes en ligne à fente. Une ligne à fente est implantée sur une des faces du substrat, croisant perpendiculairement une ligne microruban située sur la face opposée du substrat.

On peut représenter la fonction de couplage C entre la ligne microruban et la ligne à fente de la manière suivante [23] :

$$C = \int E_s \wedge H_m \quad (\text{II. 22})$$

La ligne à fente présente un champ électrique de type E_s , tandis que le champ magnétique de la ligne microruban est H_m .

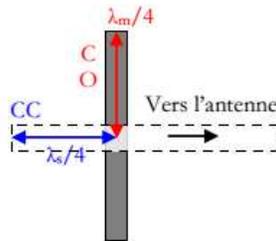


Figure II.10: Détail de la transition entre une ligne microruban et une ligne à fente

Par conséquent, le champ E_s et le champ H_m doivent être au maximum pour assurer le couplage plan de croisement des deux lignes.

Cette seconde contrainte implique que le croisement des deux lignes se produit lorsque la ligne à fente est en circuit ouvert et que la ligne microruban est en court-circuit à la fréquence centrale de couplage.

La ligne microruban dépasse ainsi la fente de $\lambda_m/4$, tout comme la fente dépasse la ligne microruban de $\lambda_s/4$.

II.9 Réseau d'antennes

Un réseau d'antennes est constitué d'antennes spécialement conçues pour respecter des normes de rayonnement spécifiques. La gestion des recombinaisons positives et négatives provoquées par l'objectif principal est de déplacer spatialement les sources contribuant au rayonnement. Nous évoquons les configurations simples des réseaux d'antennes pour comprendre leurs mécanismes en utilisant l'approche classique.

II.9.1 Mise en réseau des sources étudiées

Ce paragraphe présente des réseaux d'antennes constitués des configurations de sources différentes étudiées précédemment. Par conséquent, des réseaux passifs composés d'éléments de 2×8 ont été conçus et mesurés. Au départ, les réseaux linéaires de 1×8 éléments devaient être conçus, mais nous avons décidé de rajouter une rangée supplémentaire afin d'avoir un diagramme plus directif dans le plan vertical et d'éviter les effets de diffraction. Pour chaque configuration de source, un réseau d'antennes a été configuré pour pointer dans l'axe et un réseau d'antennes a été configuré pour dépointer à -30° .

La chute de gain entre un pointage du faisceau dans l'axe et un dépointage à -30° sera utilisée pour quantifier l'influence des sources.

Pour rappel, l'objectif est de choisir la source permettant d'atténuer au minimum la chute du gain lors d'un dépointage, ceci afin d'éviter une dégradation trop importante du bilan de liaison.

L'architecture retenue pour les arborescences est de type parallèle afin d'accroître la largeur de bande par rapport à une distribution de type série. De plus, une répartition série a pour inconvénient d'induire un dépointage du faisceau lorsque la fréquence varie.

La distance inter-éléments doit satisfaire la relation suivante [24] :

$$d < \frac{\lambda}{(1 + \sin(\theta_0))} \quad (\text{II.23})$$

Selon la formule (II.23), lorsque la distance est de $0,5 \lambda_0$, le dépointage maximal est de 90° sans produire de lobes de réseau. La distance maximale entre les éléments pour un dépointage de 30° est de $0,66 \lambda_0$, mais pour réduire les dimensions du réseau, nous avons choisi une distance plus faible. La faible distance entre les éléments permet également d'avoir une marge assez confortable par rapport aux lobes d'ambiguïté de la bande de fréquence.

En effet, des lobes d'ambiguïté peuvent apparaître pour une fréquence d'utilisation plus élevée pour une même distance entre les éléments. Les substrats et la méthode d'assemblage utilisés pour chaque source sont identiques.

II.10 Analyse du réseau d'antennes

Un réseau d'antennes est une disposition d'antennes conçue pour répondre à des besoins particuliers en matière de rayonnement. La diffusion du signal radiofréquence transportant l'information sera fonction de ses caractéristiques intrinsèques (diagramme de rayonnement, gain, etc.) et des conditions d'excitation de chaque antenne.

L'analyse des réseaux d'antennes est complexe en raison de la nature vectorielle du champ rayonné. Par conséquent, nous présentons deux cas simples : le calcul du champ de rayonnement global et les conclusions les plus significatives à en tirer. [25].

II.10.1 Réseau linéaire

On considère généralement que le réseau d'antennes linéaire est le plus simple. Il consiste en une combinaison linéaire de N rayonnants placés le long d'un unique axe. Nous supposons que la distance entre les éléments d est la valeur d est constante et chaque antenne émet un rayonnement équivalent dans l'espace pour simplifier l'analyse. Finalement, chaque antenne est soumise à une évaluation en amplitude de puissance (a_n) et en phase (ϕ_n) de manière individuelle.

$$r_n \approx r_0 + nd \sin(\theta) \sin(\phi) \quad (II.24)$$

r_0 représente la distance entre le point d'observation du premier élément.

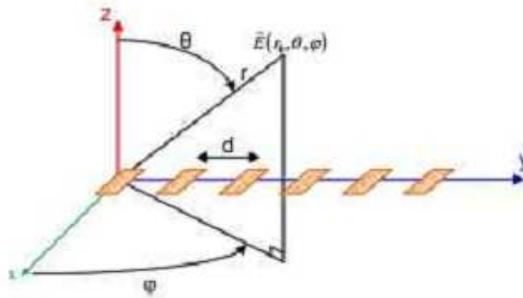


Figure II.11 : Réseau linéaire d'antennes [26].

d : distance entre deux sources successives

ϕ : angle de l'azimut

θ : angle de l'élévation

La superposition des champs lointains émis par chaque source, selon le théorème de superposition, est employée afin de calculer le rayonnement en un point spécifique de l'espace provenant de N éléments. La vingt-cinquième section.

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_n(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} e^{-j\phi_n} \vec{f}_n(\theta, \phi) \quad (II.25)$$

$\vec{f}_n(\theta, \phi)$: Fonction distinctive du cinquième élément du réseau.

a_n : l'intensité électrique de la source n

φ_n : phase électronique de la $n^{\text{ième}}$ source.

r_n : distance entre le point d'observation et le $n^{\text{ième}}$ élément.

k : nombre d'onde

Ainsi, l'ensemble du champ rayonné par un réseau constitué d'éléments identiques

($\vec{f}_n(\theta, \phi) = \vec{F}(\theta, \phi)$) et équidistants est :

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} \vec{F}(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(nkdsin(\theta)sin(\phi)+\varphi_n)} \quad (II.26)$$

Dans de telles situations, nous pouvons alors introduire le facteur de réseau, qui est déterminé uniquement par la distribution électrique et spatiale du réseau. Cela se traduit de la manière suivante :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(nkdsin(\theta)sin(\phi)+\varphi_n)} \quad (II.27)$$

Le rayonnement d'une antenne élémentaire doit alors être multiplié par le facteur de réseau pour obtenir le rayonnement total du réseau. Nous pouvons donc exprimer le rayonnement total comme suit :

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} \vec{F}(\theta, \phi) AF \quad (II.28)$$

Pour une antenne de base émettant un rayonnement omnidirectionnel, le facteur d'antenne (AF), qui dépend uniquement de θ et ϕ , influence le rayonnement du réseau. Ceci permet de générer le diagramme de rayonnement en ajustant les paramètres qui influent sur le facteur de directivité, tels que, a_n , φ_n , d , et n .

Le facteur de réseau est également écrit dans le plan du réseau (*plan XY*; $\phi = \pi/2$) :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(nkdsin(\theta)+\varphi_n)} \quad (II.29)$$

Pour rendre l'analyse plus simple, nous étudierons un réseau linéaire uniforme où tous les termes ont pour chaque antenne été identiques et des estimations unitaires ($a_n = 1$). L'expression du facteur dans ce cas sera simplifiée comme suit.

:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(nkdsin(\theta)+\phi_n)} \quad (II.30)$$

De plus, en supposant L'expression du déphasage entre les antennes voisines est un déphasage régulier ϕ_0

$$\phi_n = n\phi_0 \quad (II.31)$$

Dans ces conditions, le facteur de réseau est représenté comme suit :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(kdsin(\theta)+\phi_0)} \quad (II.32)$$

Ainsi, le facteur de réseau est obtenu à partir d'une série géométrique dont la somme est :

$$AF = \frac{\sin \frac{N(kdsin(\theta)+\phi_0)}{2}}{in \frac{(kdsin(\theta)+\phi_0)}{2}} \quad (II.33)$$

Ainsi, le rayonnement atteint son apogée lorsque $(kd \cdot \sin\theta + \phi_0 = 0)$, c'est-à-dire pour

$$\theta_{max} = \arcsin \frac{-\phi_0}{kd} \quad (II.34)$$

Lorsqu'un réseau est excité avec un gradient de phase, le facteur de réseau devient alors égal au retard spatial causé par la délocalisation des éléments θ_{max} :

$$AF_{max} = N \quad (II.35)$$

avec N : le nombre d'éléments du réseau.

Par conséquent, le rayonnement d'une antenne dans la direction principale du réseau est multiplié par le nombre d'antennes du réseau, comme le montre l'équation (II.35). Toutes les contributions sont recombinaées dans cette direction de manière constructive.

Le facteur de réseau peut être maximum pour plusieurs angles θ en raison de la périodicité de l'argument $(kd \sin\theta + \phi_0)/2$ dans le domaine de définition de $\theta \in [-\pi/2, \pi/2]$.

Pour éviter la formation de lobes de réseau, il est conseillé de maintenir une distance inter-source inférieure à la longueur d'onde dans l'espace libre λ_0 . Le lobe principal a la même densité de puissance que ces lobes spécifiques [27, 28, 29, 30]. Par exemple, lorsque $\Phi_0 = 0$, les lobes $\varphi = \pi/2$ apparaissent pour la première fois dans l'axe normal du réseau, lorsque $d = \lambda_0$.

Lorsque la distance entre deux éléments est égale à :

$$d = \frac{2n\pi - \Phi_n}{2\pi \cdot \sin\theta} \lambda_0 \quad (II.36)$$

II.10.2 Réseau bidimensionnel

Un réseau linéaire à deux dimensions est appelé réseau 2D. Une matrice d'antennes fondamentales $N \times M$ est généralement utilisée pour créer ce type de réseau.

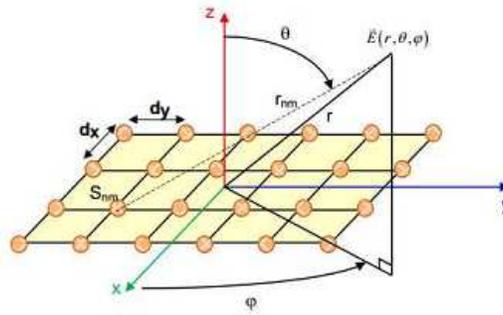


Figure II.12 : Antenne réseau bidimensionnel [26]

- Le nombre d'antennes sur l'axe X est connu sous le nom de M .
- Le nombre d'antennes sur l'axe Y est connu sous le nom de N .
- L'écart entre deux sources différentes en fonction de l'axe X est appelé dx .
- La distance entre deux sources différentes en fonction de l'axe Y est appelée dy .

Si l'on suppose que les différentes sources ne sont pas couplées, le champ rayonné total peut être représenté de la manière suivante :

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_{nm}(\theta, \phi)$$

$$= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} \frac{e^{-jkr_{nm}}}{r_{nm}} e^{-j\phi_{nm}} \vec{f}_{nm}(\theta, \phi) \quad (II.37)$$

Avec

a_{nm} : amplitude de chaque source S_{nm}

ϕ_{nm} : la phase de chaque source S_{nm}

$\vec{f}_{nm}(\theta, \phi)$: caractéristique vectorielle du rayonnement

La fonction distinctive de l'antenne principale peut être factorisée en supposant que les antennes du réseau sont identiques ($\vec{f}_{nm}(\theta, \phi) = \vec{F}(\theta, \phi)$).

En prenant en compte une disposition d'antennes connectées selon deux axes (avec des distances constantes dx et dy), il est possible de déterminer le champ rayonné total en utilisant la formule ci-dessous :

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = A \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{F}(\theta, \phi) \sum_{m=0}^{m-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} e^{j((nkd_x \sin\theta \sin\phi + mkd_y \sin\theta \sin\phi) + \phi_{nm})} \quad (II.38)$$

Il est possible d'exprimer le facteur de réseau de la manière suivante :

$$AF = \sum_{m=0}^{m-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} e^{j((nkd_x \sin\theta \sin\phi + mkd_y \sin\theta \sin\phi) + \phi_{nm})} \quad (II.39)$$

Quand l'argument de l'exponentielle est nul, le rayonnement maximum est atteint. Ainsi, grâce à une sélection judicieuse de la phase électrique imposée à chacune des sources, il est envisageable d'orienter le rayonnement maximum dans une direction spécifique (θ, Φ) . En ce qui concerne le facteur réseau, ce maximum est alors :

$$AF_{max} = NM \quad (II.40)$$

Le nombre d'éléments est directement proportionnel au rayonnement maximum.

II.10.3 Configuration d'excitation du réseau

Le chapitre précédent a utilisé la technologie imprimée pour concevoir l'antenne élémentaire. Comme mentionné précédemment, son empreinte répond aux critères de gain et de fonctionnalité et est compatible avec la mise en réseau.

Le développement du réseau de distribution sera également abordé dans ce paragraphe. Pour préserver et encourager les décisions que nous avons prises, nous présentons d'abord une liste des méthodes d'alimentation des réseaux linéaires et bidimensionnels.

II.11 Méthodes d'alimentation d'un réseau linéaire

En ce qui concerne les réseaux d'antennes, ils peuvent être classés selon leur configuration de distribution en série ou en parallèle. Dans le cas d'une connexion en série des antennes, on fait appel à une ligne microruban pour les relier les unes aux autres. L'excitation, qui peut réduire la bande passante de l'antenne, est produite par une succession de lignes quartes d'onde.

De plus, il est difficile d'intégrer des déphaseurs commandés en raison du manque d'espace. Par conséquent, cette structure arborescente ne semble pas être adaptée à notre contexte d'étude.

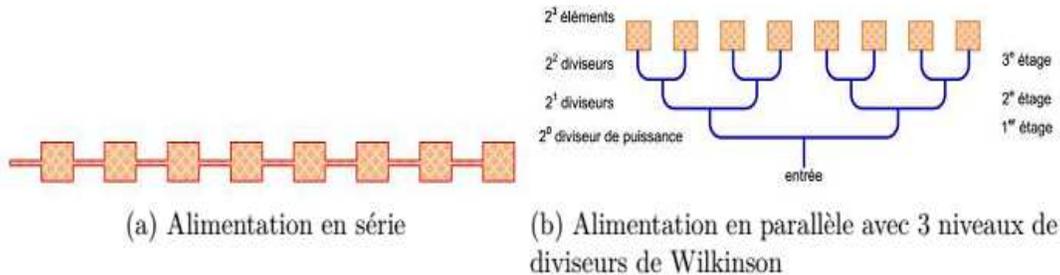


Figure II.13 : Techniques d'alimentation [26].

En cas d'alimentation parallèle, L'information est diffusée par un ensemble de diviseurs de puissance. En divisant la puissance à tous les étages de manière équilibrée, l'optimisation peut alors être facilement gérée.

De plus, l'espace alloué pour le déphaseur est plus important et par conséquent plus facile à utiliser. Cependant, cette méthode d'alimentation du réseau nécessite une période de distribution plus longue.

En conséquence, il sera nécessaire de contrôler les pertes de propagation pour éviter de pénaliser le gain du réseau. Néanmoins, cette distribution possède quelques avantages qui nous incitent à la favoriser. Nous allons expliquer brièvement deux façons de considérer la division de la puissance.

II.11.1 Conception d'un diviseur de puissance

Les applications de micro-ondes utilisent fréquemment le diviseur de Wilkinson. Le circuit adapté sans pertes est présenté par le diviseur en entrée en deux puissances de sortie égales au niveau des ports 2 et 3. La puissance d'entrée peut être divisée en deux signaux avec la même amplitude et la même phase.

Une entrée d'impédance Z_0 et deux lignes quartes d'onde ($\lambda/4$) d'impédance caractéristique $Z = Z_0\sqrt{2}$ composent ce diviseur après deux sorties d'impédance Z_0 .

En cas de déséquilibre de puissance en sortie, une résistance $R=2Z_0$ est placée entre les deux sorties pour maintenir l'adaptation.

Au niveau des ports 2 et 3, la puissance d'entrée est divisée en deux puissances de sortie égales.

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2}P_1 \quad (II.41)$$

Une illustration du diviseur de Wilkinson est proposée (Figure II.14) :

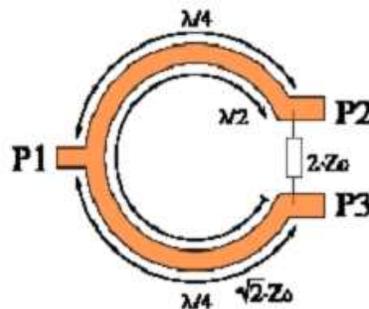


Figure II.14 : Diviseur de Wilkinson en technologie microruban [31].

La largeur de bande importante du diviseur de Wilkinson, même en présence d'un déséquilibre des charges de sortie, est attribuable à l'utilisation d'inverseurs d'impédance et à sa bonne adaptation en entrée (S_{11}). Ce sont ses principaux avantages.

La résistance d'équilibrage en surface doit être reportée ou cette adaptation peut être effectuée en couche enterrée en utilisant des (films résistifs ou une pâte résistive).

II.11.2 Diviseur d'impédance

C'est un diviseur de puissance qui convertit l'impédance à l'aide de lignes quart d'onde ou taperisées. Bien que la première option soit plus appropriée pour les structures à faible bande passante, la deuxième est plus appropriée pour les structures à large bande passante.

Les lignes taperisées offrent des niveaux de liberté supplémentaires qui permettent de transformer l'impédance sur une bande passante large.

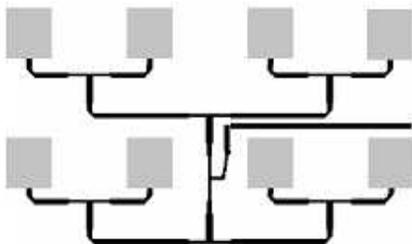


Figure II.15 : Diviseur d'impédance en technologie microruban.

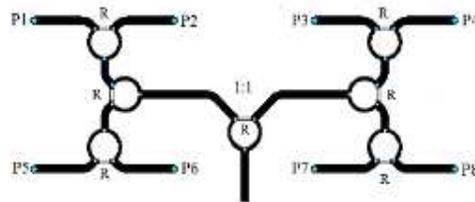
Une transformation appropriée des impédances permet de gérer une apodisation (asymétrie de transformation). Cependant, si les charges de sortie (antennes) ne sont pas équilibrées, le coefficient de réflexion du réseau subira une désadaptation d'impédance. Cette caractéristique et les lacunes de cette approche de répartition de puissance par rapport au diviseur de Wilkinson.

II.12 Réseau parallèle d'excitation

Il est également envisageable de concevoir le réseau de distribution tout parallèle pour un réseau bidimensionnel, comme en témoignent deux exemples dans la figure II.16. Le premier utilise des diviseurs d'impédance, tandis que le second utilise des diviseurs de Wilkinson.



(a) Alimentation par diviseur d'impédance



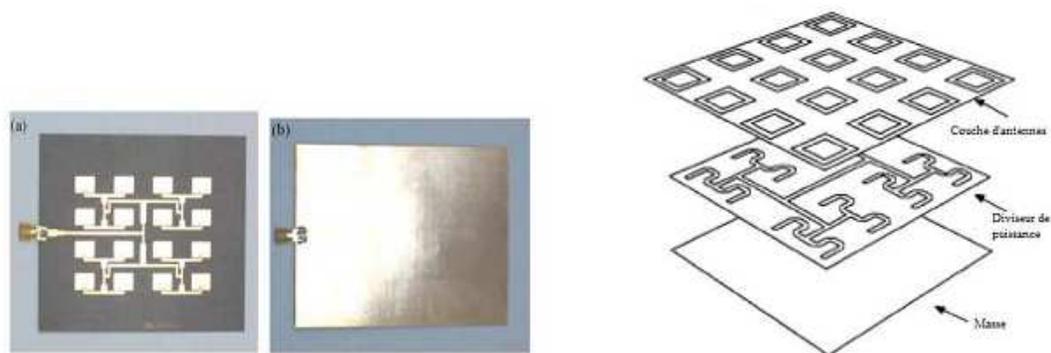
(b) Alimentation avec les diviseurs de Wilkinson en cascade [32]

Figure II.16 : Réseau d'antennes bidimensionnelles

De plus, nous pouvons classer les différentes techniques d'excitation en deux catégories principales en les examinant : La couche d'alimentation est soit séparée de la couche d'antennes, soit imprimée sur une couche identique à celle des antennes. Il est important de prendre en compte le rayonnement parasite du réseau de distribution du réseau (figure II.17 (a)).

Dans le premier cas, il est crucial de considérer le rayonnement parasite provenant du réseau de distribution.

Afin de réduire ce rayonnement, une méthode d'alimentation multicouche peut être utilisée (Figure II.17(b)).



(a) Réseau d'antennes monocouche [33]

(b) Réseau d'antennes multicouche [34]

Figure II.17 : Positionnement de la couche d'antennes par rapport à la couche d'alimentation.

II.12.1 Pointage dans l'axe

La structure d'alimentation a d'abord été construite pour un réseau de 2 x 4 éléments disposés en parallèle. Les impédances distinctives des lignes sont représentées. L'impédance d'entrée de ce sous-réseau a été fixée à 50Ω à l'aide de lignes quarts d'onde.

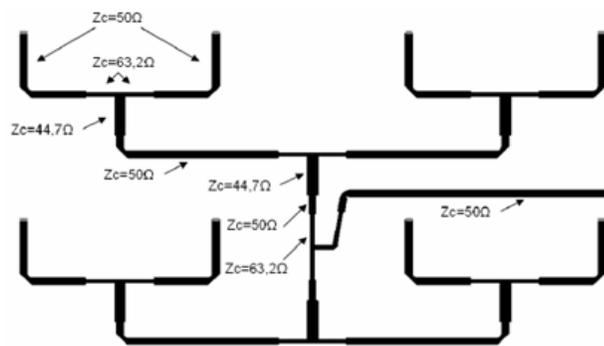


Figure II.18: Arborescence d'alimentation d'un sous-réseau de 2x4 éléments

II.13 Conclusion

Une présentation générale des antennes patches a été présentée dans ce chapitre. On a souligné l'importance de ces composants dans les défis technologiques actuels et leur utilisation dans un large éventail de domaines. Les caractéristiques des antennes papillon ainsi que quelques méthodes d'analyse sont également présentées. Une des méthodes est choisie en fonction de l'application et de la spécification visée.

Il est également important de noter que la disponibilité de la puissance de calcul a poussé les chercheurs à se concentrer sur les méthodes numériques qui ne cessent de s'imposer à cause de leur précision, de leur flexibilité et de leur pertinence du point de vue de la clarté des résultats obtenus.

Le chapitre suivant se concentrera sur la présentation d'un simulateur électromagnétique hyperfréquence basé sur deux méthodes numériques : la « méthode de moment « MoM » et la « Méthode des éléments finis ». C'est bien le programme « CST Studio Suite V 2014 » qui est très apprécié dans le domaine des hyperfréquences.

Ce chapitre introduit brièvement le concept des antennes papillon et énumère les avantages, les inconvénients et les méthodes d'alimentation. Ce chapitre a conduit à une définition préliminaire de l'antenne réseau et de ses caractéristiques principales, ainsi qu'à quelques techniques améliorant les performances de ce type d'antennes.

Bibliographie

CHAPITRE II

- [1] P. F. Combes, « Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes », Dunod, 1997, 2-10-002753-0
- [2] I.J. Bahl, P. Bhartia Microstrip Antennas. Artech. House, U.S.A., 1980
- [3] W.L. Stuzman, G. Thiele Antenna, Theory and Design. John Wiley & Sons, 1981
- [4] ANTENNA THEORY.COM. Bandwidth <http://www.antennatheory.com/basics/bandwidth.php>. 54
- [5] ZHI NING CHEN and MICHAEL Y. W. CHIA. Broadband planar antennas: design and applications. John Wiley & Sons Ltd, 2005. 10, 55, 57, 58, 60
- [6] Dale M. Grimes and Craig A. Grimes. Bandwidth and q of antennas radiating Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, 37(2) :217–226, May 1995. 55
- [7] MATS GUSTAFSSON and SVEN NORDEBO. Bandwidth, q factor, and resonance models of antennas, September 2005. 55
- [8] R.L. Fante. Quality factor of general ideal antennas. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 17(2) :151–155, Mar 1969. 55
- [9] B. Nauwelaers, A. Van De Capelle A transmission line model for arrays of rectangular microstrip antennas Annals of Telecommunications, 1989, Volume 44, Numbers 9-10, Pages 549-554
- [10] W.F. Richards, Y.T. Lo, D.D. Harrison, An improved theory for microstrip antennas and applications, IEEE Trans Antennas Propagat. AP-29 (1981), 38–46.
- [11] K.R. Carver, W.H. James Microstrip antennas technology. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, No. 8, 1984, pp. 884-887
- [12] F.T. Bendimerad Synthèse de réseaux non périodiques d'antennes microrubans à loi d'alimentation uniforme ou prédéterminée. Thèse de Docteur de l'Université, Université de Nice Sophia Antipolis, France, Juin 1989.
- [13] J. R. Mosig et F. Gardiol, « Technique analytique et numériques dans l'analyse des antennes microruban, » ANN.Télécom, 40, n°7-8, 1985.
- [14] R Garg, P Bhartia, 2001, Microstrip antenna Design Handbook, ArtechHouse, Inc.
- [15] Conception d'antennes – Fondamentaux Auteur(s) : Xavier BEGAUD: Professeur LTCl, CNRS, Télécom ParisTech, Université Paris-Saclay, Paris, France Relu et validé le 14 févr. 2023
- [16] T.C. Edwards, "Conception des circuits micro ondes", Collection Technologies, série électronique, Masson, 1984.
- [17] Paul F. Combes, "Micro-ondes", Dunod, Paris, 1996.
- [18] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, "Microstrip Lines and Slotlines", Artech House, Boston•London, (2ème éd 1996).

- [19] Stephen C. Thierauf, "High-Speed Circuit Board Signal Integrity", Artech House, Inc. Boston•London,2004.
- [20] O. M. W. G.H.Brown, "Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas," RCA review, pp. 425-452, 1952.
- [21] R. R. L. A.Kerkhoff, "The Use of the Genetic Algorithm Approach in the Design of Ultra- Wideband Antennas," IEEE Radio and Wireless Conference (RA WCON), Boston, Aug.2001..
- [22] J.Roger, "Antennes techniques Traité d'Electronique E3284," Techniques de l'Ingénieur, pp. 45-46
- [23] W. C. K.F.LEE, "Advances in microstrip and printed antennas," J. Wiley & sons, pp. 433-513, 1997.
- [24] R. J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook", Artech House, 2nd edition, 2005.
- [25] Yann MAHE. Contribution à la conception de peaux intelligentes : Synthèse temps réel de diagrammes de rayonnement et méthodologie de développement d'éléments rayonnants multifréquences. PhD thesis, université de Nantes, 2001. 100
- [26] Andrée FOUQUE. Contribution à la conception d'un récepteur mobile faible cout et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S. PhD thesis, Université de Bordeaux 1, 2012. 11, 100, 103, 106
- [27] Microwaves101. Grating lobes <http://www.microwaves101.com/encyclopedias/gratinglobes>. 103
- [28] Olympus. Lobes de réseau et lobes secondaires <http://www.olympusims.com/fr/ndt/tutorials/transducers/lobes/>. 103
- [29] P.S. Hall and M.S. Smith. Reduction of grating lobes in sequentially rotated microstrip patch arrays. In Antennas and Propagation, 1993., Eighth International Conference on, pages 364–367 vol.1, 1993. 103
- [30] J.C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo, and P. de Maagt. Coupling reduction in a 2x2 high dielectric constant ebg patch array. In Antenna Technology (iWAT), 2010 International Workshop on, pages 1–2, March 2010. 103
- [31] Wikipedia. Divisuer de wilkinson. 11, 107
- [32] Tchanguiz Razban Haiyang Zhang, Yann Mahe. Low-cost ku-band dualpolarized and beam switchable cross-type antenna array for satellite communications. Microwave and Optical Technology letters, June 2014. 109
- [33] Hui Zhang, Zengri Li, Junhong Wang, Xueqin Zhang, and Yaoqing Yang. An insert-fed ku-band microstrip antenna array for dbs application. In Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2013, pages 195–198, July 2013. 109
- [34] A.I. Zaghloul and W.M. Dorsey. Evolutionary development of a dual-band, dual-polarization, low profile printed circuit antenna. In Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference on, pages 994–997, Sept 2009. 109

CHAPITRE III

Modélisation théorique de la structure d'antenne

III.1 Introduction

Pour étudier les antennes et leurs applications, la méthode des moments a été utilisée. C'est une technique fréquentielle qui utilise la résolution d'équations intégrales linéaires en courant. Le courant peut être directement distribué dans les structures linéaires étudiées et précisément déterminées grâce à cette technologie, qui peut ensuite remonter au champ rayonné en tout point de l'espace.

Dans ce chapitre, la méthode des moments est utilisée pour résoudre l'équation intégrale. Nous constatons que cette formule est électrique si la structure est filaire et magnétique si la structure est surfacique. Pour résoudre cette équation linéaire, la méthode des moments est ensuite suggérée. Pour y parvenir, il est nécessaire d'expliquer la technique des moments. Par la suite, nous exposons les fonctions fondamentales que nous avons sélectionnées pour notre résolution. Pour établir la distribution du courant dans la structure, nous spécifions les conditions limites que le courant doit satisfaire.

Nous décrivons comment utiliser cette technique pour les circuits linéaires. En réalité, il est essentiel de tenir compte de la topologie du circuit, des composants linéaires et du plan de masse. Cette topologie est généralement constituée de fils fins, de pistes de circuit imprimé et de fils de connexion des composants. Finalement, nous suggérons d'utiliser cette technique pour étendre la résolution à des circuits électroniques de puissance non linéaires.

III.2 Méthode des moments

Pour étudier les antennes et leurs applications, la méthode des moments est une technique numérique largement utilisée pour résoudre les équations intégrales qui décrivent le comportement des champs électromagnétiques dans les structures complexes. Il est possible de déterminer directement la distribution du courant dans les structures étudiées et précise grâce à sa capacité à remonter au champ rayonné en tout point de l'espace.

III.2.1 Descriptif de la méthode

L'application de l'équation de continuité du champ électrique tangentiel à la surface du conducteur S conduit à l'obtention de l'équation intégrale résolue par la méthode des moments (figure III.1) [1][2][3][4][5][6].

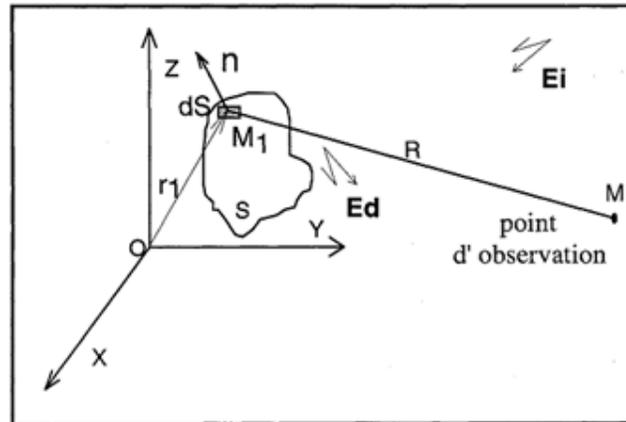


Figure.III.1 : La méthode des moments.

Il y a deux composantes dans ce champ tangentiel : : un élément entrant E_i et une composante diffractée E_d . Par la suite, l'équation de continuité pour $M_l(r_l)$ peut être exprimée comme suit:

$$n \times E_d = -n \times E_i$$

La distribution du courant est employée pour modéliser la composante diffractée en se basant sur les équations de Maxwell projetées dans le domaine fréquentiel. Les valeurs du courant aux divers nœuds de la subdivision, une fois le circuit discrétisé, sont soumises à une pondération afin de représenter le courant à l'aide de fonctions test.

Ensuite, on arrive à une équation matricielle qui a la forme suivante :

avec

Z : matrice impédance basée sur la fréquence et la topologie

V : matrice de tension excitée.

et I : vecteur courant à calculer.

Une fois que la distribution du courant dans le circuit a été établie, il est essentiel de procéder au calcul du champ électrique rayonné à tous les points de l'espace.

III.3 Intégration en l'espace libre

Les problèmes avec des structures composées de conducteurs fins peuvent être résolus à l'aide de l'équation intégrale du champ électrique (EFIE). Cependant, l'équation intégrale du champ magnétique (MFIE) est utilisée pour les structures massives, en

particulier celles ayant des surfaces larges. Les deux équations peuvent être combinées pour des structures qui utilisent les deux types de géométrie.

III.3.1 Équation intégrale du champ électrique

Considérons un conducteur parfait avec une surface S dans un espace libre. La condition aux limites [7][8][9] est définie comme suit, car le champ électrique tangent E est continu à la surface du conducteur en le point $M_l(r_l)$:

$$n \times E_T = 0 \quad (III.1)$$

Le vecteur normal à la surface du conducteur en M_l est n , tandis que le champ électrique total est E_T .

Une composante incidente E_i et une composante diffractée E_D composent le champ E_T total (figure III.1).

$$E_T = E_D + E_i \quad (III.2)$$

La grandeur engendrée par l'ensemble des courants et charges présents dans le conducteur est désignée comme la composante E_D . La condition énoncée dans (III.1) et (III.2) est alors rédigée comme suit :

$$n \times E_D = n \times E_i \quad (III.3)$$

Or, d'après la jauge de Lorentz :

$$E_D = -j\omega A - \nabla\Phi \quad (III.4)$$

avec A le potentiel du vecteur magnétique est déterminé par :

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_S J(r_1) \frac{e^{-jkR}}{R} dS \quad (III.5)$$

et Φ le potentiel scalaire électrique défini par:

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_S \rho \frac{e^{-jkR}}{R} dS \quad (III.6)$$

La distribution du courant le long du conducteur est représentée par $J(r_1)$, où R désigne la distance entre le point source et le point d'observation où le champ est mesuré. La surface du conducteur est quant à elle définie par S , le facteur d'onde est exprimé par $k=2\pi/\lambda$, et la densité de charge ρ est également une variable importante dans cette équation:

$$\rho = -\frac{1}{j\omega} \text{div}_S(J(r_1)) \quad (III.7)$$

En substituant les (III.3) à (III.7), on obtient :

$$n(r) \times E_i(r) = j\omega\mu n \times \frac{\mu}{4\pi} \int_S J(r_1) \frac{e^{-jkR}}{R} dS + \frac{1}{\epsilon} n \times \nabla \int_S \rho \frac{e^{-jkR}}{R} dS \quad (III.8)$$

où L'opérateur d'écart par rapport à la variable r est ∇ . Le plus souvent, cette équation est utilisée pour les structures en fil.

Cas d'un fil fin

Nous adoptons les hypothèses suivantes si le conducteur S est un fil fin de rayon a_1 :

- Le courant transversal du fil est minime par rapport au courant axial.
- La variabilité du courant axial est minime.
- Un filament de courant situé sur l'axe du fil peut représenter le courant du conducteur.
- La condition limite du champ électrique est vérifiée uniquement dans la direction axiale.

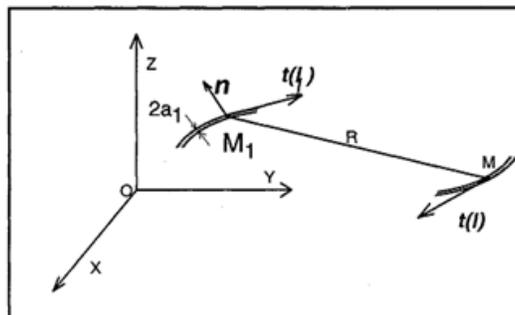


Figure III.2 : Condition limite, fil fin

Par conséquent, un courant filaire I peut être utilisé pour remplacer le courant surfacique dans un point M_I situé sur la structure avec une coordonnée curviligne l_1 , tel que :

$$I(l_1) = 2\pi a_1 J(r_1) \quad (III.9)$$

L'équation (III.8) devient alors:

$$\begin{aligned} t(l) \cdot Ei &= j\omega\mu \int_{\text{fil}} t(l) \cdot t(l_1) \cdot I(l_1) \cdot g(R) dl_1 - \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{d}{dl} \int_{\text{fil}} \frac{dI(l_1)}{dl_1} \cdot g(R) dl_1 \\ &= L[I(l)] \end{aligned} \quad (III.10)$$

où g est la fonction de Green dans l'espace comme suit:

$$g(R) = \frac{1}{2\pi a_1} \int_C \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dl \quad (III.11)$$

Le vecteur tangentiel $t(l)$ est défini comme étant la variable l le long de l'axe du conducteur (voir figure III.2), la circonférence du conducteur C est définie, et l'opérateur intégral-différentiel linéaire L est défini comme tel. Pour un conducteur de rayon a_1 et de longueur Δ (avec Δ étant inférieur au dixième de la longueur d'onde), la précision de cette approximation, appelée "noyau des fils minces", est fonction de $(k \cdot a_1)$ et du rapport (Δ/a_1) .

Cette évaluation montre des inexactitudes de moins de 1% pour des valeurs de (Δ/a_1) supérieures à 8, ou des valeurs de $(k \cdot a_1)$ inférieures à 0,08, tel que démontré par Poggio et Adams [10]. Toutefois, ils présentent une approche plus précise du fil fin appelée "noyau exact" [10], qui est adaptée aux fils plus épais. Ils ont prouvé que l'utilisation de cette approximation plus précise permet d'obtenir des erreurs inférieures à 1 % pour des valeurs de (Δ/a_1) supérieures à 2.

La base de cette approximation "noyau exact" est fondée sur l'hypothèse suivante : à un point M_I de la structure, le courant se trouve à la surface du fil de rayon a_1 , également connu sous le nom de cylindre de rayon a_1 . Ainsi, le rayon du fil a_1 dépend du calcul de la fonction de Green g .

Ainsi, la fonction de Green g est égale à la moyenne sur l'ensemble des points de la circonférence d'un point d'abscisse curviligne l_1 . Cette approche permet de contourner les singularités de l'intégrale de la fonction de Green lorsque le point d'observation M coïncide avec le point d'intégration M_1 .

III.3.2 Equation du champ magnétique intégral

Soit un conducteur de surface de type S . Le conducteur n'a pas de champ magnétique total. Le champ H_i se divise en un champ diffracté H_D et un champ incident, d'où l'équation :

$$H_D + H_i = 0 \quad (III.12)$$

En se basant sur la répartition du courant sur la surface du conducteur $J(r_1)$, le champ diffracté H_D peut être exprimé au point d'observation $M(r)$.

$$H_D = \frac{1}{\mu} \text{rot } A = \frac{1}{4\pi} \int_{S_1} J(r_1) \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dS_1 \quad (III.13)$$

avec: $R=r-r_1$, $M_1(r_1)$ est un point variable à l'intérieur de la surface S_1 et ∇^1 représente l'opérateur gradient par rapport à la variable r_1 .

L'équation est obtenue en projetant sur la surface et en faisant converger le point M vers un point M_0 de la surface le long de la normale sortante en r_0 (r tend vers r_0 dans les équations suivantes).

$$-n(r_0) \times H_i(r_0) = n(r_0) \times \frac{1}{4\pi} \lim_{r \rightarrow r_0} \int_S J(r_1) \times \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dS \quad (III.14)$$

soit:

$$-n(r_0) \times H_i(r_0) = -\frac{1}{2} J(r_0) + \frac{1}{4\pi} \int_S n(r_0) \times \left[J(r_1) \times \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] dS \quad (III.15)$$

Dans le cas de structures surfaciques, cette équation est utilisée.

- Cas d'une structure sur la surface

Considérons une partie d'une surface avec deux vecteurs tangentiels t_1 et t_2 situés en un point M_0 à cette surface. Le vecteur normal à la surface en M_0 est défini comme :

$$t_1(r_0) \times t_2(r_0) = n(r_0) \quad (III.16)$$

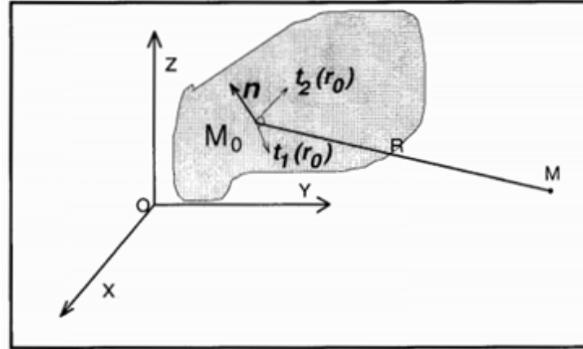


Figure III.3 : Structure surfacique

Les deux équations qui suivent sont obtenues en partie de (III.15) :

$$t_2(r_0) \cdot H_i(r_0) = -\frac{1}{2} t_1(r_0) \cdot J(r_0) - \frac{1}{4\pi} \int_S t_2(r_0) \cdot \left[J(r_1) \times \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] dS_1 \quad (III.17)$$

$$t_1(r_0) \cdot H_i(r_0) = -\frac{1}{2} t_2(r_0) \cdot J(r_0) + \frac{1}{4\pi} \int_S t_1(r_0) \cdot \left[J(r_1) \times \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] dS_1 \quad (III.18)$$

III.3.3 Formule hybride électrique-magnétique

Elle est employée pour les structures qui comprennent les deux types de conducteurs : les surfaces et les fils fins. Le calcul intégral de E_D dans l'équation (III.10) ne concerne que les conducteurs fins, tandis que l'équation d'origine (III.8) est applicable à tous les conducteurs, y compris les conducteurs surfaciques. De même, --- Le calcul intégral de H_D ne concerne que les conducteurs surfaciques dans les équations (III.17) et (III.18), tandis que dans l'équation générale (III.16), H_D concerne tous les conducteurs, y compris les conducteurs fins. Par conséquent, une équation plus universelle est nécessaire pour les deux types de conducteurs.

Final. Par conséquent, une équation plus universelle est nécessaire pour les deux types de conducteurs.

À la surface d'un fil, pour r :

$$\begin{aligned}
 -n(r) \times E_i(r) &= j\omega\mu n \times \int_S J(r_1) \left(\frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \right) dS_1 + \frac{1}{\varepsilon} n \times \nabla \int_S \rho \left(\frac{e^{-jkR}}{4\pi} \right) dS_1 \\
 &\quad + j\omega\mu \int_{fil} t(l)t(l_1) I(l_1) g(R) dl_1 - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{d}{dl} \int_{fil} \frac{dI(l_1)}{dl_1} \cdot g(R) dl_1 \quad (III.19)
 \end{aligned}$$

Pour r qui se trouve sur une surface avec des fils :

$$\begin{aligned}
 t_2(r) \cdot H_i(r) &= -\frac{1}{4\pi} t_2(r) \int_{fil} I(l_1) \left(t(l_1) \times \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right) dl_1 - \frac{1}{2} t_1(r) \cdot J(r) \\
 &\quad - \frac{1}{4\pi} t_2(r) \int_S t_2(r) \cdot \left(J(r_1) \times \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right) dS_1 \quad (III.20)
 \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
 t_1(r) \cdot H_i(r) &= -\frac{1}{4\pi} t_1(r) \int_{fil} I(l_1) \left(t(l_1) \times \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right) dl_1 - \frac{1}{2} t_2(r) \cdot J(r) \\
 &\quad - \frac{1}{4\pi} t_2(r) \int_S t_1(r) \cdot \left(J(r_1) \times \nabla^1 \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right) dS_1 \quad (III.21)
 \end{aligned}$$

III.4 Résolution par la méthode des moments

La méthode des moments est utilisée pour résoudre les équations intégrales précédentes. Le principe de cette méthode est décrit dans le paragraphe qui suit.

III.4.1 Technique de la méthode des moments

Une équation intégral-différentielle de la forme suivante peut être résolue à l'aide de la méthode des moments :

$$Lf = e \quad (III.22)$$

L est un opérateur intégral-différentiel linéaire, f est la réponse inconnue et e est l'excitation connue. La fonction à résoudre f est écrite comme une combinaison linéaire de fonctions de bases f_j :

$$f = \sum_{j=1}^N \alpha_j f_j \quad (III.23)$$

Où α_j sont les coefficients à résoudre.

On prend en considération N fonctions de pondération ω_i . Les fonctions poids ω_i sont utilisées pour calculer le produit scalaire de l'équation (III.22), ce qui donne :

Pour tout $i= 1\dots N$,

$$\langle \omega_i , Lf \rangle = \langle \omega_i , e \rangle \quad (III.24)$$

Sachant que L est linéaire, on peut le calculer en utilisant (III.23):

pour tout $i=l\dots N$,

$$\sum_{j=1}^N \alpha_j \langle \omega_i , Lf_j \rangle = \langle \omega_i , e \rangle \quad (III.25)$$

La matrice suivante peut être utilisée pour écrire ces N équations :

$$[Z][I] = [V] \quad (III.26)$$

Avec

$$Z_{ij} = \langle \omega_i , Lf_j \rangle \quad (III.27)$$

$$I_j = \alpha_j$$

$$V_i = \langle \omega_i , e \rangle \quad (III.28)$$

La solution est alors sous la forme:

$$[I] = [Z^{-1}][V] \quad (III.29)$$

III.4.2 Application de la technique des moments

Cette méthode de résolution est utilisée pour résoudre les équations intégrales (III.19), (III.20) et (III.21). La structure étudiée a été divisée en petits morceaux et parties

de surface. La longueur d'onde dépasse les dimensions des subdivisions. La définition du produit scalaire est la suivante :

$$\langle f, g \rangle = \int_S f(r) \cdot g(r) ds \quad (III. 30)$$

La structure est composée de segments N_{fil} et de surfaces N_{surf} . Toutes les surfaces et fils de la structure sont intégrés. L'amplitude des courants des conducteurs filaires I_{fil} et des conducteurs surfaciques I_{surf} est la fonction inconnue. La forme de l'équation matricielle est

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{fil} \\ I_{surf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{fil} \\ H_{surf} \end{bmatrix} \quad (III. 31)$$

I_{fil} est un vecteur colonne de dimension N_{fil} .

I_{surf} est un vecteur de dimension $2N_{surf}$ il représente les courants J_{1i}, J_{2i} , avec $i=1$ à N_{surf} .

Le terme gauche de l'équation (III. 19) est E_{fil} , qui représente l'excitation en champ électrique connue au niveau des conducteurs filaires. Le terme gauche des équations (III.20) et (III.21) est H_{surf} , qui correspond à l'excitation en champ magnétique connue au niveau des conducteurs surfaciques.

A_{ij} : Le champ électrique créé par le courant du segment j est tangentiel au segment .

D_{ij} : Le champ magnétique tangentiel dans la portion de surface k et créé par le courant de surface l , avec $k = [(i - 1)/2] + 1$ et $l = [(j - 1)/2] + 1$.

B est représenté le champ électrique créé par le courant surfacique.

C est représenté le champ magnétique créé par le courant filaire.

III.4.3 Conditions aux limites du courant

L'équation de continuité suivante relie le courant et la densité de charge linéaire q aux conditions locales :

$$\frac{\partial I}{\partial s} = -j\omega q \quad (III. 32)$$

Lorsqu'il se produit une jonction entre deux segments de même rayon, l'équation (III.32) met en évidence la continuité du courant et de la charge. Si un certain nombre de conducteurs de rayons différents sont connectés, la loi de *Kirchoff* est respectée lorsque la somme des courants de la jonction est nulle.

En fonction de leurs rayons, la charge qui entoure la jonction est répartie sur les différents fils., sans tenir compte de l'impact du couplage local.

T.T. Wu et R.W.P. King [11] Ils ont fixé une règle qui relie la dérivée du courant par rapport à la position sur un fil à la quantité de charge par unité de longueur à la jonction.

$$\left. \frac{\partial I}{\partial s} \right|_s \text{ à } \text{jonction} = \frac{Q}{\ln\left(\frac{2}{ka}\right) - \gamma} \quad (III.33)$$

où a est le rayon du fil, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ et $\gamma = 0.5772$: constante d'Euler.

La charge totale au voisinage de la jonction est connue sous le nom de Q et elle est constante pour tous les conducteurs situés à la même jonction. Le courant peut être supposé tendre vers 0 à l'extrémité libre d'un conducteur, mais pour un rayon limité, le courant peut atteindre l'extrémité et ne pas être nul à la fin du conducteur.. En examinant cet effet, il est possible de déterminer une condition qui relie le courant à l'extrémité du conducteur à la dérivée du courant. Un conducteur de rayon a doit répondre à cette exigence [12] :

$$I(s) \Big|_s \text{ à } \text{l'extrémité} = \frac{-(s \cdot n_c) J_1(ka)}{k J_0(ka)} \frac{\partial I(s)}{\partial s} \Big|_s \text{ à } \text{l'extrémité} \quad (III.34)$$

Les fonctions de Bessel J_0 et J_1 ont des ordres 0 et 1. Le vecteur unitaire n_c à la surface de l'extrémité est normal.

Ainsi, pour tout segment j , deux équations sont obtenues en relation avec les deux extrémités du segment :

- si l'extrémité est libre

$$I_j \left(s_j \pm \frac{\Delta j}{2} \right) \Big| = \frac{\pm 1 J_1(ka_j)}{k J_0(ka_j)} \frac{\partial I_j(s)}{\partial s} \Big|_{s=s_j \pm \frac{\Delta j}{2}} \quad (III.35)$$

- s'il y a jonction à l'extrémité

$$\left. \frac{\partial I_j(s)}{\partial s} \right|_{s=s_j \pm \frac{\Delta_j}{2}} = \frac{Q^\pm}{\ln\left(\frac{2}{ka_j}\right) - \gamma} \quad (III.36)$$

Nous constatons que nous avons deux inconnues supplémentaires, Q_+ et Q_- , dans le cas de deux jonctions. L'équation de *Kirchoff* du courant peut être utilisée pour éliminer ces deux inconnues supplémentaires à chaque jonction.

Ainsi, pour résoudre l'équation de la fonction de courant, deux équations supplémentaires sont fournies par les équations de conditions limites pour chaque segment.

La condition pour le courant total et la dernière fonction de base, quand un segment est relié à un plan de masse, est la suivante :

$$\left. \frac{\partial I_j(s)}{\partial s} \right|_{s=s_j \pm \frac{\Delta_j}{2}} = 0 \quad (III.37)$$

Cette équation montre que le courant est nul à la fin libre. Cette situation ne demande pas de soin médical spécial. En effet, la fonction base la plus récente est calculée comme si un segment image était connecté à l'extrémité du segment. Ainsi, nous mettons en œuvre l'équation (III.37) en utilisant une charge Q nulle.

III.4.4 Calcul du champ rayonné

Après avoir trouvé comment le courant se répartit dans la structure, nous utilisons les équations (III.4), (III.5) et (III.6) pour calculer le champ électromagnétique émis en tout point de l'espace. Si le champ rayonné est éloigné (quand la longueur d'onde et la taille du circuit sont plus petites que la distance entre le point où l'on observe et le conducteur où le courant passe), on peut faire un calcul simple.

III.4.5 Sources d'excitation

En fonction du cas étudié, nous pouvons introduire deux types différents de sources d'excitation : Le champ concerné est la sensibilité électromagnétique. Un champ électromagnétique touche la structure.

L'objectif de l'étude est de déterminer comment le courant induit se distribue dans la structure. La recherche du rayonnement électromagnétique sert de source d'excitation interne au circuit.

Nous avons une source de courant ou de tension à haute fréquence dans le circuit. L'objectif de l'investigation est de déterminer le champ diffracté, également connu sous le nom de champ rayonné par la structure.

Dans l'équation matricielle à résoudre, le terme source représente un champ électrique ou magnétique qui arrive. Il faut montrer l'excitation avec un champ électrique ou magnétique.

L'élément Ek du vecteur excitation correspond à une source de tension d'amplitude V au segment numéro k de longueur Δl . Le champ électrique Ek est calculé à partir de V selon l'équation suivante :

$$K = \frac{V}{\Delta l}, \quad (III.38)$$

Comme Ek tire les charges dans la même direction que la source, le champ électrique Ek va vers la borne positive de V . La vectrice excitation a d'autres termes nuls s'il n'y a pas d'autres sources de courant. Le modèle de champ précédent dépend de la longueur du segment Δl et exige que les segments soient égaux dans la structure.

Nous allons employer un modèle de source élaboré par Andreasen et Harris [13], caractérisé par la discontinuité de la dérivée du courant aux bornes de la source, afin d'éviter cette contrainte.

Ce modèle conceptualise la région de la source de courant sous la forme d'une ligne de transmission biconique, avec un point d'alimentation situé au niveau de la source.

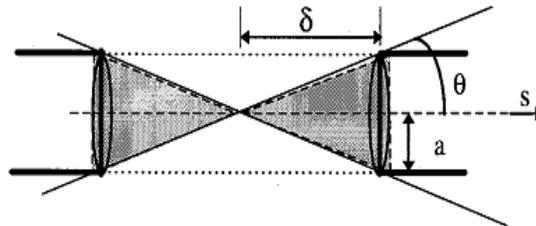


Figure III.4 : Modèle de la source d'excitation.

L'équation de la ligne de transmission relie la dérivée du courant à la différence de potentiel entre un point symétrique de l'autre côté de la ligne et un point sur la surface S.

$$V(s) = -jZ_\theta \frac{\partial I(ks)}{\partial (ks)} \quad (III.39)$$

L'impédance distinctive de la ligne de transmission est Z. L'équation suivante relie Z à la moitié de l'angle θ :

$$Z_\theta = 120 \ln \left(\cot g \left(\frac{\theta}{2} \right) \right) \quad (III.40)$$

Par l'intermédiaire de Z_θ , un modèle de source de courant est utilisé pour ramener la source d'excitation.

Le processus est le suivant : Nous calculons le champ électrique rayonné par une source de courant d'amplitude I au segment numéro k de chaque nœud de la structure.

La résolution matricielle utilise le champ électrique obtenu comme source d'excitation.

III.5 Limites de la méthode des moments

Il est impossible d'évaluer directement les différentes expressions intégrales et différentielles développées dans les équations à résoudre avec un ordinateur. Ces équations doivent être mises en forme. En règle générale, cette configuration utilise la série limitée de Taylor pour développer les fonctions complexes, puis la dérivée ou l'intégrale de ces fonctions. Les hypothèses concernant les différentes grandeurs caractéristiques, telles que les dimensions des fils conducteurs par rapport à la longueur d'onde, permettent d'y parvenir. De plus, le modèle fil fin ne doit être utilisé que dans des situations particulières.

Par ailleurs, la sélection des fonctions de base et des tests a un impact sur la convergence et la précision de nos résultats. Ainsi, il convient de souligner que les résultats ne peuvent être assurés que sous les conditions suivantes :

- Les segments de la subdivision Δ ont une longueur inférieure au dixième de la longueur d'onde λ (approximation de fil fin).
- Les segments de la subdivision Δ ont une longueur au moins deux fois supérieure au rayon du fil a_l (approximation exacte du noyau).
- La distance entre l'axe d'un fil et le plan de masse est supérieure à $10^{-6} \lambda$, si le fil est parallèle au plan de masse.
- Les dimensions du circuit dépassent $10^{-3} \lambda$ (notre choix des fonctions bases).

En l'absence de cette condition et dans les circuits sans composants linéaires, le modèle de distribution du courant présente des erreurs.

III.6 Matrices de transfert TM et TE associées à une couche diélectrique

En partant des équations de Maxwell, et après séparation des modes TE et TM dans le domaine de Fourier, qui consiste à exprimer les composantes transversales du champ électrique et magnétique en fonctions des composantes longitudinales de ces derniers [14], les champs transverses dans la *j*ème couche diélectrique sont donnés par

$$\tilde{E}_x(k_s, z) = \frac{ik_x \varepsilon_{rjz}}{k_s^2 \varepsilon_{rjx}} \frac{\partial \tilde{E}_z(k_s, z)}{\partial z} + \frac{\omega \mu_0 k_y}{k_s^2} \tilde{H}_z(k_s, z) \quad (\text{III. 41a})$$

$$\tilde{E}_y(k_s, z) = \frac{ik_y \varepsilon_{rjz}}{k_s^2 \varepsilon_{rjx}} \frac{\partial \tilde{E}_z(k_s, z)}{\partial z} + \frac{\omega \mu_0 k_x}{k_s^2} \tilde{H}_z(k_s, z) \quad (\text{III. 41b})$$

$$\tilde{H}_x(k_s, z) = \frac{ik_x}{k_s^2} \frac{\partial \tilde{H}_z(k_s, z)}{\partial z} - \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{rjz} k_y}{k_s^2} \tilde{E}_z(k_s, z) \quad (\text{III. 41c})$$

$$\tilde{H}_y(k_s, z) = \frac{ik_y}{k_s^2} \frac{\partial \tilde{H}_z(k_s, z)}{\partial z} + \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{rjz} k_x}{k_s^2} \tilde{E}_z(k_s, z) \quad (\text{III. 41d})$$

Avec

$\tilde{E}_x, \tilde{E}_y, \tilde{E}_z, \tilde{H}_x, \tilde{H}_y, \tilde{H}_z$ sont les transformées de Fourier scalaires de $E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$ respectivement

k_x, k_y, k_z sont les constantes de propagation selon x, y, z $k_s^2 = k_x^2 + k_y^2$

Ces composantes transversales peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_x(k_s, z) \\ \tilde{E}_y(k_s, z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i \varepsilon_{rjz} \partial \tilde{E}_z(k_s, z)}{k_s \varepsilon_{rjx} \partial z} \\ \frac{\omega \mu_0}{k_s} \tilde{H}_z(k_s, z) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \tilde{E}_s^e(k_s, z) \\ \tilde{E}_s^h(k_s, z) \end{bmatrix} \quad (III.42a)$$

$$\frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{H}_x(k_s, z) \\ -\tilde{H}_y(k_s, z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{rjz} \tilde{E}_z(k_s, z)}{k_s} \\ \frac{i \partial \tilde{H}_z(k_s, z)}{k_s \partial z} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \tilde{H}_s^e(k_s, z) \\ \tilde{H}_s^h(k_s, z) \end{bmatrix} \quad (III.42b)$$

Les formes générales des composantes longitudinales sont

$$\tilde{E}_z(k_s, z) = A^e e^{ik_{jz}^e z} + B^e e^{-ik_{jz}^e z} \quad (III.43a)$$

$$\tilde{H}_z(k_s, z) = A^h e^{ik_{jz}^h z} + B^h e^{-ik_{jz}^h z} \quad (III.43b)$$

Où les coefficients spectraux A^e, B^e, A^h et B^h sont fonction de la variable spectrale k_s et k_{jz}^e , k_{jz}^h sont les constantes de propagation des ondes TM et TE dans le diélectrique uniaxial.

$$k_{jz}^e = \left(\varepsilon_{rjx} k_0^2 - \frac{\varepsilon_{rjx}}{\varepsilon_{rjz}} k_s^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$k_{jz}^h = \left(\varepsilon_{rjx} k_0^2 - k_s^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$k_0^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0$$

III.7 Fonctions de Green

Les composants planaires de formes relativement simples peuvent être traités à l'aide de cette méthode. Pour une source d'excitation unitaire, la fonction de Green qui donne la tension en chaque point est obtenue analytiquement. La matrice impédance du composant peut être facilement obtenue en utilisant la fonction de Green lorsque les positions des ports sont déterminées [15, 16].

L'équation d'onde peut être écrite comme suit si une densité de courant J_z (selon z) excite le composant planaire en un point arbitraire (x_0, y_0) à l'intérieur de la périphérie :

$$(\nabla_T^2 + K^2)V = -j\omega\mu h J_z \quad (\text{III. 44})$$

J_z est la densité de courant fictif circulant dans le circuit lorsque la ligne coplanaire à ruban excite le circuit. La densité de courant de J_n est représentée par :

$$J_n = \frac{1}{j\omega\mu h} \frac{\partial V}{\partial n} \quad (\text{III. 45})$$

est appliquée au port de couplage situé sur la limite du circuit.

Avec la condition de bord $(\partial V / \partial n = 0)$ imposée le long de la limite, cette composante du courant peut être interprétée comme étant normale au circuit (le long de l'axe z). En effet, on observe une augmentation du courant circulant dans le ruban lorsqu'on connecte la ligne coplanaire au port de couplage. Il est possible de considérer que des courants équivalents circulant le long de l'axe z viennent compléter les boucles de courant lorsque le ruban est connecté au composant planaire [17,18].

Dans la seconde face, il est nécessaire que le champ magnétique soit uniforme entre la structure planaire et la ligne d'alimentation.

Si la condition de bord magnétique est appliquée sur l'ensemble du contour du composant planaire, alors la composante tangentielle du champ magnétique à la frontière sera nulle.

L'application d'un courant unitaire $\delta(r, r_0)$ au point $(r = r_0)$, dirigé selon l'axe z , dans la région au-dessous du ruban conducteur, donne la fonction de Green $G(r/r_0)$. La solution de l'équation suivante est la fonction Green [19, 20,21] :

$$(\nabla_T^2 + K^2)G(r/r_0) = j\omega\mu h\delta(r - r_0) \quad (\text{III. 46})$$

avec la condition à la limite établie par :

$$\frac{\partial G}{\partial n} = 0 \quad (\text{III. 47})$$

Le point de tension du composant planaire est :

$$V(x, y) = \iint_D G(x, y/x_0, y_0) J_Z(x_0, y_0) dx_0 dy_0 \quad (\text{III. 48})$$

La source de densité de courant fictive est représentée par $J_Z(x_0, y_0)$ et D désigne la région du composant planaire entourée par la paroi magnétique. Étant donné que les dérivées partielles de V par rapport à $\partial V/\partial n = 0$ et de $\partial G/\partial n = 0$ par rapport à n sont nulles le long de la périphérie du composant planaire, les termes qui ne satisfont pas les conditions aux limites ne sont plus présents dans l'équation (III.48).

Quand l'alimentation en courant n'est disponible qu'au niveau des ports périphériques, la tension V à la frontière peut être exprimée de la manière suivante :

$$V(t) = - \oint_c G(t/t_0) J_s(t_0) dt_0 \quad (\text{III. 49})$$

Les distances t et t_0 le long de la périphérie sont mesurées, puis l'intégrale est calculée sur l'ensemble du contour (c). Du fait que la densité de courant $J_s(t_0)$ est localisée uniquement aux ports, l'expression (III.49) peut être reformulée de la manière suivante :

$$V(t) = - \sum_j \int_{w_j} G(t/t_0) J_s(t_0) dt_0 \quad (\text{III. 50})$$

La direction z peut être utilisée pour écrire le courant i_j au $j^{\text{ème}}$ port en fonction de la densité du courant équivalent (linéique) :

$$i_j = - \int_{w_j} J_s(t_0) dt_0 \quad (\text{III. 51})$$

Si les ports de couplage sont considérés comme petits, la densité de courant J_s doit être uniformément répartie sur la largeur du port, comme indiqué par (III.51) :

$$J_s(t_0)|_{\text{pour le } j^{\text{ième}} \text{ port}} = \frac{i_j}{W_j} \quad (\text{III. 52})$$

$$V(t) = - \sum_j \frac{i_j}{W_j} \int_{W_j} G(t/t_0) dt_0 \quad (\text{III. 53})$$

La tension à chaque point de la périphérie est donnée par équation (III.53). La tension moyenne sur la largeur du port peut être calculée pour déterminer la tension V_i au niveau du $i^{\text{ième}}$ port de couplage :

$$\begin{aligned} V_i &= - \frac{1}{W_j} \int_{W_j} V(t) dt \\ &= - \sum_j \frac{i_j}{W_i W_j} \int_{W_i} \int_{W_j} G(t/t_0) dt_0 dt \end{aligned} \quad (\text{III. 54})$$

D'après (III. 54), l'expression suivante, que peut être utilisée pour fournir les éléments de la matrice d'impédance du composant planaire [6,11] :

$$Z_{ij} = - \frac{1}{W_i W_j} \int_{W_i} \int_{W_j} G(t/t_0) dt_0 dt \quad (\text{III. 55})$$

Par conséquent, il est possible de trouver la matrice impédance du composant afin de facilement en déduire sa matrice de dispersion S.

Il a été postulé que le courant au niveau du port est réparti de manière uniforme dans la discussion antérieure. Cela implique que la largeur du port de couplage est censée être petite par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement et aux dimensions du composant planaire. En l'absence de ces hypothèses, il est possible de subdiviser chaque port de couplage en plusieurs sous-ports pour lesquels ces conditions sont satisfaites. Ensuite, la matrice d'impédance du composant est calculée pour chaque sous-port [19, 20, 21,22].

III.7.1 Evaluation des fonctions de Green

Pour évaluer la fonction de Green d'une forme spécifique d'un composant planaire, il est nécessaire de résoudre l'équation (III.47) avec la condition à la limite (III.48). Il existe deux techniques pour y parvenir : la technique de l'image et la technique de transformation de la fonction de Green en fonctions propres.

Cette méthode permet de transformer la fonction de Green en fonctions propres, liées à l'équation de Helmholtz.

$$(\nabla_T^2 + k_n^2)\Psi_n = 0 \quad (\text{III. 56})$$

k_n^2 les valeurs propres correspondantes.

Un ensemble orthonormal est constitué par les fonctions propres Ψ_n , telles que :

$$\iint_D \Psi_n^* \Psi_m dx dy = \begin{cases} 1 & \text{si } n = m \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III. 57})$$

Dans cette expression, D désigne la région délimitée par le contour du composant planaire, et les fonctions Ψ_n doivent satisfaire la condition limite ($\partial\Psi_n/\partial n = 0$). La fonction Green $G(r/r_0)$ répond à la condition à la limite donnée par l'expression (III.48). En supposant que Ψ_n est un ensemble complet de fonctions orthonormées, $G(r/r_0)$ peut être exprimé par des séries de Ψ_n :

$$G(r/r_0) = \sum_m A_m \Psi_m(r) \quad (\text{III. 58})$$

La substitution de (III. 58) dans (III. 47) et l'utilisation de (III. 56), nous donnent :

$$\sum_m A_m (k^2 - k_m^2) \Psi_m(r) = -j\omega\mu h \delta(r - r_0) \quad (\text{III. 59})$$

En multipliant par $\Psi_n^*(r)$ les deux termes de (III.59) et en les intégrant sur D, on obtient :

$$\sum_m A_m (k^2 - k_m^2) \iint_D \Psi_n^*(r) \Psi_m(r) dx dy = -j\omega\mu h \Psi_n^*(r_0) \quad (\text{III. 60})$$

En mettant en œuvre la caractéristique d'orthonormalité (III.59), l'expression (III.60) est réduite à :

$$A_n (k^2 - k_n^2) = -j\omega\mu h \Psi_n^*(r_0) \quad (\text{III. 61})$$

Alors, il en résulte :

$$A_n = \frac{-j\omega\mu h \Psi_n^*(r_0)}{(k^2 - k_n^2)} \quad (\text{III. 62})$$

Enfin, par la substitution de (III. 58) dans (III. 62), on peut exprimer $G(r/r_0)$ par :

$$G(r/r_0) = j\omega\mu h \sum_n \frac{\Psi_n(r) \Psi_n^*(r_0)}{(k_n^2 - k^2)} \quad (\text{III. 63})$$

La conjuguée complexe n'est plus nécessaire pour les circuits de faibles pertes où Ψ_n est réel, dans cette forme de fonction de Green. Il convient de souligner que même les fonctions de Green présentées par (III.63) présentent une singularité intrinsèque au point $r = r_0$, cependant cette singularité ne provoque aucune erreur lors de l'évaluation des matrices d'impédances. Cette méthode ne peut être utilisée que dans les situations où les fonctions propres sont connues. Lorsque chaque angle formé par les sommets d'une figure périphérique est un multiple fractionnaire de π , les formes délimitées par des côtés uniformes et rectilignes ne peuvent posséder de propriétés intrinsèques. Les formes comme les anneaux, les cercles, etc. peuvent avoir des utilisations spécifiques.

III.8 Fonctions de Green pour différentes configurations

Dans cette section, nous exposons les fonctions de Green associées à des formes planaires couramment étudiées [19, 20, 21,23]. Pour les expressions suivantes σ_i est donnée par :

$$\sigma_i = \begin{cases} 1 & \text{si } i = 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III. 64})$$

III.8.1 Fonction de Green pour une structure rectangulaire

Le rectangle représenté dans la (figure III.5) est représenté avec la fonction Green suivante :

$$\begin{aligned} & G(x, y/x_0, y_0) \\ &= \frac{j\omega\mu h}{ab} \sum_{n=0}^{+\infty} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{\sigma_n \sigma_m \cos(k_x x_0) \cos(k_y y_0) \cos(k_x x) \cos(k_y y)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \end{aligned} \quad (\text{III. 65})$$

Où

$$k_x = \frac{m\pi}{a} \text{ et } k_y = \frac{n\pi}{b} \quad (\text{III. 66})$$

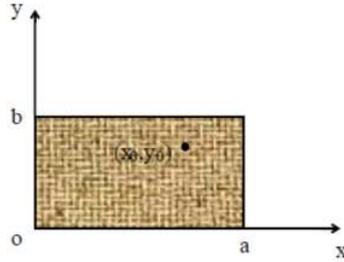


Figure. III.5: Rectangle métallique de longueur a et de largeur b.

III.8.2 Fonction de Green pour une structure triangulaire

La fonction de Green pour le triangle représenté dans la (figure III.6) est exprimée comme suit :

$$G(x, y/x_0, y_0) = 8j\omega\mu h \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{T_1(x_0, y_0)T_2(x, y)}{16\sqrt{3}\pi^2(m^2 + mn + n^2) - 9\sqrt{3}a^2k^2} \quad (\text{III. 67})$$

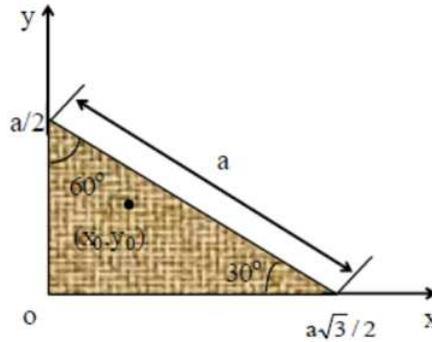


Figure III.6: Composant planaire sous forme de triangle droit.

Où :

$$T_1(x_0, y_0) = (-1)^l \cos\left(\frac{2\pi l x}{\sqrt{3} a}\right) \cos\left(\frac{2\pi(m-n)y}{3 a}\right) + (-1)^m \cos\left(\frac{2\pi m x}{\sqrt{3} a}\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi(n-l)y}{3 a}\right) + (-1)^n \cos\left(\frac{2\pi n x}{\sqrt{3} a}\right) \cos\left(\frac{2\pi(l-m)y}{3 a}\right) \quad (\text{III. 68})$$

avec

$$l = -(m + n) \quad (\text{III. 69})$$

III.8.3 Fonction de Green pour une structure circulaire.

Le cercle de la (figure III.7) est représenté par la fonction de Green :

$$G(\rho, \varphi / \rho_0, \varphi_0) = \frac{h}{j\omega\epsilon\pi a^2} + j\omega\mu h \sum_{n=0}^{+\infty} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{\sigma_n J_n(k_{mn}\rho_0) J_n(k_{mn}\rho) \cos[n(\varphi - \varphi_0)]}{\pi(a^2 - n^2/k_{mn}^2)(k_{mn}^2 - k^2) J_n^2(k_{mn} a)} \quad (\text{III. 70})$$

où $J_n(\cdot)$ représente la fonction de Bessel d'ordre n , et k_{mn} satisfait :

$$\left. \frac{\partial}{\partial \rho} J_n(k_{mn}\rho) \right|_{\rho=a} = 0 \quad (\text{III. 71})$$

La $m^{\text{ième}}$ racine de l'expression est indiquée par l'indice m dans k_{mn} (III.55). La première racine de la fonction de Bessel d'ordre zéro (III.54) n'est pas considérée comme la racine nulle.

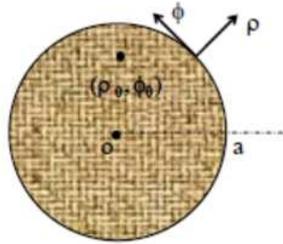


Figure III.7. Composant bidimensionnel de forme circulaire.

III.8.4 Fonction de Green pour une structure anneau

La fonction de Green pour l'anneau représenté dans la (Figure III.8) est donnée par :

$$G(\rho, \varphi / \rho_0, \varphi_0) = \frac{h}{j\omega\epsilon\pi(b^2 - a^2)} + j\omega\mu h \sum_{n=0}^{+\infty} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{\sigma_n F_{mn}(\rho_0) F_{mn}(\rho) \cos[n(\varphi - \varphi_0)]}{\pi[(b^2 - n^2/k_{mn}^2)F_{mn}^2(b) - (a^2 - n^2/k_{mn}^2)F_{mn}^2(a)](k_{mn}^2 - k^2)} \quad (\text{III. 72})$$

où $F_{nm}(\rho)$ est donné par :

$$F_{mn}(\rho) = N'_n(k_{mn}a)J_n(k_{mn}\rho) - J'_n(k_{mn}a)N_n(k_{mn}\rho) \quad (\text{III. 73})$$

et k_{mn} sont les solutions de :

$$\frac{J'_n(k_{mn}a)}{N'_n(k_{mn}a)} = \frac{J'_n(k_{mn}b)}{N'_n(k_{mn}b)} \quad (\text{III.74})$$

Dans les relations précédentes $N_n(\cdot)$, représente la fonction de Neumann d'ordre n .

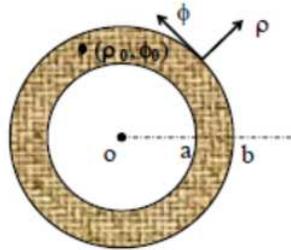


Figure III.8. Composant bidimensionnel de forme annulaire.

III.9 Avantages et inconvénients de cette méthode

L'avantage de la méthode des moments est qu'elle ne modélise que le circuit (les composants métalliques) plutôt que tout l'espace autour. Par conséquent, elle est la meilleure option pour la modélisation de fils longs et fins. En définissant simplement l'impédance équivalente au niveau du segment correspondant, cette méthode permet l'insertion simple de composants discrets dans la structure.

Cependant, résoudre des problèmes avec des matériaux magnétiques ou des diélectriques est plus difficile avec cette méthode. Depuis que MoM est une méthode fréquentielle, il est impossible de traiter des problèmes non linéaires. Il est également nécessaire de refaire les calculs pour chaque fréquence si on veut identifier le spectre d'une large bande de fréquence.

On peut dissimuler les fréquences de résonance du circuit si le pas de fréquence n'est pas assez fin. La MoM traite difficilement les milieux avec ouvertures et ne peut pas résoudre les problèmes internes.

III.10 Conclusion

L'analyse précédente nous permet de compiler les résultats dans le tableau récapitulatif. (Tableau III.1).

Il est constaté qu'aucune méthode numérique n'est idéalement appropriée pour modéliser les problèmes de compatibilité électromagnétique rencontrés dans un circuit de puissance électronique.

	Méthode volumique		Méthode de frontière		
	temporelle		fréquentielle		
Cratère de choix	MDF	MLT	MEF	MEIF	MoM
Espace libre	--	--	--	++	++
Structure filaire	--	--	--	++	++
Problème type circuit	--	++	--	--	++
Composants non linéaires	++	++	Impossible		

Tableau III.1: Récapitulatif sur les méthodes numériques.

Ainsi, une méthode hybride est une combinaison de deux méthodes. Notre application bénéficie le plus de la méthode des moments. Cependant, il n'est pas possible de modéliser des problèmes non linéaires. Ainsi, cette technique sera utilisée en conjonction avec le type de circuit qui sera mis en place pour traiter les non-linéarités.

Bibliographie

CHAPITRE III

- [1] P. Degauque and J. Hamelin, "Couplage d'une onde plane à des antennes filaires" Chapt. 8, Compatibilité électromagnétique, Bordas et C.N.E.T. -E.N.S.T., Paris, pp. 377-453, 1990
- [2] H. Nakano, S. R. Kerner and N. G. Alexopoulos, "The Moment Method Solution for Printed Wire Antennas of Arbitrary Configuration," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 36, NO. 12, pp. 1667-1674, Dec. 1988.
- [3] R. F. Harrington, "field Computation by Moment Method" Kriger, 1968.
- [4] P. Bernardi, R. Cicchetti, and D. S. Moreolo, "A Full-Wave Model for EMI Prediction in Planar Microstrip Circuits Excited in the Near-Field of a Short Electric Dipole," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 37, NO. 2, pp. 175-182, May 1995.
- [5] G. Cerri, R. De Leo, and V. Mariani Primiani, "A Rigorous Model for Radiated Emission Prediction in PCB Circuits," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 35, NO. 1, pp. 102-109, Feb. 1993.
- [6] M. I. Aksun and R. Mittra, "Spurious Radiation from Microstrip Interconnects," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 35, NO. 2, pp. 148-158, May 1993.
- [7] Ph. Besnier, and P. Degauque, "Electromagnetic Topology: Investigations of Nonuniform Transmission Line Networks," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 37, NO. 2, pp. 227-233, May 1995.
- [8] A. Nicolas et N. burais, "Electromagnétisme et CAO," Cours de 3ème année, Ecole Centrale de Lyon.
- [9] Reinoldo Perez, "Handbook of electromagnetic compatibility," Academic Press, pp. 203-300, 1995.
- [10] L. B. Gravelle, and P. F. Wilson, "EMI/EMC in Printed Circuit Boards. A Literature Review," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 34, NO. 2, pp. 109-116, May 1992.
- [11] T. T. Wu and R. W. P. King, "The tapered Antenna and Its Application to the Junction Problem for Thin Wires," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 34, NO. 1, pp. 42-45, January 1976.
- [12] Poggio, A. J., "Integral Representation for Fields Due to Sources on Open Surfaces with Applications to End Laps," UCRL-51723, Lawrence Livermore Laboratory, CA, December 16, 1974.
- [13] M. G. Andreasen, F.G. Harris, J. R., "Analysis of Wire Antennas of Arbitrary Configuration by Theoretical Numerical Technique," Tech. Report ECOM0631-F. Contract DAAB07-67-C-0631 Granger Associates, Palo Alto, Calif., 1968.
- [14] Y. Tighilt, A. Benghalia et A. Khellaf, "Fréquence de résonance et bande passante d'un patch rectangulaire à gap d'air imprimé sur un substrat anisotrope", congrès maghrébin en génie électronique CGE'01, Constantine, 5 et 6 Nov. 2001.
- [15] D. F. Williams and S. E. Schwarz, "Design and Performance of Coplanar Waveguide Bandpass Filters ", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 35, No. 7, Jul. 1983, pp. 558-566.
- [16] Bahl, I.J., and Ramesh Garg, "Simple and Accurate Formulas for Microstrip with Finite Strip Thickness", Proc. IEEE, Vol. 65, No. 11, Nov. 1977, pp. 1611-1612.
- [17] A. K. Bhattacharyya, "Electromagnetic Fields in Multilayered Structures: Theory and Applications", Artech house 1994.

- [18] R. F. Harrington, "Time-Harmonic Electromagnetic Fields", Wiley-IEEE Press, Sept. 2001.
- [19] K. C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha; "Computer Aided Design of Microwave Circuits", Artech House, inc. 1981.
- [20] T. Okoshi, and T. Miyoshi, "The Planar Circuit-An Approach to Microwave Integrated circuitry", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 20, No. 4, April 1972, pp. 245-252.
- [21] A. Parsa, R. Paknys, "Interior Green's Function Solution for a Thick and Finite Dielectric Slab", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 55, No.12, Dec. 2007, pp. 3504 – 3514.
- [22] H. Rogier, D. De Zutter, "A fast converging series expansion for the 2-D periodic Green's function based on perfectly matched layers", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 4, Apr. 2004, pp 1199 – 1206.
- [23] S. Ramo, "Fields and Waves in Communication Electronics", John Wiley & Sons, inc. 1984.

CHAPITRE IV

Etude de la mise en réseau de l'antenne pour une application 5G

IV.1 Introduction

Pour une productivité élevée, les antennes de la technologie de la cinquième génération (5G) doivent avoir une largeur de bande supérieure à 1 GHz et un gain élevé allant jusqu'à 12 dB. La solution appropriée pour répondre aux exigences de cette technologie du futur est l'utilisation de la bande millimétrique dans la 5G.

La première antenne, une antenne imprimée à patch unique, sera examinée dans ce chapitre. L'accent sera mis sur la conception en se concentrant sur une taille réduite à une fréquence de résonance de 30 GHz. Ensuite, nous effectuerons une simulation pour déterminer les paramètres internes, qui comprennent les paramètres S et la bande passante, ainsi que les paramètres externes, qui comprennent le gain, la directivité et le modèle de rayonnement. Nous utiliserons le logiciel CST Microwave Studio et l'Advanced Design System (ADS).

La deuxième étape est proposée pour augmenter le gain total de l'antenne, avoir une bande passante plus large et profiter de la capacité de superposition de rayonnement de plusieurs éléments rayonnants dans une même direction. La chose la plus cruciale est de créer un réseau d'antennes regroupant des patches identiques à notre première antenne patch proposée à la première étape.

IV.2 Procédure de conception

La procédure de conception suivante est composée de trois étapes : La première étape consiste à créer une structure avec des caractéristiques ULB. La performance de la structure développée est ensuite optimisée en termes d'adaptation de l'impédance. La troisième étape vise à maximiser le niveau d'isolation entre les ports de la structure nouvellement développée. Dans ce but, trois techniques différentes seront utilisées.

IV.3 Critère de choix de l'outil de caractérisation numérique

L'une des principales préoccupations de cette étude était de développer des antennes ultra large bande 5G en technologie imprimée, dans le but de réduire l'encombrement tout en préservant des performances optimales en termes de bande passante et d'adaptation de l'antenne. Pour cela, nous avons choisi deux outils de simulation CST MWS également inclus, modules basés sur de nombreuses méthodes différentes, y compris la méthode des éléments finis FEM [1] est ADS (Integral

Equations Three Dimensions) de Zeland Software. EMS Technologies Canada Ltée teste actuellement ce simulateur relativement récent. Il fonctionne sur des PC équipés de Windows.

Ses principaux avantages, selon le manuel de l'utilisateur, sont qu'il peut simuler la plupart des circuits plus efficacement et plus rapidement que les simulateurs conventionnels et qu'il est spécialement conçu pour les simulations sur plusieurs couches, car il fonctionne en trois dimensions.

IV.4 Antenne patch rectangulaire

La conception de l'antenne vise à convertir une antenne rectangulaire à bande passante limitée en une structure respectant le critère de bande passante en ajustant sa géométrie [2, 3].

La largeur de bande d'un patch rectangulaire est généralement influencée par la configuration géométrique de l'antenne, la permittivité relative du substrat ϵ_r et son épaisseur h . La diminution du coefficient de qualité représente l'approche la plus élémentaire pour accroître la largeur de bande. Comme mentionné précédemment, nous favorisons l'utilisation d'un substrat caractérisé par une faible permittivité relative ϵ_r , afin d'augmenter soit son épaisseur h , soit la largeur du patch W dans ce contexte [4]. Néanmoins, cette approche maintient la bande passante limitée à un maximum de dix pour cent. Pour illustrer ce concept, nous avons étudié un patch rectangulaire imprimé sur un substrat en alumine, caractérisé par une permittivité relative ϵ_r et des pertes diélectriques $\tan\delta$.

IV.4.1 Problématique au niveau de la bande passante d'une antenne patch

Dans la technologie microruban, la limite la plus significative d'une antenne est sa bande passante étroite, qui est intrinsèquement liée à son caractère résonant [5, 6]. De nombreuses contributions se concentrent sur la définition de techniques pour optimiser cette bande passante. Voici un résumé des performances et des coûts des techniques pratiques les plus courantes. La largeur de bande d'une antenne patch est principalement déterminée par la géométrie du résonateur, le type d'alimentation choisi, les propriétés du substrat utilisé, ainsi que la disposition de l'élément rayonnant et des éléments parasites.

Les méthodes les plus fréquemment employées sont indiquées dans la Figure IV.1:

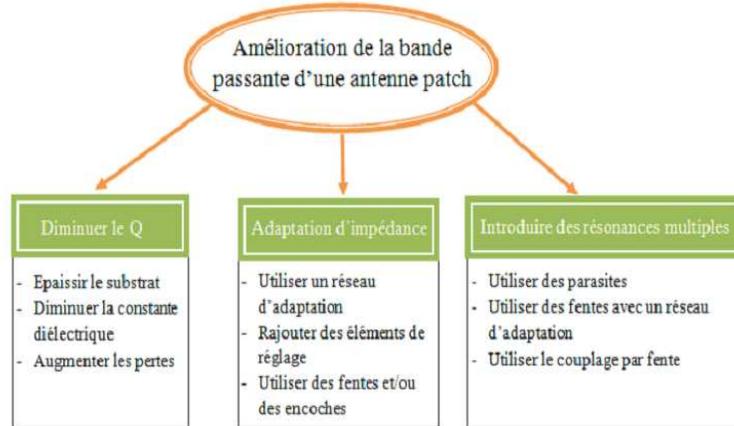


Figure IV.1: Techniques d'élargissement de la bande passante.

En effet, l'élargissement de la bande passante d'un patch peut être attribué à une diminution simultanée du facteur de qualité avec une excitation de plusieurs résonances [4].

IV.4.2 Bande passante

La bande passante peut être impactée par une ou plusieurs propriétés physiques., il n'y a pas une seule définition et il est essentiel de préciser le critère utilisé pour chaque situation (impédance, polarisation ou rayonnement).

La bande passante se définit comme l'intervalle de fréquences (entre f_{min} à f_{max}) satisfaisant un critère spécifique [7]. La bande passante relative est habituellement définie par l'expression suivante :

$$BP = \frac{2(f_{max} - f_{min})}{(f_{max} + f_{min})} \cdot 100\% \quad (IV.1)$$

Le rayonnement, la polarisation et l'impédance sont les définitions les plus courantes. Hansen et Burke ont démontré que la bande passante était plus importante dans le cas d'une antenne patch imprimée sur un substrat magnéto-diélectrique que dans un matériau purement diélectrique de même indice n [8].

En effet, ils ont démontré que la relation définit l'expression (IV.3) de la bande passante BP. Les différentes définitions couramment utilisées pour décrire ce phénomène complexe font référence à divers concepts tels que le rayonnement, la polarisation et, de manière plus générale, l'impédance.

$$BP = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \cdot \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r})} \quad (IV.2)$$

où h représente la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

Ainsi, pour un facteur de miniaturisation $\sqrt{\mu\varepsilon}$ constant, la largeur de bande de l'antenne pourra être augmentée d'un facteur $\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$.

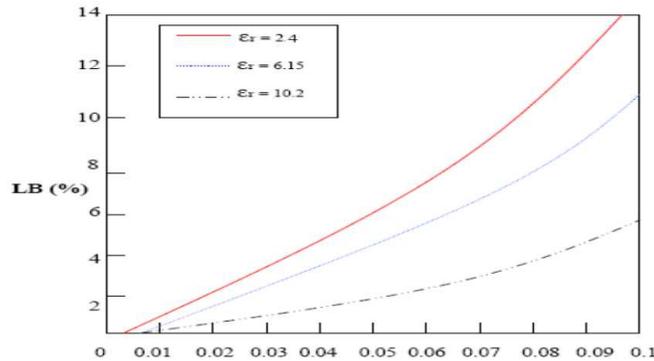


Figure IV.2 : Bande passante en fonction du rapport d'épaisseur du substrat

Pour un patch fait sur un matériau avec une permittivité relative de 2,43, des pertes diélectriques de 0,0019 et une épaisseur de 0,49 mm, pour une largeur W fixe, la longueur L du patch varie en fonction de la fréquence de résonance, comme le montre la Figure IV.3.

Après avoir établi le principe, nous devons définir la géométrie de l'antenne afin qu'elle puisse virtuellement présenter deux longueurs de résonance différentes [2].

Il est envisageable d'exploiter naturellement les deux dimensions d'une antenne patch rectangulaire afin d'obtenir deux longueurs de résonance distinctes.

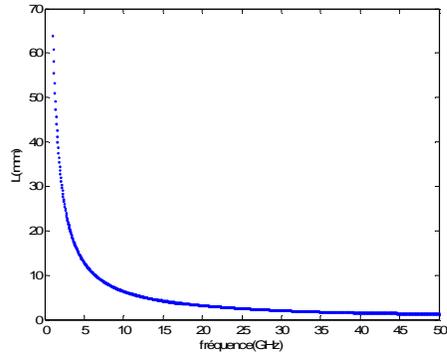


Figure IV.3: Variation de la longueur du patch en fonction de la fréquence avec $h = 0.49$ mm et $\epsilon_r = 2.43$.

IV.5 Etude d'une antenne patch à fente papillon

La figure IV.4 montre la configuration géométrique d'une antenne à fente papillon alimentée par une ligne microruban. Cette section sera consacrée à la présentation et à l'évaluation exhaustive des résultats obtenus pour l'antenne développée, L'accent sera mis sur des paramètres tels que le coefficient de réflexion, le rapport d'ondes stationnaires, le diagramme de rayonnement, le gain et l'impédance.

Le patch est déposé sur un substrat d'épaisseur $h = 0.49$ mm et de permittivité relative de 2.43. Les dimensions du substrat sont 20×24 mm². Les dimensions de l'antenne sont les suivantes, elles sont exprimées en millimètres :

..... Unit : [mm]					
L_p	W_p	W_f	W_1	W_2	R
3.35	4.0	1.37	0.76	0.35	0.9

Tableau IV.1 : Dimensions de l'antenne proposée

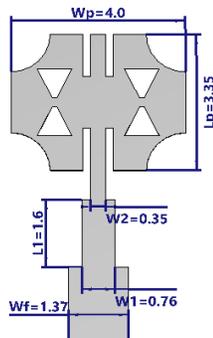


Figure IV.4: Structure de l'antenne patch alimentée par ligne microruban.

L'antenne à éléments proposée est alimentée par une ligne microruban. Les résultats de la simulation de l'antenne patch à fente papillon à l'aide de la technique du solveur de la méthode du logiciel CST (FEM) et de la méthode des moments du logiciel ADS basée sur les fonctions Green sont utilisés dans le cadre de notre thèse sur la conception d'antennes et l'analyse du champ électromagnétique.

Les paramètres de l'antenne patch rectangulaire sont donnés dans le tableau IV.2

Paramètre de l'antenne patch rectangulaire		
Patch	La largeur	$W_p = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$
	Constant diélectrique (ϵ_{eff})	$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$
	La longueur	$L_p = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L$
	L'extension de la longueur (ΔL)	$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}$
Substrat et plan de masse	La longueur	$L_g = L_p + L + (6 \times h)$
	La largeur	$W_g = W_p + (6 \times h)$
La longueur de la ligne	Simple	$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
	Quart d'onde	$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
La largeur de la ligne	Simple	$w = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \times h$ $avec A = \frac{Z_c \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{120} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right)$

Tableau IV.2 : Equations de calcul des paramètres de l'antenne patch rectangulaire [3].

II.5.1 Adaptation par ligne quart d'onde

L'adaptation est souvent recherchée dans la construction de circuits hyperfréquences, c'est-à-dire l'obtention d'une impédance différente (généralement l'impédance caractéristique) de celle obtenue à la fin du circuit. L'utilisation d'un transformateur quart d'onde permet d'améliorer l'ajustement de l'antenne. Il vous suffit de placer le transformateur entre la ligne micro-ruban et l'extrémité du patch.

IV.5 .2 Influence du rayon de la fente

Pour optimiser une antenne patch à 30 GHz, il est essentiel de prendre en compte plusieurs facteurs, tels que la géométrie de l'antenne, le matériau utilisé et la technique d'alimentation.

Le figure IV.5 présentent le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ dB, l'influence du rayon R de la fente dans les quatre côtés. Nous avons observé un léger changement de la fréquence de résonance, qui est peu perceptible dans la bande passante relative.

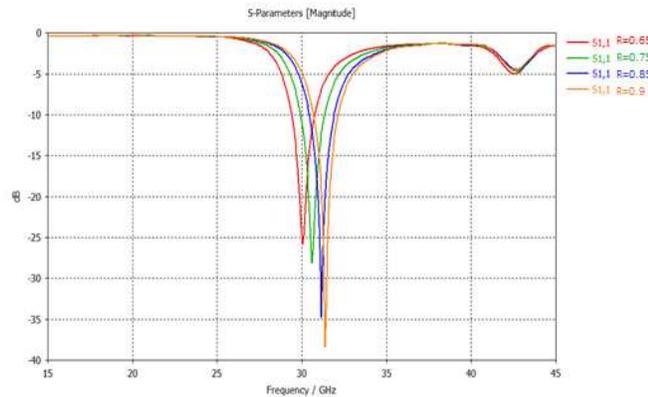


Figure IV.5 : Influence du rayon (R) de la fente sur la fréquence centrale de l'antenne proposée.

Les caractéristiques globales de cette configuration semblent être en adéquation avec notre objectif. Ainsi, la fréquence centrale ajustée est de $f=31,25$ GHz, avec $S_{11}=-38,5$ dB à $R = 0,9$.

IV.5 .3 Influence de la largeur de l'antenne patch

Nous rappelons que la largeur de l'antenne patch est choisie de telle sorte qu'elle reste à la fréquence centrale de 30 GHz.

Nous avons opté pour l'option d'optimisation de longueur w_p du patch afin d'atteindre la fréquence de 30GHz. Cette méthode nous a donné un résultat amélioré avec une largeur du patch de 3,8 mm, comme le montre la figure IV.6.

Pour comparer les résultats d'une antenne patch à 30 GHz obtenus par la méthode des éléments finis (FEM) avec simulateur CST et la méthode des moments (MoM) avec simulateur ADS.

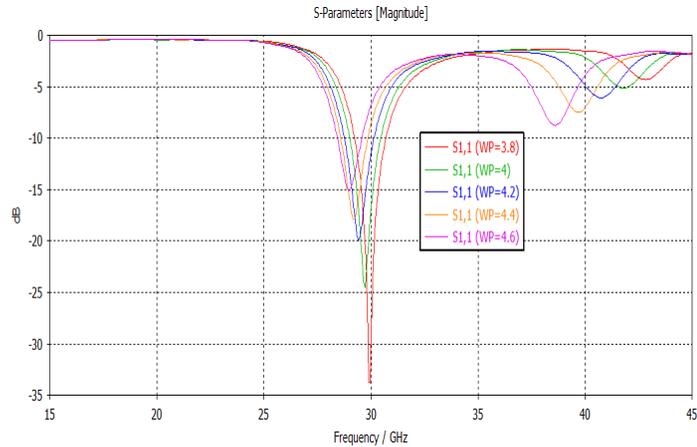


Figure IV.6 : Influence de la largeur du patch w_p en fonction de la fréquence ($R=0.9mm$)

Les résultats présentent les comparaisons des S11 en fonction de la fréquence. La figure IV.7 présente les courbes du module du coefficient de réflexion, exprimé en décibels, en fonction de la fréquence.

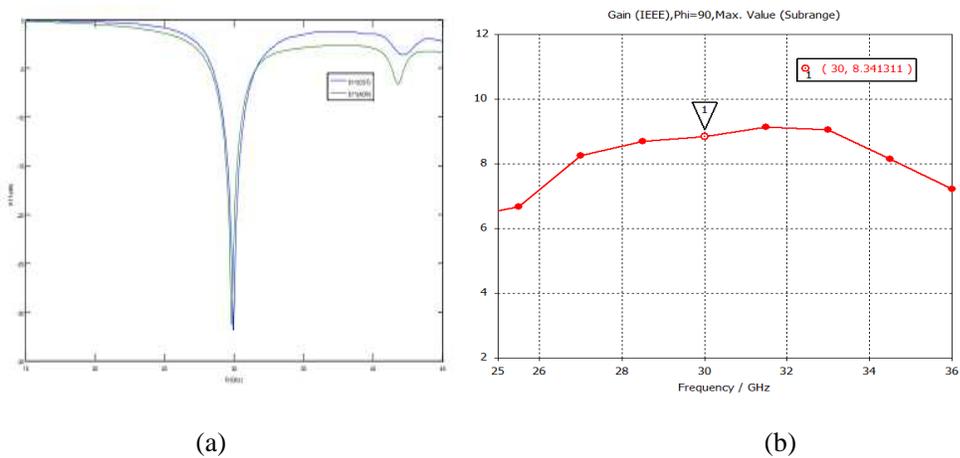


Figure IV.7: (a) Les résultats de simulation avec deux méthodes FEM et MoM
(b) La variation de gain en fonction de fréquence.

Ces courbes représentent les résultats de simulations obtenus à partir de deux approches de calcul, à savoir la Méthode des éléments finis (FEM) et la méthode des moments (MoM), en utilisant les logiciels CST et ADS.

On peut observer que cette antenne résonnait à 30 GHz avec des valeurs de paramètres (pertes de réflexion) de -31 dB. Le fonctionnement de l'antenne pour la

gamme de fréquences de - 30,76 dB à 29,54 GHz ou une bande passante de 4,76 % pour les deux méthode FEM (CST) et MoM (ADS).

IV.6 Diagramme de rayonnement et le gain

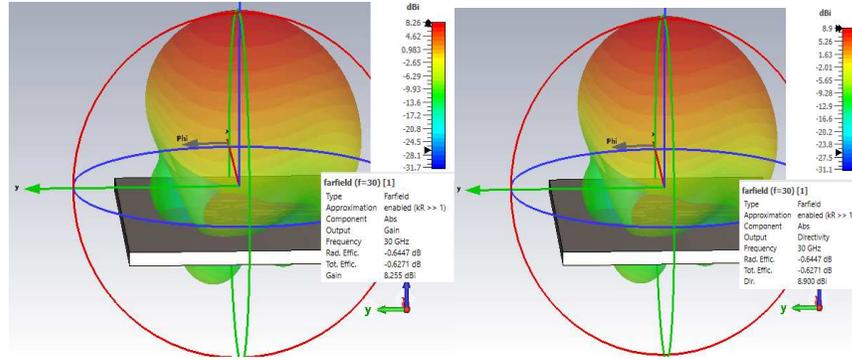
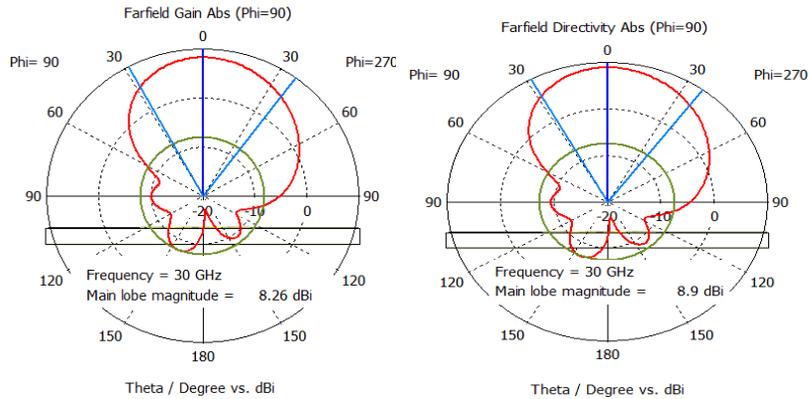


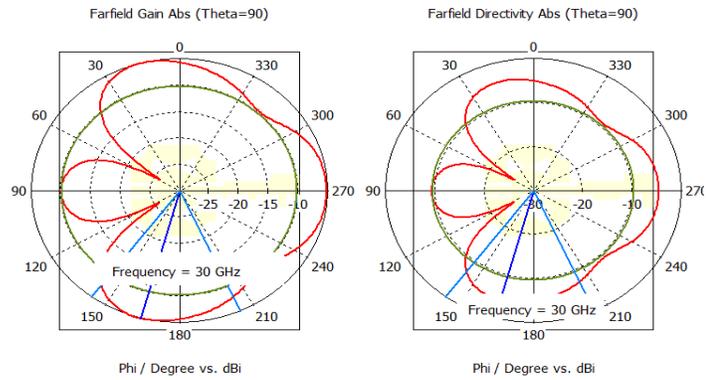
Figure IV.8 : Diagrammes de rayonnement en 3D à 30GHz

Les dimensions de l'antenne optimisée sont de 38x32mm². Les résultats et la directivité obtenus pour la fréquence 30 GHz sont présentés dans le figure IV.8.

Cette structure présente des diagrammes de rayonnement en 3D (gain=8.255dB, directivité=8.9dB) presque constants vers les hautes fréquences, avec un maximum à 30 GHz. Cette structure présente un rayonnement plus directif dans cette section de la bande.



(a)



(b)

Figure IV.9 : Diagrammes de rayonnement polaire en 2D à 30GHz
(a) Angle Theta , (b) Angle Phi

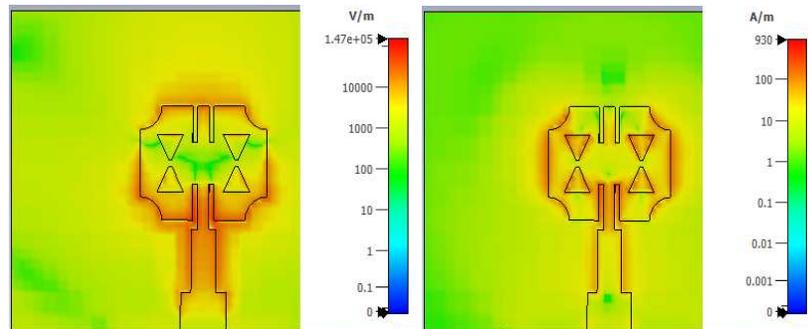


Figure IV.10 : Distribution des champs électrique E et magnétique H de rayonnement en 2D à 30GHz

Les résultats de ces diagrammes 2D figure IV.9, que l'antenne propose présentent un gain et une directivité dans les différents angles choisis pour la fréquence de 30 GHz.

IV.6.1 Efficacité

L'efficacité est définie par la relation (IV.3) en termes de gain et de directivité. Pour notre antenne, l'efficacité moyenne de l'antenne est de 60%.

$$\eta = \frac{Gain}{Directivité} \tag{IV.3}$$

L'efficacité d'une antenne est déterminée par sa puissance rayonnée et la puissance fournie.

Cette antenne fournit en moyenne un transfert d'énergie ou de puissance estimé à 92%.

IV. 6.2 Rapport d'onde stationnaire (ROS)

Le rapport d'onde stationnaire de tension (VSWR) de l'antenne peut être facilement calculé à partir de la équation suivante (IV. 4):

$$VSWR = \frac{|1 + r|}{|1 - r|} \quad (IV. 4)$$

D'après les données présentées dans la figure IV.11, on constate que la courbe du rapport d'onde stationnaire simulé se situe dans l'intervalle entre 1 et 2, ce qui témoigne d'une adaptation adéquate de l'impédance entre l'antenne et la ligne de transmission.

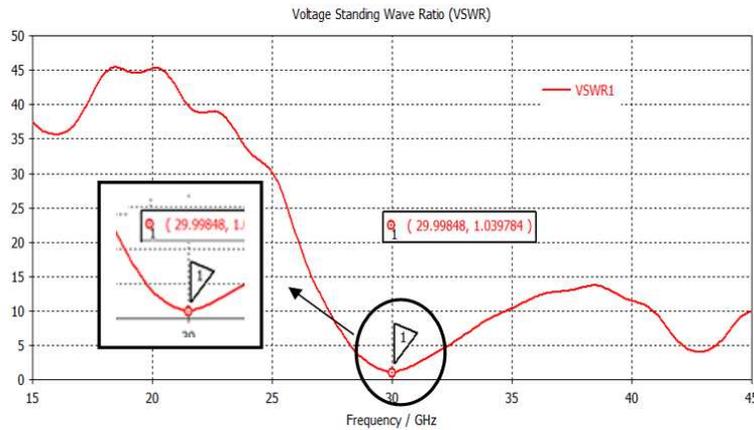


Figure IV.11 : La variation VSWR en fonction la fréquence

Dans cette équation, r est le coefficient de réflexion, et sur la base de cette équation, le VSWR de l'antenne équivaut à 1.067, et le VSWR de l'antenne équivaut à 1,039 comme indiqué dans la figure IV.11 qui est inférieur à 2. Il est possible de dire que le calcul et les résultats de la simulation sont presque identiques. Le VSWR indique la quantité de signal reflétée par des parties non conformes du système.

IV .6.3 Impédance d'entrée

Les résultats de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés dans la figure IV.12.

La valeur est d'environ 50Ω , ce qui indique un transfert efficace de l'énergie entre l'alimentation et la ligne micro-ruban.

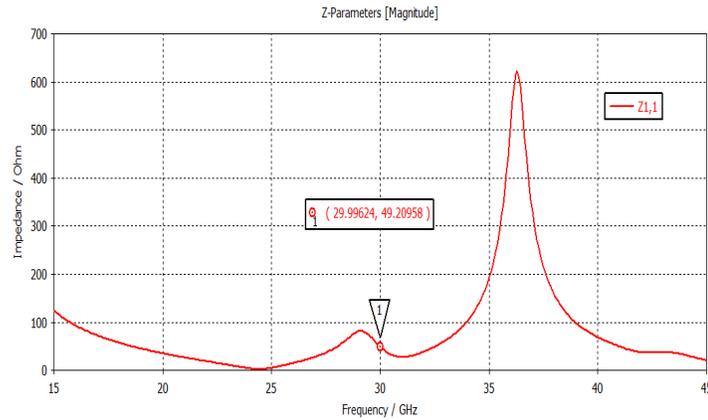


Figure IV.12 : L'impédance d'entrée de l'antenne.

IV.7 Réseaux linéaires à alimentation parallèle

Dans la section précédente, nous nous sommes concentrés sur la conception d'une antenne imprimée à patch unique capable de fonctionner à une fréquence de 30 GHz, adaptée à une application de la cinquième génération. Cependant, malgré le gain maximal de 8,26 dBi offert par une fréquence de 30 GHz, les exigences de la 5G en termes de gain sont bien plus élevées. Pour remédier à cette situation nous devons augmenter le gain global de l'antenne. Pour ce faire, nous traitons dans ce chapitre final la mise en réseau de huit antennes en utilisant l'antenne recommandée illustrée dans la figure IV.4. Dans ce contexte, nous exposerons initialement de manière succincte les techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées, puis nous discuterons brièvement des diviseurs de puissance tout en justifiant la sélection de la méthode employée dans notre étude. Les résultats des simulations réalisées sous le CST et ADS pour évaluer le réseau proposé sont présentés dans la section suivante.

Il est possible d'alimenter simultanément 2^n éléments rayonnants à l'aide de lignes microrubans (figure IV.13), créant ainsi n étages de 2 diviseurs de puissance à chaque étage m . Cette alimentation offre des bénéfices en raison de sa large bande, car les distances parcourues jusqu'à chaque élément rayonnant sont identiques.

De plus, il est envisageable de disposer des déphaseurs et des atténuateurs (ou des amplificateurs) sur les voies d'accès à ces éléments, afin de modifier la phase et

l'amplitude de l'onde afin de respecter localement ou globalement le diagramme de rayonnement [9].

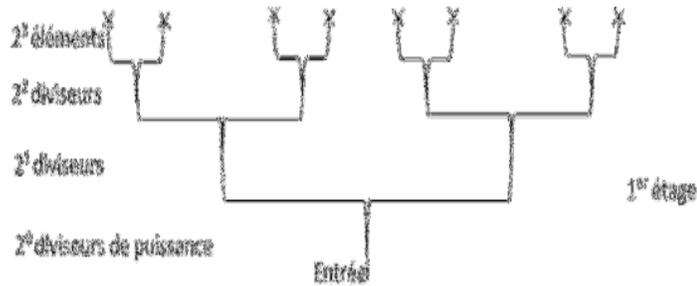


Figure IV.13 : Alimentation parallèle des rayonnants par 3 étages de diviseurs de puissances.

Comme indiqué précédemment, il est essentiel de sélectionner avec soin la distance entre les éléments afin de réduire au maximum les lobes secondaires du réseau sur l'ensemble de la bande de fréquence considérée. Nous devons garantir que, dans cette plage de fréquences, la distance entre les antennes demeure inférieure à la longueur d'onde dans l'air, tel que dans notre situation :

$$d < \frac{c}{f_{max}} = 10mm \quad (IV.5)$$

Pour répondre à ce critère, nous avons établi cette distance à 10mm. Nous aurions pu réfléchir à diminuer cette distance.

IV.7.1 Structure de réseau 1x2 d'antenne proposée

Cette section se concentrera sur l'analyse de la conception d'un réseau d'antennes à deux éléments visant à accroître le gain tout en assurant une large couverture.

L'antenne élémentaire employée dans ce réseau correspond à notre antenne patch élaborée dans la figure (IV.4). Dans la suite, nous décrivons la configuration du réseau proposé et nous évaluons ses performances à travers une série de simulations visant à mesurer l'amélioration du gain obtenu.

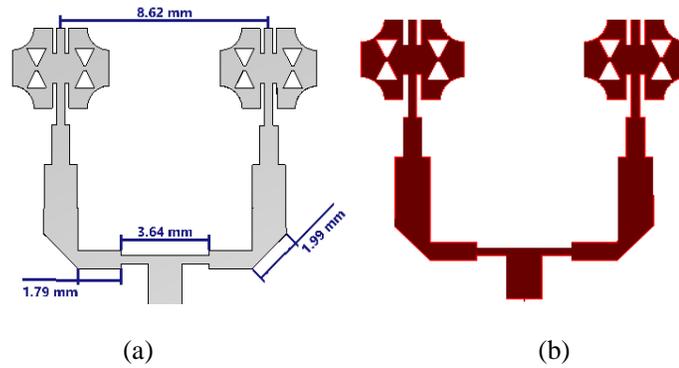


Figure IV.14 : Vue de dessus des deux antennes 2 x 1 sous (a) CST, (b) ADS

Comme illustré dans la figure IV.14 ci-dessous, on peut observer la configuration du réseau d'antennes à deux éléments proposés.

Les valeurs des principaux paramètres utilisés dans la conception de notre réseau d'antenne proposé sont résumées dans le tableau (IV.3).

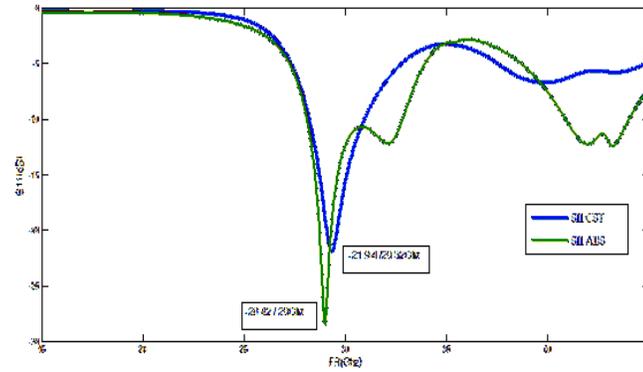
Les paramètres	Ws	Ls	hs	2λ
La valeur (mm)	14	10	0.49	8.62

Tableau IV.3 : paramètres du réseau 2×1 d'antennes de patch.

IV.7.1.1 Coefficient de réflexion (S_{11}) :

Par conséquent, les résultats de l'adaptation du diviseur avec des antennes en sortie sont obtenus à l'aide de deux méthodes : la FEM et la MoM. La figure IV.15 illustre.

La figure (IV.15) illustre le paramètre S_{11} (dB), avec une fréquence de résonance fondamentale de 28,42 GHz obtenue par la méthode FEM, alors qu'ADS affiche une fréquence centrale de 29 GHz. En observant les outils de simulation CST et ADS, nous constatons que les deux résultats obtenus sont comparables, bien que présentant des différences au niveau de la bande passante.

Figure IV.15 : S_{11} (dB) en fonction de la fréquence.

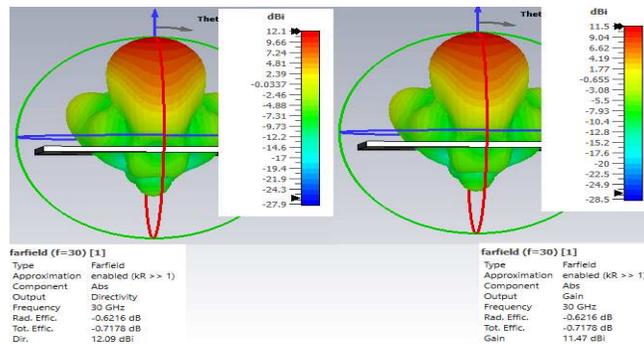
Cette différence peut être due à plusieurs facteurs, tels que

- Performances de la machine de calcul.
- Version de l'outil de simulation.
- Nombre de cellules pour le maillage.
- Dimensions des ports...

En comparaison avec le cas idéal de terminaux de 50Ω , nous constatons une dégradation de la bande passante en entrée. Cependant, pour la méthode FEM (CST), le coefficient d'entrée reste inférieur à -10 dB sur la bande de fréquence de 27.5 à 30.4 GHz et de 27.5 à 33.75 GHz pour la méthode MoM (ADS).

IV.7.1.2 Diagramme de rayonnement :

Dans la figure (IV.16), nous constatons que la valeur maximale du gain et de la directivité se trouve sur le plan Z dans le lobe inférieur, tandis que les autres lobes sont légèrement denses.

Figure IV.16 : Diagramme de rayonnement (directivité, gain) du réseau 2×1 à 30 GHz

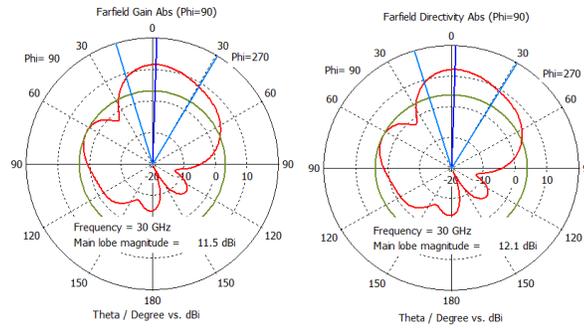


Figure IV.17 : Diagramme de rayonnement polaire (directivité, Gain) du réseau 2x1 à 30 GHz

IV.7.1.3 Densité de courant

Il est observé que la répartition du courant du réseau à la fréquence de 30 GHz est bien concentrée aux coudes des lignes des diviseurs de puissances figure (IV.18), ainsi qu'à la ligne quart d'onde du patch, ainsi qu'au ventre de l'intersection qui relie les antennes alimentaires.

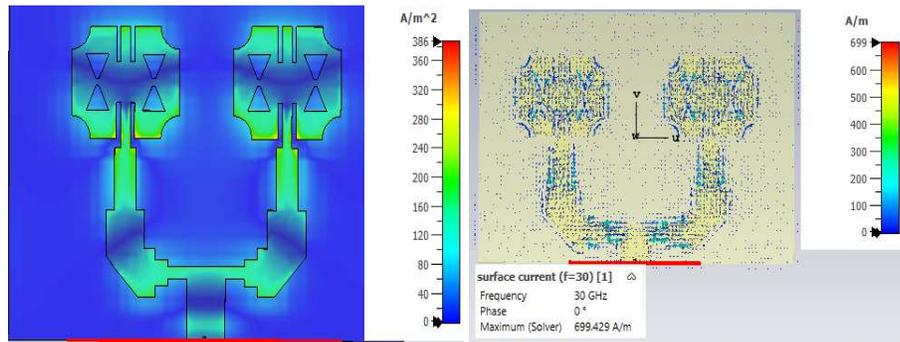


Figure IV.18: Distribution de courant de surface du réseau d'antenne proposé.

Les résultats montrent une symétrie parfaite par rapport au centre d'alimentation, ce qui signifie que les valeurs mesurées de chaque côté sont équivalentes et se reflètent de manière exacte. Ce phénomène présente plusieurs avantages pour notre conception, en ce sens qu'il s'aligne parfaitement avec les résultats que nous avons obtenus jusqu'à présent.

IV.7.1.4 Distribution du champ électrique et magnétique



Figure IV.19 : Distribution du champ électrique E et magnétique H à 30 GHz

IV.7.2 Structure de réseau 1x4 d'antenne proposée

Nous utilisons ici quatre éléments figure (IV.20) dont les dimensions sont identiques à celles mentionnées précédemment pour améliorer les performances de l'ensemble d'antennes. La dimension de substrat totale est $(18 \times 32) \text{ mm}^2$.

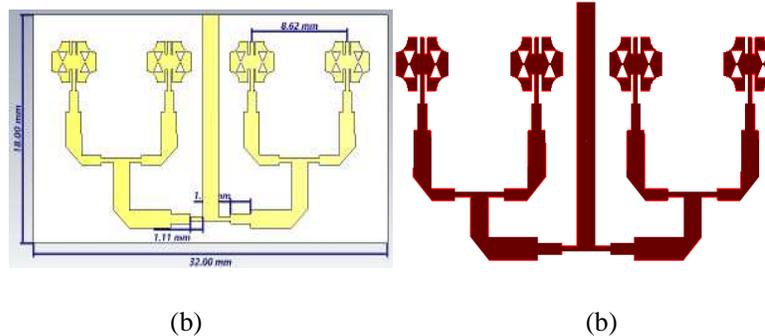


Figure IV.20 : Vue de dessus quatre antennes 4 x 1 sous (a) CST et (b) ADS

Le tableau IV.4 présente de manière synthétique les valeurs des principaux paramètres pris en compte lors de la conception de notre réseau d'antennes. Ces paramètres ont été soigneusement sélectionnés afin de garantir le bon fonctionnement et les performances optimales de notre réseau d'antennes.

Les paramètres	W_p	L_p	h_s	2λ
La valeur (mm)	32	18	0.49	8.82

Tableau IV.4 : paramètres du réseau 4×1 d'antennes de patch.

IV.7.2.1 Coefficient de réflexion (S_{11})

La figure (IV.21) illustre que les quatre éléments de l'antenne utilisant CST Studio ont une perte de retour de -33,65 dB à une fréquence centrale de 30,60 GHz,

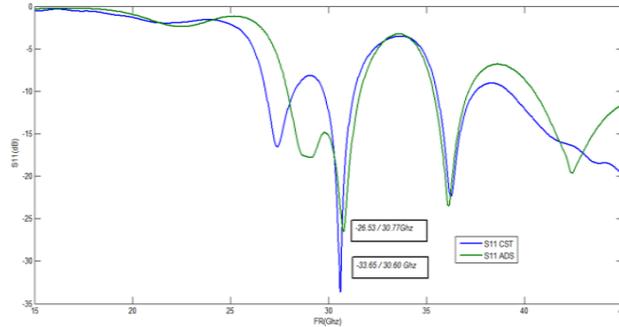
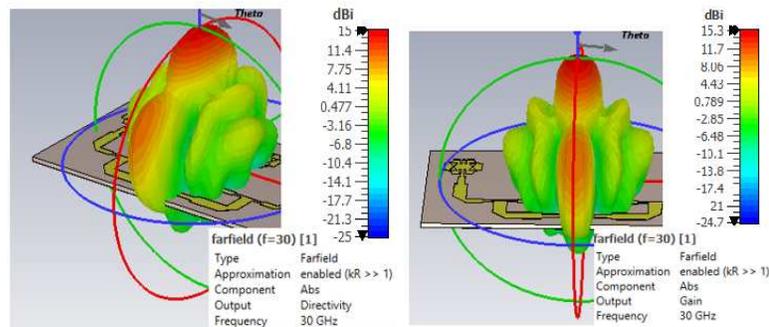


Figure IV.21 : S_{11} (dB) en fonction de la fréquence du réseau 4X1 d'antenne proposé.

tandis qu' ADS a une perte de retour de -26 dB à une fréquence centrale de 30,77 GHz.

La bande passante supérieure à 4 GHz, c'est-à-dire la plage de fréquences où le signal peut être transmis efficacement, est située à la fréquence de 30 GHz, dans l'intervalle allant de 26,25 GHz à 31,25 GHz. Pour la méthode MoM (ADS), la bande passante supérieure à 3 GHz se trouve dans l'intervalle de fréquences allant de 27,5 GHz à 31,25 GHz.

IV.7.2.2 Diagramme de rayonnement



(a)

(b)

Figure IV.22 : Diagramme de Rayonnement 3D (a) directivité, (b) gain

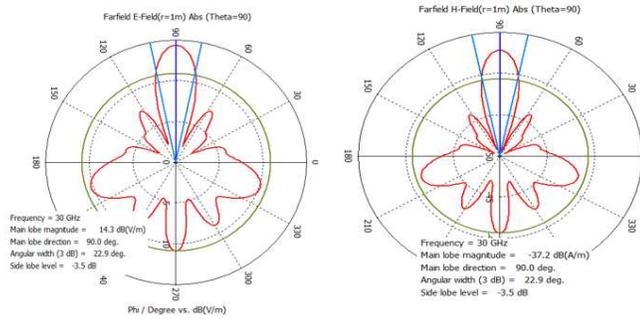


Figure IV.23 : Diagramme de Rayonnement polaire (directivité, Gain) (2D)
du réseau 4×1 à 30 GHz

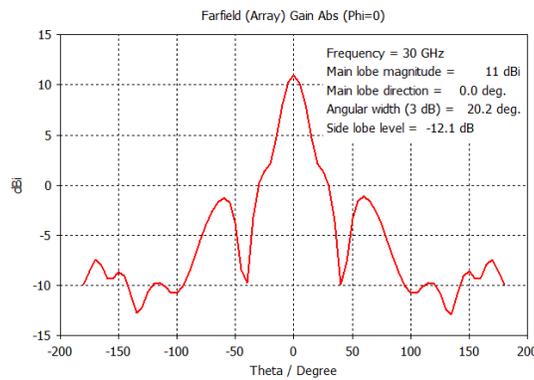


Figure IV.24 : le Gain en fonction de angle Thêta (2D)
du réseau 4×1 à 30 GHz

IV.7.3 Structure de réseau 2x4 d'antenne proposée :

Au cours de ce travail, un réseau de 8 antennes patch rectangulaires à substrat polystyrène a été conçu et simulé à l'aide du studio CST Microwave et Advance Design System ADS dans une gamme de fréquences de [25-35] GHz.

Le polystyrène est utilisé pour créer le réseau d'antennes avec une constante diélectrique (ϵ_r) de 2.43 et une épaisseur de $h = 0.49$ mm, les éléments du patch sont disposés entre $0,8$ et $0,9 \lambda$ pour créer un réseau d'antennes de huit éléments, comme illustré sur la figure IV.25.

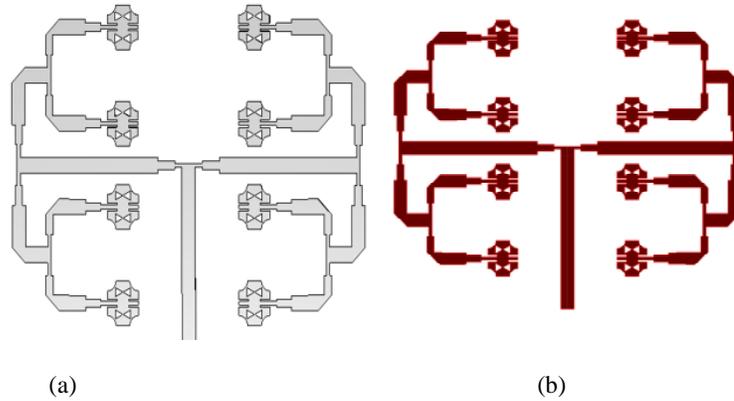


Figure IV.25 : Vue de dessus des huit antennes 4 x 2 sous (a) CST et (b) ADS

Le tableau IV.5 présente de manière synthétique les valeurs des paramètres principaux considéré lors de la conception de notre réseau d'antennes proposé :

Les paramètres	W_p	L_p	2λ	(L'espace entre les deux stages)
La valeur (mm)	28	28	8.82	9.62

Tableau IV.5 : paramètres du réseau 4x2 d'antennes de patch.

IV.7.3.1 Coefficient de réflexion (S_{11})

La figure (IV.26) illustre l'évolution du coefficient de réflexion S_{11} (exprimé en dB) en fonction de la fréquence, avec une fréquence de résonance fondamentale de 30,1 GHz pour le logiciel de simulation CST et de 29,88 GHz pour ADS.

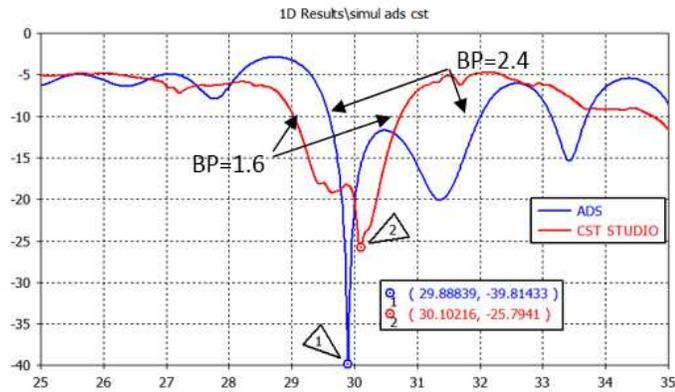


Figure IV.26 : S_{11} (dB) en fonction de la fréquence du réseau 4X2 d'antenne proposé.

Le coefficient de réflexion, évalué à l'aide de la méthode des moments (ADS), démontre une adaptation satisfaisante sur une large bande passante de 7,82 % (29,59 à 32,0 GHz), avec un bon niveau d'adaptation sur l'ensemble de cette plage de fréquences.

Dans notre simulation par la méthode des élément finit (FEM), nous avons atteint une bande 29.03 à 30.72 GHz avec un niveau inférieur à -10 dB, donc une bande passante de 5.65 %.

IV.7.3.2 Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement tridimensionnels, obtenus par simulation avec l'aide du CST, sont présentés afin de qualifier leurs comportements de rayonnement et de confirmer qu'ils sont de cinquième génération sur toutes les bandes ULB (voir les images suivantes).

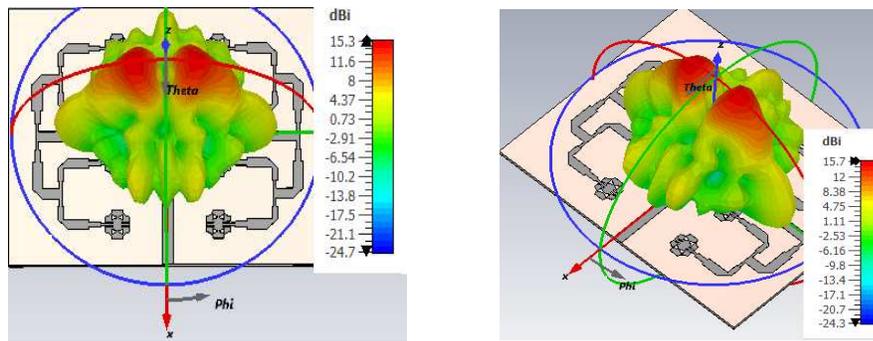


Figure IV.27 : Diagramme de rayonnement 3D (a) directivité, (b) gain du réseau 4x2 à 30 GHz

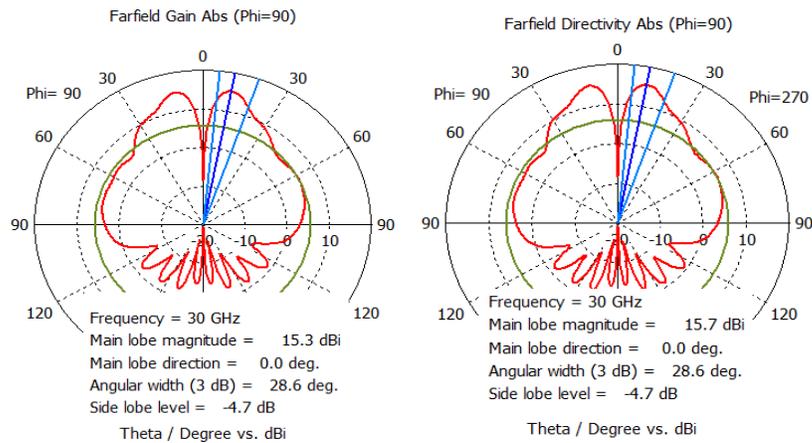


Figure IV.28 : Diagramme de rayonnement polaire (directivité, gain) (2D) du réseau 4x2 à 30 GHz

IV.8 Comparaison des résultats

Ces dernières années, des investissements considérables ont été réalisés dans la conception des réseaux d'antennes pour utiliser de la 5G. Dans le but de vérifier les performances de notre réseau d'antennes en utilisant deux méthodes FEM et MoM, nous mentionnons le travail de recherche intitulé « *A 30 GHz Slotted Bow-Tie Rectangular Patch Antenna Design for 5G Application* ». Nous devons augmenter. Ce projet présente un modèle de réseau d'antennes spécifiquement conçu pour les applications de la technologie 5G. Le réseau est composé de huit éléments rectangulaires, qui fonctionnent à une fréquence supérieure à 28 GHz avec une fréquence centrale de 30 GHz.

Pour valider notre travail, nous avons comparé nos résultats obtenus avec d'autres travaux de la littérature [11], en termes de gain, des paramètres S et de la bande passante (Tableau IV.6).

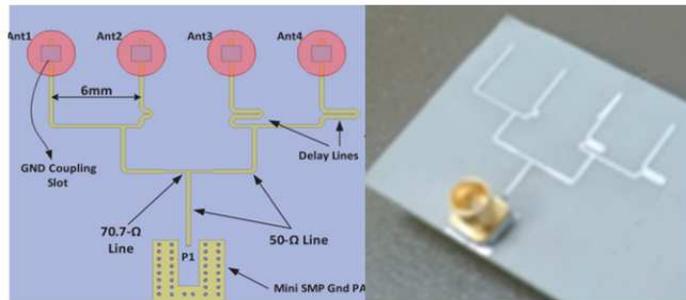


Figure IV.29 : Antenne MIMO à ondes millimétriques pour la future 5G à 30GHz [11].

		01 élément	02 éléments	04 éléments	08 éléments
Moment Method (ADS)	f_r	29.54	29	30.77	29.88
	S_{11}	-30.76	-28.42	-26.53	-39.81
	Gain	7.67	10.34	15	15.1
	(BP)	2 GHz	5 GHz	3 GHz	7.82 GHz
FEM Method (CST)	f_r	30	29.32	30.6	30.1
	S_{11}	-31	-21.94	-33.65	-25.79
	Gain	8.26	11.5	15.3	15.7

	(BP)	2 GHz	2.5 GHz	4 GHz	5.65 GHz
	ROS	< 2	< 2	< 2	< 2
REF [11]				04 éléments	
	f_r			30.2 GHz	
	S_{11}			-17dB	
	Gain			8.6dBi	
	(BP)			1.5 GHz	
	ROS			2.026	

Tableau IV.6 : paramètres globaux des réseaux antennes de patch.

IV.9 Conclusion

Ce chapitre traite de différentes étapes pour élaborer une antenne imprimée à fente papillon alimentée par une ligne micro-ruban qui émet des résonances à la fréquence de 30 GHz. Pour le coefficient de réflexion, les résultats de la simulation sous l'environnement CST et ADS de cette antenne proposée indiquent une désadaptation à la fréquence prévue. Pour rendre l'antenne conçue plus adaptable, nous avons opté pour modifier les dimensions R et W_p . Selon les résultats des simulations, il est démontré que ces dimensions ont un impact positif sur l'ajustement de l'antenne à la fréquence désirée.

Cependant, il est crucial de noter que la capacité fonctionnelle de l'antenne actuelle ne répond pas aux exigences nécessaires pour une utilisation optimale de l'application 5G à une fréquence de 30 GHz. À la suite d'une étude bibliographique approfondie, comprenant la consultation de divers ouvrages, articles et documents pertinents dans le domaine étudié, il a été possible de recueillir et d'analyser un ensemble conséquent de données et d'informations. À l'issue de la réalisation de cette étude approfondie et méticuleuse, nous sommes parvenus à atteindre pleinement l'objectif que nous nous étions fixés au départ. Dans la dernière section de ce chapitre, nous présentons en détail les résultats obtenus suite à l'utilisation de l'antenne imprimée à fente papillon recommandée. L'antenne affiche des performances tout à fait satisfaisantes sur plusieurs aspects techniques notoires tels que le coefficient de réflexion, le taux d'ondes stationnaires, le diagramme de rayonnement, le gain, l'impédance d'entrée et l'efficacité, et ce, spécifiquement à la fréquence de 30 GHz.

Bibliographie

CHAPITRE IV

- [1] <https://www.cst.com/Products/CSTmws/solvers>
- [2] M Manzini, A Alu, F Bilotti, and L Vegni. Polygonal patch antenna for wireless communications. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 53(5), September 2004. 60, 64, 65
- [3] F. Bilotti, A. Alu, M. Manzini, and L. Vegni. Design of polygonal patch antennas with a broad band behavior via a proper perturbation of conventional rectangular radiators. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, volume 2, pages 268–271 vol.2, June 2003. 60
- [4] ZHI NING CHEN and MICHAEL Y. W. CHIA. *Broadband planar antennas : design and applications*. John Wiley & Sons Ltd, 2005. 10, 55, 57, 58, 60
- [5] D. M. Pozar and H. H. S. (Ed.). *Microstrip Antennas : Analysis and Design*. Wiley, 1995. 56, 57
- [6] Lee K.F., Luk K.M., Tong K.F., Shum S.M., Huynh T., and Lee R.Q. Experimental and simulation studies of the coaxially fed u-slot rectangular patch antenna. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*,144(5) :354–358, Oct 1997. 56
- [7] ANTENNA THEORY.COM. Bandwidth <http://www.antennatheory.com/basics/bandwidthphp>. 54
- [8] R.C. Hansen et M. Burke, ‘Antenna with magneto dielectrics’, *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol.26, n°2, pp75-78, juillet 2000.
- [9] Mr IRANKUNDA Germain Mr UFITEYEZU Emmanuel “ Etude et Conception d’une antenne patch Rectangulaire pour les Réseaux Personnels Sans fils _WPAN à 60 GHz “ USTHB
- [10] Christos Christodoulou, “A RECONFIGURABLE RF PHOTONICS UNIT CELL FOR INTEGRATED CIRCUITS”, *Microwave Opt. Tech. University of New Mexico.,School of Engineering* pp39-46, August 2012.
- [11] Mohammad S. Sharawi “Dielectric resonator based MIMO antenna system enabling millimetre-wave mobile devices”,*Iet Microwaves Antennas & Propagation*,2017,Vol 11{287-293},<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:115019231>

Conclusion Générale

Conclusion générale

Les recherches menées dans cette thèse de recherche se concentrent sur la conception, la modélisation et la simulation des réseaux d'antennes imprimées pour une application de télécommunications majeure. La simulation du modèle de réseau antennaire peut être extrêmement bénéfique pour les appareils mobiles de la cinquième génération, qui est encore en cours d'étude et de mise en œuvre.

Le réseau d'antennes patch est employé dans cette thèse afin d'améliorer le rendement des différentes antennes élémentaires en supprimant ou plutôt en réduisant au minimum les lobes secondaires du diagramme de rayonnement. La proposition de modèle est basée sur l'utilisation du logiciel de simulation CST et ADS a été présentée comme une solution pour les applications 5G. De nombreuses méthodes sont utilisées à toutes les étapes des procédures de la conception, telles que le calcul théorique des paramètres, la déclaration des valeurs des paramètres, le choix de la meilleure méthode d'excitation et l'évaluation de l'antenne à travers les résultats obtenus.

Les conclusions suivantes ont été tirées :

- 1) La mise en place d'un réseau d'antennes à la bande millimétrique permet de réutiliser l'espace. Elle contribue à diminuer les perturbations et à accroître la capacité du réseau de télécommunications. Cela entraîne une transmission de données à grande vitesse, ce qui permet d'être exploité dans le domaine de la 5G.
- 2) La 5G ne se limite pas à améliorer les débits de données. Il s'agit d'un concept tout neuf qui servira de fondement à un système fiable, durable et efficace qui offrira des possibilités infinies dans le monde numérique.
- 3) Dans la bande millimétrique et les fréquences qui montrent des propriétés de propagation suffisantes comme la bande de 30 GHz, la recherche montre que la conception de petites antennes pour une utilisation dans les stations de base et les appareils mobiles est possible pour la future génération 5G.

Finalement, dans le chapitre final du manuscrit, nous avons tout d'abord vérifié la robustesse de notre modèle d'antenne imprimée en utilisant le logiciel CST Microwave et ADS, puis analysé les résultats obtenus. Les résultats prometteurs obtenus pour un réseau de patch rectiligne 2x1, 4x1 et 4x2 offrent généralement de nouvelles perspectives pour l'analyse des réseaux linéaires avec plusieurs éléments ou des réseaux plans.

Annexe



IV.1 Qu'est-ce que CST MICROWAVE STUDIO ?

CST MICROWAVE STUDIO est un logiciel intégral dédié à l'analyse et à la conception électromagnétique dans le domaine des hautes fréquences. Il facilite l'intégration des structures en offrant un support en 3D pour la modélisation finale de chaque élément, ou « Component ». (Figure A-1).

Suite à cette modélisation, une procédure de maillage totalement automatisée est mise en place avant le démarrage de la simulation.

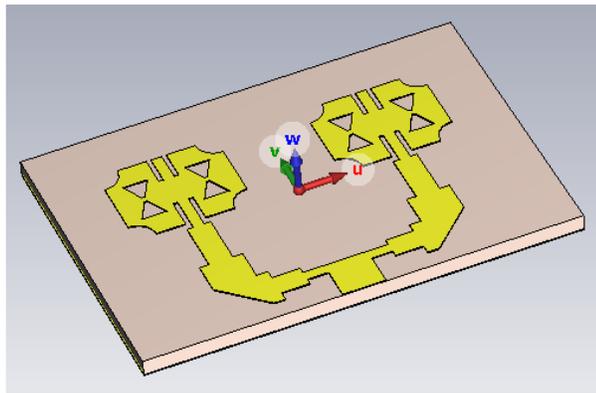


Figure A.1 : l'interface principale de CST MICROWAVE Studio

CST MICROWAVE STUDIO est inclus dans la collection CST Design Studio [1] et propose une variété de solveurs distincts pour divers domaines d'application. Comme aucune de ces méthodes n'est optimale pour tous les champs d'application, le logiciel propose quatre techniques de simulations distinctes (solveurs transitoires, solveurs en domaine fréquentiel, solveurs d'équations intégrales, solveurs de modes propres) afin de s'adapter au mieux à leurs usages spécifiques.

Le solveur le plus polyvalent est le « transient solver » ou solveur transitoire, qui autorise la simulation d'une vaste gamme de fréquences en parallèle lors du même calcul. (À l'inverse de nombreux simulateurs ou solveurs qui adoptent la méthode basée sur des pas de fréquence).

Il s'appuie sur la méthode de l'intégration finie (FIT), présentée en électrodynamique il y a plus de trente ans.

L'estimation des dérivées spatiales et temporelles se réalise à l'aide de l'approche d'approximation par différences centrées. Deux grilles de points discrets, séparées par une demi-maille, modélisent la région en question. Une grille comprend les points de calcul des champs électriques tandis que l'autre est destinée aux points de calcul des champs magnétiques. Comme l'indique la maille élémentaire sur la Figure IV-2, chaque composante du champ magnétique est encadrée par quatre composantes du champ électrique.

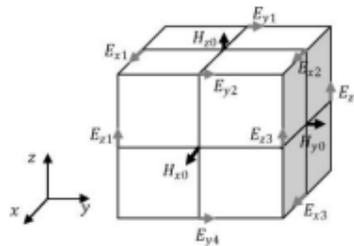


Figure A.2 : Maille élémentaire d'une simulation FIT

Cette structure implique d'une part un maillage en forme de parallélépipède et d'autre part que la mémoire requise et le temps de calcul pour une simulation FIT dépendent directement du volume limité de la structure simulée, ainsi que de la taille de la maille élémentaire et donc du pas spatial sélectionné.

Ce programme permet donc de calculer des champs électriques et magnétiques, ainsi que les paramètres S d'un dispositif, et de visualiser en 3D les champs rayonnés par celui-ci les dimensions des champs rayonnés par ce dernier.

Les éléments clés pour mener à bien une simulation utile incluent principalement l'ajustement du maillage, qui est dicté par la maille élémentaire, le paramétrage de la précision de convergence du calcul et la sélection des ports pour introduire le signal d'excitation dans la structure. La sélection du maillage est cruciale et, si elle est incorrectement configurée, peut produire des résultats totalement fautifs. Plus la taille du pas est réduite, meilleure sera la qualité de la simulation, mais cela au prix d'un temps de calcul prolongé. Par exemple, un ordinateur équipé d'un processeur à double cœur effectuera une simulation durant 5 heures pour résoudre 3 millions de points de maillage. Dans la majorité de nos situations, le nombre de

points de maillage ne dépassera pas 1 million. En fonction de l'appareil examiné, les simulations peuvent parfois durer plus de trois heures.

L'injection du signal d'excitation simulé dans le CST peut se faire à travers deux sortes de ports : un port « waveguide » ou un port « discrete port ». Le port désigné comme « guide d'onde » fait référence à l'injection d'une onde électromagnétique dont l'impédance est déterminée par les dimensions du port et dont la polarisation peut être sélectionnée. Le port désigné comme « discrete port » fonctionne de manière similaire à une source de tension, autorisant l'injection d'un signal à haute fréquence. Contrairement à l'impédance du port, la polarisation de l'onde introduite n'est pas ajustable. On peut utiliser ce dernier port tant que sa taille reste insignifiante par rapport à la longueur d'onde du signal appliqué.

Ce solveur est performant pour une grande variété d'applications à haute fréquence, comme les connecteurs, les filtres, les lignes de transmission, les antennes et bien plus encore. Nous allons ensuite montrer un exemple en employant le « solveur transitoire » pour décrire les diverses phases avant la simulation.

IV.2 Le déroulement dans un projet.

Suite au démarrage du CST DESIGN ENVIRONMENT, l'option est donnée de créer un nouveau projet nommé CST MICROWAVE STUDIO (Figure A-3). On vous demandera de choisir un modèle qui représente le mieux votre domaine d'intérêt (Figure A-4). Cependant, vous avez aussi la possibilité de commencer à partir de zéro en créant un projet vide.



Figure A.3 : Les différents simulateurs dans CST Studio Suite

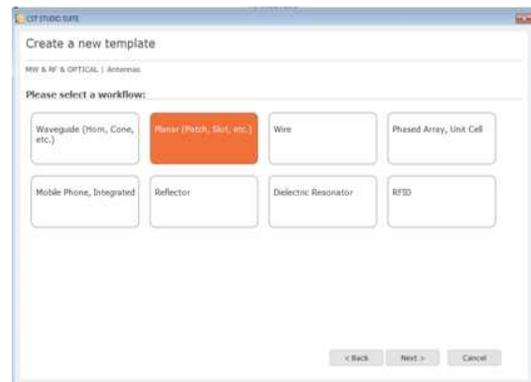


Figure A.4 : Les modèles ainsi que ces descriptions

- **Définir les unités**

Sélectionnez les paramètres qui déterminent les unités pour les dimensions, fréquences, temps et température qui vous conviennent le mieux à votre problème. Établir le contenu du matériel de fond « Background Material » Chaque genre d'application possède ses propres spécificités et un matériel de fond varie d'un type à l'autre. Par exemple, pour les antennes (structure rayonnante), le fond est considéré comme un espace ouvert « open ».

- **Dessiner la structure**

Dans le cadre de la modélisation de structure d'antenne, divers outils de conception géométrique sont disponibles pour des formes standards comme les planches, les cylindres, les sphères, etc. Il est possible d'ajouter ou de superposer ces formes en utilisant des opérateurs logiques afin de créer des formes plus sophistiquées.

- **Définir la gamme de fréquences**

Il est possible de définir la plage de fréquences en sélectionnant Résoudre → Fréquence dans le menu principal. Les paramètres de fréquence sont cruciaux car le générateur de maillage modifie la finesse du maillage (échantillonnage spatial) en fonction de la plage de fréquences définie.

- **Définir les Ports**

Chaque configuration d'antenne requiert une source d'énergie à fréquence élevée pour l'excitation des ondes électromagnétiques souhaitées.

Il est possible de définir un port comme étant un Guide d'onde ou une source de courant ou de tension en optant pour Solve → Port Guide ou Port Discret. Il est crucial d'identifier correctement les ports pour obtenir des résultats précis concernant les paramètres S.

- **Définir les conditions aux limites et les plans de symétries**

Il est possible de définir des conditions aux limites spécifiques pour chaque plan (xmin, xmax, ymin, etc.) en sélectionnant Résoudre → Conditions aux limites. Si la structure présente une symétrie, il est recommandé d'établir les plans de symétrie pour minimiser la durée de la simulation. (Figure A-5)

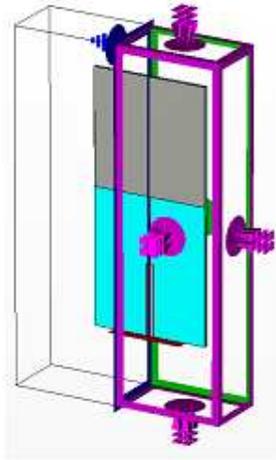


Figure A.5 : les conditions aux limites d'une structure (en mauve)
ainsi le plan de symétrie (en bleu)

• Démarrez la simulation

Une fois tous les paramètres nécessaires établis, vous êtes en mesure de lancer votre première simulation. Lancez la simulation en sélectionnant le solveur transitoire « transient solver » dans le menu Résoudre → Solveur Transitoire.

IV.3 Résultat de simulation

Suite à une simulation effectuée avec succès, vous pourrez visualiser les résultats de divers calculs et obtenir les données de sortie recueillies dans la section Résultats 1D.



Figure A.6 : Différents états d'une structure maillée et non maillée

Nous pouvons observer divers graphiques tels que le coefficient de réflexion, l'abaque de Smith et d'autres paramètres.

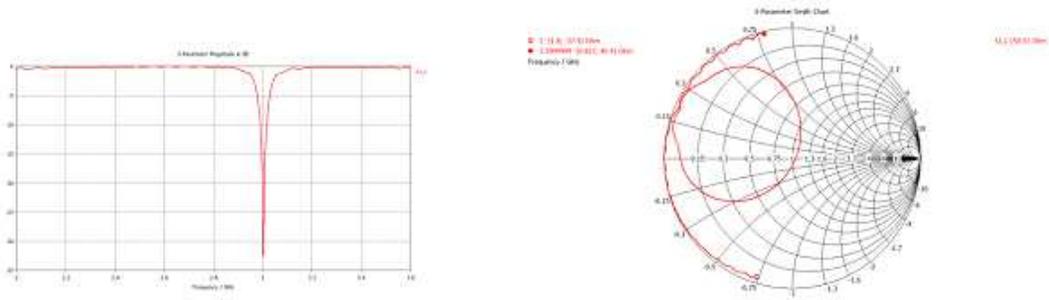


Figure A.7 :le coefficient de réflexion S_{11} en dB et l'abaque de SMITH

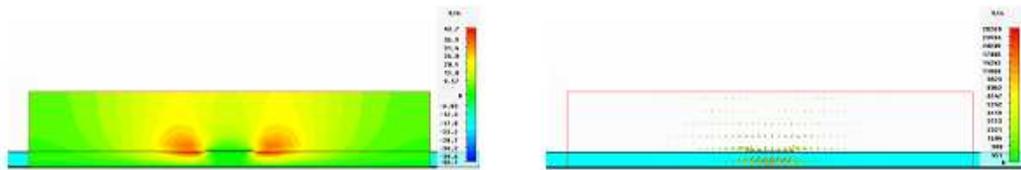


Figure A.8 : le champ électrique dans le port

Annexe-B Génération de logiciels d'analyse Advance Design (ADS)

1. Intégration complète des modules d'analyse éléments finis.

- Employez divers outils de CAO (plan de travail, systèmes de coordonnées, modes d'accrochage, etc.) et fonctionnalités de CAO (extrusion, subdivision, extension, création de symétries, etc.) pour façonner votre structure.
- Insérez les suppositions concernant la structure (matériaux, sections, charges, types d'évaluation). • Utilisez deux moteurs de maillage performants (Maillage avancé et Maillage standard) pour créer un maillage.
- Utilisez un moteur de résolution de nouvelle génération pour calculer la structure.
- Présentez les résultats en sélectionnant parmi une vaste gamme d'options de visualisation.
- Effectuez le calcul et l'optimisation des structures en béton armé, en acier et en bois selon les normes habituelles.
- Produisez des notes de calcul en utilisant une gamme de tableaux de résultats préétablis.

Qu'est-ce que Advance Design

Advance Design, un outil de calcul de structures dédié au secteur du bâtiment et du génie civil, vous propose une interface intégrale parfaitement harmonisée allant de la modélisation des structures à l'utilisation des résultats et à l'optimisation des composants.

Le projet dans l'environnement Advance Design est étudié à travers quatre modes d'opération : **Modèle, Analyse, Design et Document.**

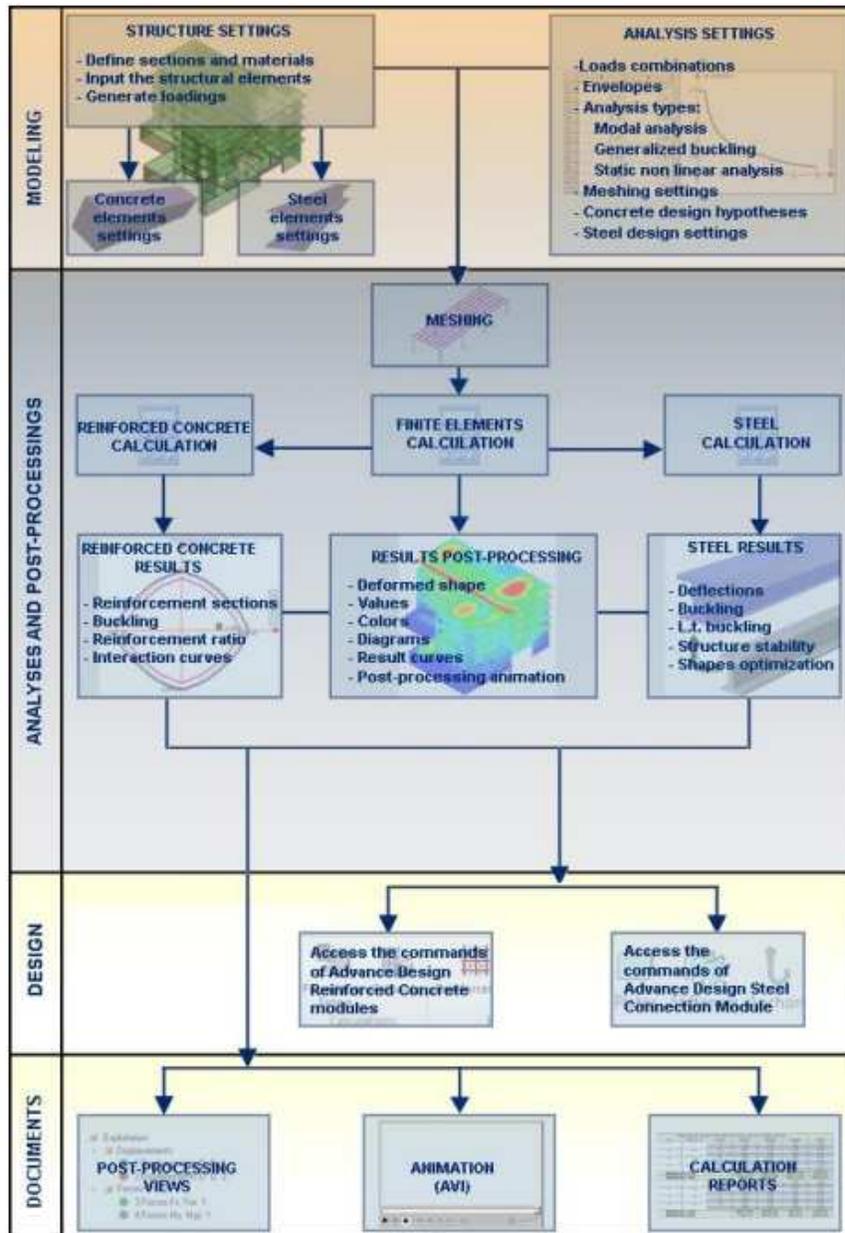


Figure B.1 : Quatre modes de fonctionnement : Modèle, Analyse, Design et Document

" تصميم ونمذجة هوائي ذكي الجيل 5 عالي الأداء "

الملخص:

اتصالات الجيل الخامس ومنطقة دراسة هوائيات الموجات المليمترية هي موضوع بحثنا. ولمعالجة مشكلة البحث، تم اقتراح الهدف التالي بشكل عام: تركيب هوائيات في نطاق 30 جيجا هرتز لاستخدامها المحتمل في شبكات الجيل الخامس.

العمل الذي تم تنفيذه كجزء من هذه الأطروحة دراسة هوائي رقعة واحد وشبكات هوائي رقعة. سوف نركز على التصميم بناءً على الحجم الصغير بتردد الرنين 30 جيجا هرتز. باستخدام برنامج CST Microwave Studio (طريقة FEM) و ADS (طريقة Moments) للعثور على الإعدادات الداخلية (S)، وعرض النطاق الترددي، والخصائص الخارجية (نموذج الكسب والاتجاهية والإشعاع والكفاءات).

من أجل زيادة الكسب الإجمالي للهوائي والحصول على عرض نطاق أوسع والاستفادة من وظيفة التراكب الإشعاعي لعدة عناصر تشع في نفس الاتجاه، نقترح الخطوة الثانية والأكثر أهمية لتصميم الخطوة الأكثر أهمية في تصميم شبكة هوائي التصحيح

كلمات مفتاحية: الجيل الخامس، هوائي المصفوفة، هوائي التصحيح، برنامج CST Microwave Studio، ADS (طريقة Moments)، الإعدادات S، عرض النطاق الترددي، VSWR.

« Conception, Modélisation d'une antenne intelligente 5G de Hautes Performances »

Résumé :

La communication de cinquième génération et le domaine d'étude des antennes d'ondes millimétriques sont les sujets de notre recherche. Pour répondre au problème de la recherche, l'objectif suivant est généralement proposé : Installer des antennes dans la bande 30 GHz pour une utilisation potentielle en 5G.

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse ont présenté l'étude d'une seule antenne patch et réseaux d'antenne patch. Nous nous concentrerons sur la conception basée sur une petite taille à une fréquence de résonance de 30GHz. en utilisant le logiciel CST Microwave Studio (méthode FEM) et ADS (Moments méthode) pour trouver les paramètres internes (S... paramètres, bande passante, VSWR) et les caractéristiques externes (gain, directivité et modèle de rayonnement, efficacités).

Afin d'augmenter le gain total de l'antenne et d'avoir une largeur de bande plus large et en profitant de la fonctionnalité de la superposition de rayonnement de plusieurs éléments rayonnant dans la même direction, nous suggérons la deuxième et la plus importante étape pour concevoir un pas le plus important à concevoir un réseau d'antenne patch

Mots clés : Cinquième génération, antenne réseau., antenne patch., logiciel CST Microwave Studio, ADS (méthode Moments)., les paramètres S, bande passante, VSWR

« Design, Modeling of a High Performance 5G Smart Antenna »

Abstract :

Fifth generation communication and the study area of millimeter wave antennas are the subjects of our research. To address the research problem, the following objective is generally proposed: Install antennas in the 30 GHz band for potential use in 5G.

The work carried out as part of this thesis presented the study of a single patch antenna and patch antenna networks. We will focus on the design based on small size at 30GHz resonant frequency. using CST Microwave Studio software (FEM method) and ADS (Moments method) to find internal parameters (S... parameters, bandwidth, VSWR) and external characteristics (gain, directivity and radiation model, efficiencies).

In order to increase the total gain of the antenna and have a wider bandwidth and taking advantage of the functionality of radiation superposition of several elements radiating in the same direction, we suggest the second and most important step to design a most important step in designing a patch antenna network

Key words : Fifth generation, array antenna., patch antenna., CST Microwave Studio software, ADS (Moments method), les parameters S, bandwidth, VSWR

Publications

A 30 GHz Slotted Bow-Tie Rectangular Patch Antenna Design for 5G Application

Khazini Mohammed, Damou Mehdi, and Souar Zeggai

Abstract—This Article presented the study of a single patch antenna and array patch antenna. We will focus on the design based on a small size at a resonant frequency of 30GHz. using the software CST Microwave Studio (FEM method) and ADS software (Moments method) to find internal parameters (S... parameters, bandwidth ,VSWR) and external characteristics (gain, directivity and radiation pattern, efficiencies) .

To increase the total gain of the antenna and to have a wider bandwidth band width and taking advantage of the functionality of the radiation overlap of several elements radiating in the same direction, we suggest the second and most important step to design a most important step to design an antenna array grouping patches identical to our first patch antenna proposed in first patch antenna proposed in the first step

Keywords—slotted bow-tie patch antenna; quarter wave transformer; array antenna, CST studio; ADS 2016

I. INTRODUCTION

THE purpose of this paper is to study the potential of these other structures to promote the integration of antennas and optimize their performance at 30 GHz for 5G. The properties (dielectric, static conductivity) of the substrate composites were carried out by [1] and[2]. Simulated antennas on substrates of characterized materials, to reduce the dimensions of the antennas and optimize their performance (gain, bandwidth, reflection coefficient, radiation patterns,...) in printed circuit type operating contexts.

A quarter-wave impedance transformer is used to change the impedance of the load to another value for impedance where the load impedance is real. a transmission line of a quarter wavelength is designed two parameters, the particular frequency and the length of the transformer is equal to $\lambda_0/4$ only at this designed frequency :

- Impedance matching between a resistive load and transmission lines.
- Impedance matching between two resistive loads.
- Impedance matching between two transmission lines of unequal characteristic impedances.

The design phase of an antenna using suitable software is an essential step for the sake of saving time and optimizing the structure at the desired parameters taking into account the dielectric and conductive parameters chosen from low-cost materials. For this, CST-ADS is used as effective electromagnetic simulation tool to develop complex structures by calculating S-parameters and resonance frequencies as well

This work was supported by the Laboratory Technologies of Communications.

Khazini Mohammed and Damou Mehdi are with the Laboratory of Electronics, Signal Processing and Microwave, Faculty of Technology,

as visualizing radiation patterns and electromagnetic fields in order to develop a high performance of the slotted bowtie rectangular patch antenna array serving satellite and radar applications around 30 GHz.

II. QUARTER WAVE TRANSFORMER

The matching devices we have just considered are valid only at the frequency for which the line length is equal to $\lambda/4$: they are therefore narrowband matching devices. To achieve wideband matching, we can split the matching into a number of $\lambda/4$ sections Fig.1 such that the successive input impedances of these different sections are : $Z_0 > Z_2 > Z_1 > Z_L$ and for n sections: $Z_0 > Z_n > Z_{n-1} > \dots > Z_1 > Z_L$

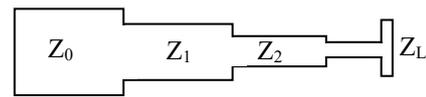


Fig. 1. Quarter wave transformer

A quarter-wave transformer can be used to match a real impedance Z_L to Z_0

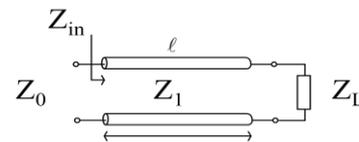


Fig. 2. Wideband adaptation

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 t}{Z_1 + jZ_L t}$$

$$t = \tan \beta l = \tan \theta$$

$$l = \frac{\lambda_0}{4}, \quad Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L}$$

the matching condition at f_0 is $Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}$

At a different frequency $Z_{in} \neq Z_0$ and the input reflection coefficient is

$$\Gamma_{in}|_{Z_0} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0 + j2t \sqrt{Z_L Z_0}}$$

University of Dr. TaharMoulay of Saida, Algeria (e-mail: maamora.kha1980@gmail.com, bouazzamehdi@yahoo.fr).

Souar Zeggai is with the Faculty of Technology, University of Dr. TaharMoulay of Saida, Algeria (e-mail: prof.souar@yahoo.fr).



The mismatch can be computed from:

$$|\Gamma_{in}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4Z_L Z_0}{(Z_L - Z_0)^2 \cos^2 \theta}}}$$

A. Radiation Resistance Calculation Method

The feed in of patch antenna at distance X_f from one of the radiating edges, the input impedance given by following relation [3][4] (26):

$$R_{in} = R_r \cos^2 \left(\frac{\pi X_f}{L} \right)$$

Radiation resistance R_r decreases with the increase in substrate thickness and patch width because of the increase in radiated power.

B. Feed Network Design

The design of patch antenna arrays, there are two kinds of feed networks, the series feed network and the corporate feed network.

C. Directivity And Gain

The function of the patch antenna radiation pattern, the directivity D which is defined by the expression (4). For an isotropic source, the radiation intensity U_0 is equal to the total radiated power P_{rad} divided by 4π . So the directivity can be calculated by:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (4)$$

If not specified, antenna directivity implies its maximum value, i.e. D_0 .

$$D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (5)$$

D. Radiation Field

The fields radiated by the current element, it is required to determine magnetic vector potential \vec{A} first.

For Hertzian Dipole, \vec{A} is expressed as:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \vec{z} \quad (6)$$

In the spherical coordinate, Equation (6) is transformed to:

$$\begin{aligned} A_r &= A_z \cos \theta = \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \theta \\ A_\theta &= -A_z \sin \theta = -\frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \sin \theta \\ A_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

According to Maxwell's equations and the relationship between \vec{A} and \vec{H} :

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H}$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (8)$$

Now E- and H field can be found:

$$\begin{aligned} H_r &= H_\theta = 0 \\ H_\phi &= j \frac{k I_0 dl \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \\ E_r &= \eta \frac{I_0 dl \cos \theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \\ E_\theta &= j\eta \frac{k I_0 dl \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \\ E_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

In the far-field region where $kr \gg 1$, the E and H-field can be simplified and approximated by:

$$\begin{aligned} E_\theta &\approx j\eta \frac{k I_0 dl \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \\ E_r &\approx E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \\ H_\phi &\approx j \frac{k I_0 dl \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \end{aligned} \quad (10)$$

The ratio of E_θ and H_ϕ is:

$$Z_\omega = \frac{E_\theta}{H_\phi} \approx \eta \quad (11)$$

where Z_ω is the wave impedance; η is the intrinsic impedance of the medium ($377 \approx 120\pi$ Ohms for free space). The width W and L for a patch of rectangular shape given by the formulas follows

$$w = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (12)$$

From the modeling point of view, the two media are replaced by an effective medium characterized by a dielectric constant expressed by:

$$\epsilon_{reff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (13)$$

The patch is electrically extended by a value ΔL on each side such that:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (14)$$

alors $L = L_{eff} - 2\Delta L$ avec L_{eff} est donnée par:

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (15)$$

III. ANTENNA GEOMETRY

The structure of the slotted bowtie rectangular patch antenna is shown in Fig.3 at a center frequency of 30GHz. The first step in designing an antenna consists of choosing the right substrate. A suitable substrate depends on its availability; to achieve such goals, a high performance dielectric substrate ("Arlon CuClad 233 (tm)") with thickness ($h = 0.49\text{mm}$), Relative permittivity ($\epsilon_r = 2.43$) and tangent loss ($\tan \delta = 0.0013$) is chosen as substrate [8].

The dimensions of the proposed antenna are shown in Table I.

Parameters	L_p	w_p	L_f	w_f	w_2	w_3	R
Values (mm)	3.2	4.35	1.82	1.44	0.755	0.49	0.9

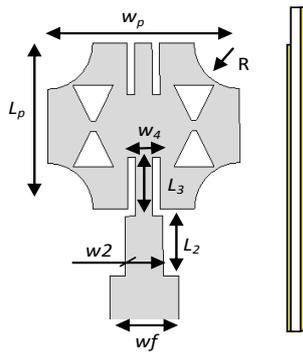


Fig. 3. Geometry of the proposed impedance matching techniques by Quarter wave transformer Antenna

The dimensions of this antenna determine the center frequency [5][6], and for a regular rectangular patch the edge impedance is 267Ω .

IV. RESULT AND DISCUSSIONS

The proposed single element antenna is designed modified with inset line, the simulation result of antenna rectangular bow-tie slot using CST software FEM method solver technique and ADS software method of Moments based by Green's function.

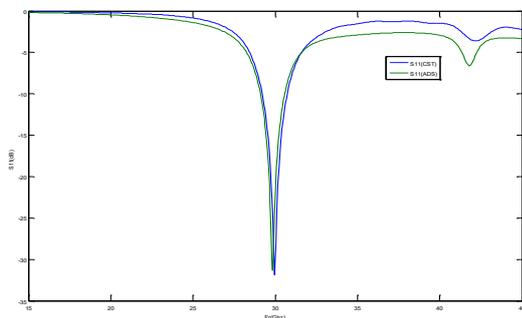


Fig.4. Return loss (dB) of simulated single element antenna

The simulation result of the slotted bowtie rectangular patch antenna shows the reflection coefficient S11 as a function of frequency Fig.4 . It can be observed that this antenna resonated at 30 GHz and at 42 GHz with parameter values (return losses)

of -31 dB and -7dB respectively. The operation of the antenna for the range frequency of - 30.76dB 29.54 GHz or bandwidth of 4.76%.

Fig.5 shows the simulation result gives a field E and H at frequency 30Ghz

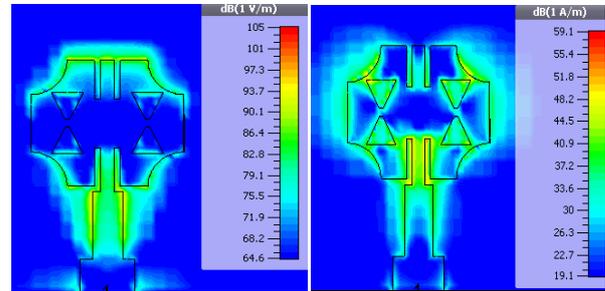


Fig 5. Radiation pattern at 30 GHz (a) E field, (b)H field

The simulation result at the frequency of 30 GHz, the maximum gain of the single element patch antenna is 8.08 dB is shown in Fig.6. This indicates that the antenna is able to direct the input power towards the radiation in a given direction more than in other directions. The single element patch antenna is capable of emitting or receiving a signal efficiently in the direction of the highest gain.

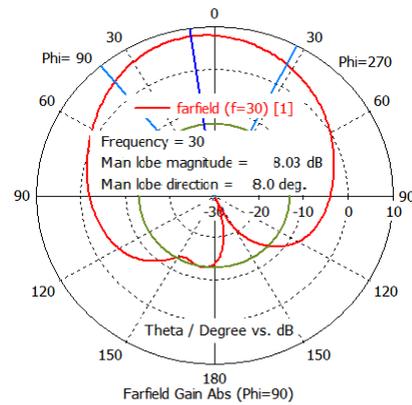


Fig. 6. Gain simulation (2D) result of the single element

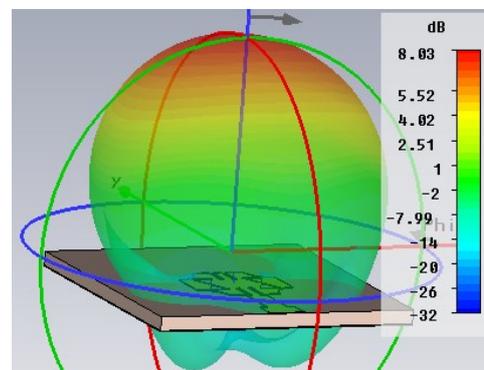


Fig. 7. Simulation 3D result of the single element antenna

Fig.7 represent a radiation pattern characterizes the variation of the radiated far-field intensity Gain (3D) of an antenna as an angular function at a specific frequency

V.ARRAY ANTENNA CONFIGURATION TWO ELENENTS

The array consists of two symmetrical patch elements that are fed in parallel to design the antenna array (figure 8) where each element has the same dimensions as mentioned above in order to increase the performance of the antenna. The length of the power divider is 0.95 mm and its width is 1.2 mm. The distance between the centers of the two feed lines is 4.7 mm [12].

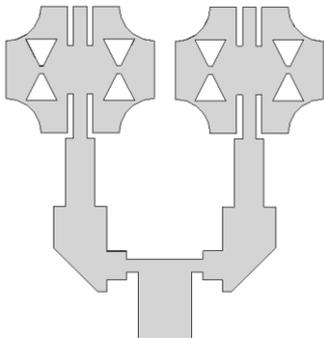


Fig. 8. Geometry of the proposed impedance matching technique by Quarter wave transformer Antenna

The dimensions of the design have been optimized to increase its impedance bandwidth. The results obtained with both simulation methods for the final design are compared in Fig. 9.

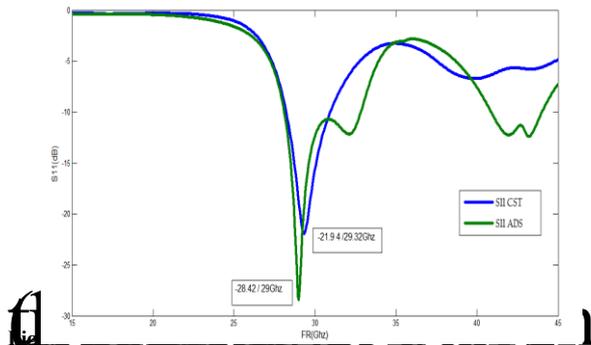


Fig 9. Simulation of the antenna design using ADS (Method of Moments) and CST (Finite Element Method)

The proposed design has been studied using the Agilent Advanced Design System Method of Moments (Momentum)electromagnetic simulator the results of this method $S_{11}=-28.42$ at $f_r=29$ GHz and the values result CST Studio FEM method is $S_{11}=-21.94$ at $f_r=29.32$.

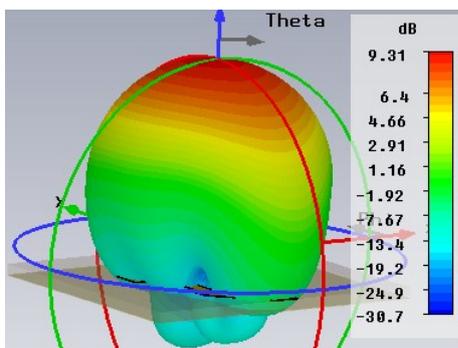


Fig. 10. Gain simulation 3D result of the array antenna Two elements

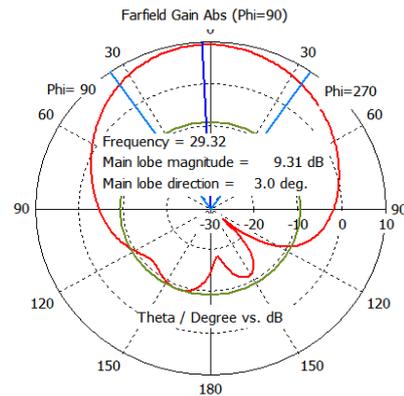


Fig. 11. Gain simulation (2D) result of the Two elements

Fig.10 and Fig11 are represents radiated far-field intensity Gain (3D)(2D) result of the Two elements patch antenna. The value far-field Gain of array antenna at 29.32 GHz is 9.31dB

V. ARRAY ANTENNA CONFIGURATION FOUR ELEMENTS

Here four elements (figure 12) are used and each element has the same dimensions as mentioned above in order to increase the performance of the antenna array. The length of the power divider is 0.95mm and its width is 1.2 mm with a total dimension of 18.5x5.25mm².

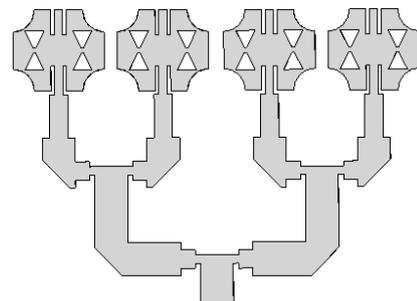


Fig 12. Proposed array antenna four elements configuration

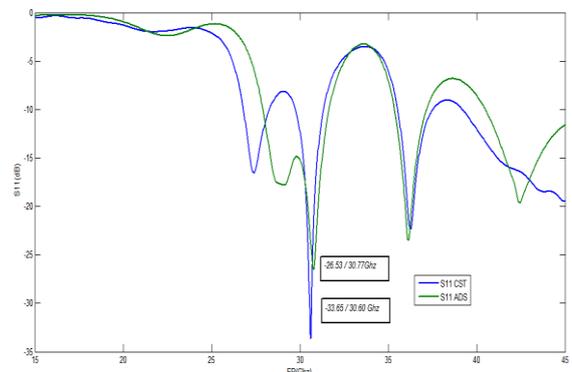


Fig. 13. Return loss (dB) of the simulated array antenna-Two elements

The figure Fig13 shows that the return loss of the array antenna two elements with CST Studio is -33.65 dB at a center frequency of 30.60 GHz and ADS is -26 dB at a center frequency of 30.77 GHz.

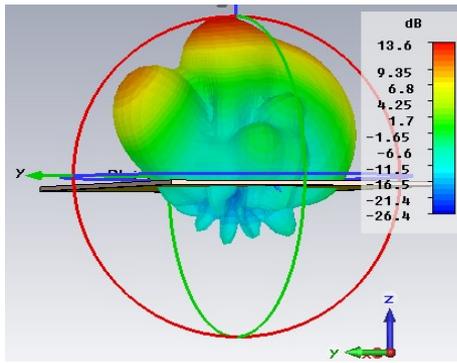


Fig. 14. Gain simulation 3D result of the array antenna four elements

TABLE I
COMPARISON OF PROPOSED ANTENNA SIMULATION VALUES

		01 element	02 elements	04 elements
Moment Method (ADS)	f_r	29.54	29	30.77
	S_{11}	-30.76	-28.42	-26.53
	Gain	7.67	9.31	13.1
FEM Method (CST)	f_r	30	29.32	30.6
	S_{11}	-31	-21.94	-33.65
	Gain	8.03	8.93	13.6

VI. CONCLUSION

The structure proposed slotted bowtie rectangular patch antenna has been computed and optimized by using two electromagnetic solvers ADS and CST-MW. The simulated parameters present an important result, in terms of return loss, gain, field E and H, in the frequency range 27–31.5 GHz with a bandwidth of 15.83%. The maximum gain is 13.6 dB with the bandwidth between 27 to 31 GHz; than that of the traditional microstrip fed bow-tie slot rectangular patch array antenna. Printed slot antennas fed by a microstrip have many advantages; Besides small size, light weight, low cost, good performance.

REFERENCES

- [1] K. Wei, B. Zhu, and M. Tao, "The Circular Polarization Diversity Antennas Achieved by A Fractal Defected Ground Structure," IEEE Access, pp. 1–1, 2019. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2927280>
- [2] A. Bharathi, L. Merugu, and P. V. D. Somasekhar Rao, "Reconfigurable Corner Truncated Square Microstrip Patch Antennas for Wireless Communication Applications," IETE Journal of Research, pp. 1–14, Jun. 2018 <https://doi.org/10.1080/03772063.2018.1478326>
- [3] B. Anantha, L. Merugu, and P. V. Somasekhar Rao, "Polarization Reconfigurable Corner Truncated Square Microstrip Array Antenna," IETE Journal of Research, pp. 1–8, Jan. 2019. <https://doi.org/10.1080/03772063.2018.1557084>
- [4] Kin-Lu Wong, Compact and Broadband Microstrip Antennas, Jon Wiley & Sons, Inc., 2002
- [5] C.A.Balanis, "Antenna Theory," John Wiley & Sons Inc, 1999
- [6] D.M. Pozar and B. Kaufman, "Increasing the Bandwidth of a Microstrip Antenna by Proximity Coupling", Electronic Letters, Vol- 23, pp 12-14, April-1987. <https://doi.org/10.1049/el:19870270>
- [7] Jagdish. M. Rathod "Comparative Study of Microstrip Patch Antenna for Wireless Communication Application," International journal of innovation, Management and Technology, Vol 1, No.2, 2010.
- [8] "Comparison of performance characterization in 2x2,3x3 and 4x4 Array Antennas," IJERA, Vol 1, Issue4, pp.2091-2095 1.001.502.002. 503.003.504.00
- [9] Rahman A., Hossain M., Iqbal I.S., Sobhan S., "Design and Performance Analysis of A Dual-band Microstrip Patch Antenna for Mobile WiMAX, WLAN, Wi-Fi and Bluetooth Applications," 2014 International Conference On Informatics, Electronics & Vision, May 23-24, 2014 <https://doi.org/10.1109/ICIEV.2014.6850867>
- [10] Redzwan F.N.M., Ali M.T., Tan M.N., Miswadi N.F., Design of Tri-band Planar Inverted F Antenna (PIFA) with Parasitic Elements for UMTS2100, LTE and WiMAX Mobile Applications, IEEE 2015 Intern. Conf. on Computer, Comm., and Control Technology, April 21 – 23, 2015, pp. 550-554 <https://doi.org/10.1109/I4CT.2015.7219639>
- [11] Mieczysława M., Computer-aided modeling and analysis of antennas of mobile devices radio communication systems, Master Thesis, Bialystok University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, 2016
- [12] Jun S.Y., Elibiary A., Sanz-Izquierdo B., Winchester L., Bird D. and McClelland A., "3-D Printing of Conformal Antennas for Diversity Wrist Worn Applications," in IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 8, no. 12, 2227-2235, December 2018. <https://doi.org/10.1109/TCPMT.2018.2874424>
- [13] Moscato S. et al., "Infill-Dependent 3-D-Printed Material Based on NinjaFlex Filament for Antenna Applications," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 1506-1509, 2016. <http://dx.doi.org/10.1109/LAWP.2016.2516101>



ISSN 2047-3338

The Novel Circular Microstrip Patch Antenna

M. Khazini¹, M. Damou² and Z. Souar³

^{1,3}Laboratoire de Technologies de Communications TC, Faculté technologie, -Université Dr Moulay Tahar, – BP 138– Ennasr, Saida, Algérie

²Département d'électronique, faculté des sciences de la technologie Université, Molay Tahar, BP 138, Saida 20000 – Algérie

¹Maamora_kha@yahoo.fr, ²bouazzamehdi@yahoo.fr, ³MMesouar@yahoo.fr

Abstract– A novel transmission line model is represented to model bowtie patch antennas. The purposed model uses two slots for modeling the radiation from patch sides. Each radiation slot is presented by parallel equivalent admittance. Also in this model mutual coupling and the effect of slots length limitation as well as the influence of the side slots on the radiation conductance are taken into account implicitly. Admittance and controlled source equations that used for rectangular patch antenna are modified.

Index Terms– Transmission Line, Monopole Antenna and Wideband

I. INTRODUCTION

THERE are numerous substrates that can be used for the design of microstrip patch antennas and their dielectric constants are usually in the range of $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

Those desirable for antenna performance are thick substrates whose dielectric constant is in the lower end of the range due to better efficiency, (Lewin, 1960).

Since microstrip antennas are often integrated with other microwave circuitry, a compromise has to be reached between good antenna performance and circuit design.

The radiating element and the feed lines are usually photo etched on the dielectric substrate. The radiating patch may be square, rectangle, thin strip (dipole), circular, elliptical, triangle or any other configuration [1].

II. ULTRA WIDEBAND MONOPOLE ANTENNA WITH SPLIT RING RESONATOR AS FILTER

The last years a special attention has been devoted to the development of Ultra Wideband (UWB) monopole antennas [2], [3]. The UWB is a short-range wireless technology for transmitting large amounts of data at very high-speed with very low power antennas, but in a compact planar configuration, such as bowtie, diamond, circular and elliptical disc dipoles.

A) Important parameters of antenna

To describe the performance of an antenna, definitions of various parameters are necessary. In practice, there are several commonly used antenna parameters, including frequency bandwidth, radiation pattern, directivity, gain, input impedance, and so on.

B) Frequency bandwidth

The frequency bandwidth of an antenna can be expressed as either absolute band- width (ABW) or fractional bandwidth (FBW). If f_H and f_L denote the upper edge and the lower edge of the antenna bandwidth, respectively. The ABW is defined as the difference of the two edges and the FBW is designated as the percentage of the frequency difference over the center frequency, as given in Equation (1) and (2), respectively.

$$ABW = f_H - f_L \quad (1)$$

$$FBW = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (2)$$

For broadband antennas, the bandwidth can also be expressed as the ratio of the upper to the lower frequencies, where the antenna performance is acceptable, as shown in Equation (3):

$$BW = \frac{f_H}{f_L} \quad (3)$$

C) Directivity and Gain

To describe the directional properties of antenna radiation pattern, directivity D is introduced and it is defined as the ratio of the radiation intensity U in a given direction from the antenna over that of an isotropic source. For an isotropic source, the radiation intensity U_0 is equal to the total radiated

power P_{rad} divided by 4π . So the directivity can be calculated by:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (4)$$

If not specified, antenna directivity implies its maximum value, i.e., D_0 .

$$D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (5)$$

D) Radiated field

To obtain the fields radiated by the current element, it is required to determine magnetic vector potential \vec{A} first.

For Hertzian Dipole, \vec{A} is expressed as [4]:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \vec{z} \quad (6)$$

In the spherical coordinate, Equation (6) is transformed to:

$$\begin{aligned} A_r &= A_z \cos\theta = \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \cos\theta \\ A_\theta &= -A_z \sin\theta = -\frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \sin\theta \\ A_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

According to Maxwell's equations and the relationship between \vec{A} and \vec{H} :

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \vec{H} &= \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \end{aligned} \quad (8)$$

Now E- and H field can be found:

$$\begin{aligned} H_r &= H_\theta = 0 \\ H_\phi &= j \frac{kI_0 dl \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \\ E_r &= \eta \frac{I_0 dl \cos\theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \\ E_\theta &= j\eta \frac{kI_0 dl \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \\ E_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

In the far-field region where $kr \gg 1$, the E- and H-field can be simplified and approximated by:

$$\begin{aligned} E_\theta &\approx j\eta \frac{kI_0 dl \sin\theta}{4\pi r} e^{-jkr} \\ E_r &\approx E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \end{aligned}$$

$$H_\phi \approx j \frac{kI_0 dl \sin\theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (10)$$

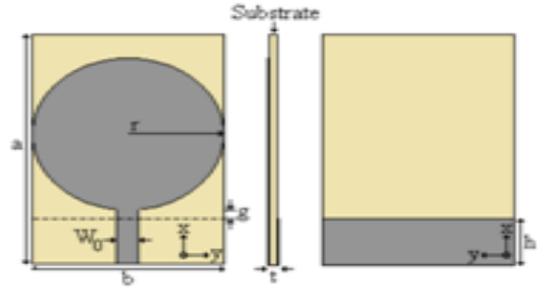
The ratio of E_θ and H_ϕ is:

$$Z_\omega = \frac{E_\theta}{H_\phi} \approx \eta \quad (11)$$

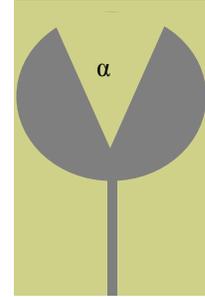
where Z_ω is the wave impedance; η is the intrinsic impedance of the medium ($377 \approx 120\pi$ Ohms for free space).

III. ANTENNA DESIGN

A compact printed microstrip-fed monopole antenna is presented in (Fig. 1). The design consisted of a circular shaped perfect electric conductor printed on a partial grounded ARLON DICLAD dielectric substrate of 2.17 permittivity, 0.768 mm thick.



(a)



(b)

Fig. 1: (a) Circular microstrip antenna
(b) Circular microstrip antenna with triangular slot

For this investigation, a circular monopole antenna was chosen as a starting point. A monopole antenna is a type of radio antenna formed by replacing one half of a dipole antenna with a ground plane at right angles to the remaining half. If the ground plane is large enough, the monopole behaves like a dipole, as the reflection in the ground plane behave as the missing half of the dipole, except that the radiation from the reflected half is added to that of the real half (see image antenna).

Table 1: Dimension antenna

Parameter	Dimension (mm)
a	30
b	20
g	1
r	10
h	6
w ₀	2.4
l	0.768

For this investigation, a circular monopole antenna was chosen as a starting point. A monopole antenna is a type of radio antenna formed by replacing one half of a dipole antenna with a ground plane at right angles to the remaining half. If the ground plane is large enough, the monopole behaves like a dipole, as the reflection in the ground plane behave as the missing half of the dipole, except that the radiation from the reflected half is added to that of the real half (see image antenna). However, a monopole will have a directive gain of 5.19 dB (gain is twice, 3 dB over) that for a half-wave dipole antenna, and a lower input resistance [5]. In general, these antennas are built into microstrip structures with limited ground plane, in the microstrip monopole form. For this reason, they have small dimensions and weight, and easy construction, which are some of its main advantages. The geometry of the antenna considered as a starting point is shown in Fig. 4.2 [6].

IV. RESULTS AND DISCUSSION

The structure shown above was considered to start the experimental research implementation, performed with the construction and measurement, while the Computer Simulation Technology: Microwave Studio (CST MWSTM) was used as an auxiliary tool in the simulation process

The simulated S11 return loss results for this monopole antenna are shown in (Fig. 1). In the computer aid simulation an Arlon DiClad 880TM substrate with coppered plates on both sides was used.

The return loss for the antenna is shown in (Fig. 2). The new design has the same dimensions as the first one and the rectangular cut has the width equal 2.4 mm which is equal to the microstrip feeding line W₀. It can be seen that with the rectangular cut introduction the bandwidth is increased by about 17%, in the improved bandwidth the S11 is below -10 dB form 4.9 GHz to 7.4 GHz.

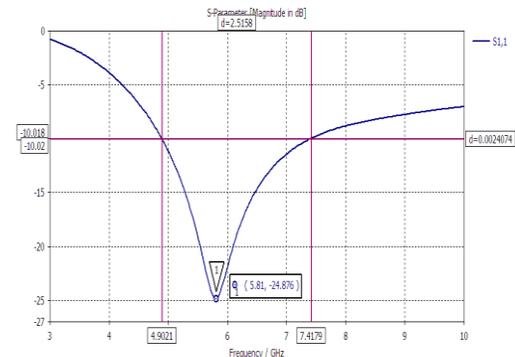
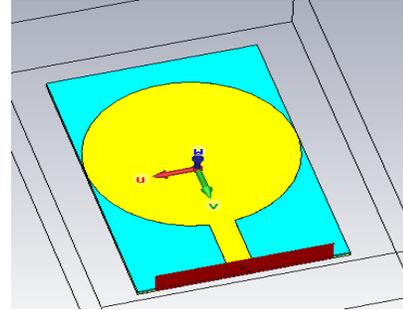


Fig. 2: Circular microstrip antenna for (CST MWSTM)

The return loss of Circular microstrip antenna with triangular slot ($\alpha=30^\circ$) is shown in (Fig. 4). The resonant frequency of this design is at 4.24 GHz with -39.671 dB of return loss. The -10 dB bandwidth of this design is at the frequency between 3.51 GHz and 9.58 GHz.

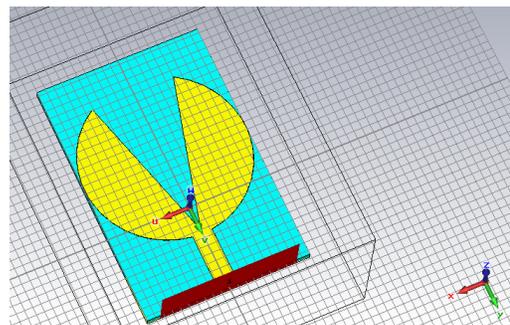


Fig. 3: Circular microstrip antenna with triangular slot for (CST MWSTM)

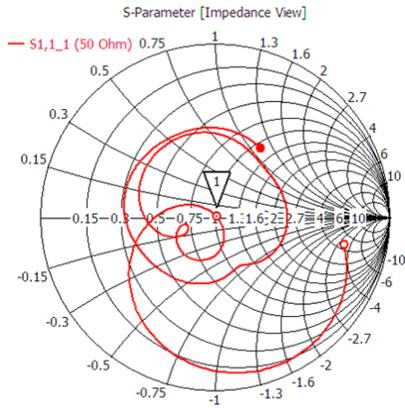
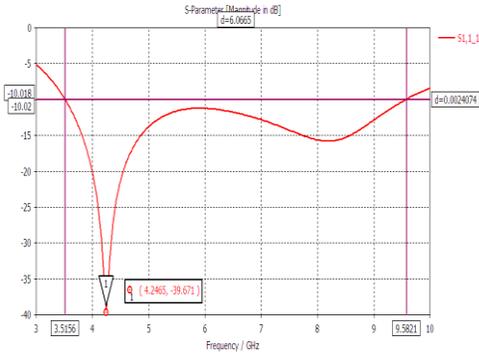


Fig. 4: Return loss and Smith Chart results Circular microstrip antenna with triangular slot for (CST MWSTM)

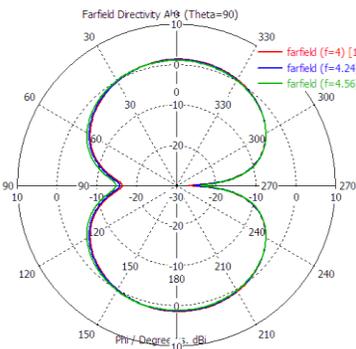
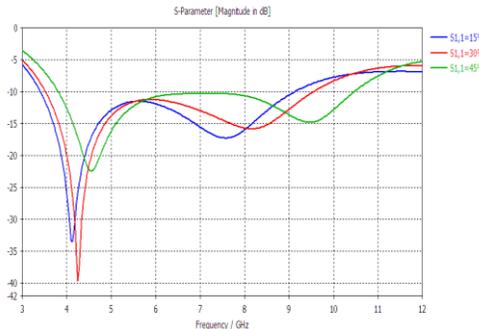


Fig. 5: Return loss and Farfield Directivity Abs (Theta=90) Circular microstrip antenna with different angle -triangular slot ($\alpha=15^\circ; 30^\circ; 45^\circ$)

Table 2: Return loss, f_c and Bandwidth of patch antenna with different angle

Circular antenna				Pattern
f_c	S11(dB)	Bandwidth (GHz), $f1-f2$ (GHz) (-10dB)	α	/
5.81	-24.87	6.07;(03.51 - 09.58)	0°	A
Circular antenna with triangular slot				
4.00 GHz	-33.27	5.72;(03.41 - 09.13)	15°	B
4.24 GHz	-39.66	6.02;(03.52 - 09.54)	30°	C
4.56 GHz	-22.39	6.65;(03.81 - 10.46)	45°	D

Different variation Return loss also affects the performance of the patch antenna. Fig. 5 and Table 2 show that Pattern B and C give the best S11 results with (-33.27dB, -39.66 dB) while Pattern A and Pattern D score poorly with(-24.87dB, -22.39 dB). The patterns C and Pattern D show the best resonant frequency and bandwidth that are (4.24GHz, 4.56 GHz)and (6.02 GHz, 6.65 GHz).

III. CONCLUSION

Lately, many researchers have started to look into UWB with the development of the latest communication systems, and a surge of research interest into small UWB antennas has been raised. Such antennas have to be small enough to be compatible to the UWB unit and omnidirectional radiation patterns are often required for UWB terminal antennas. Finally, a good time-domain characteristic, i.e., a good impulse response with minimal distortion is also required for transmitting and receiving antennas. The second family is due to further developments on broadband monopole antennas, in which planar elements, such as circular, square, elliptical, pentagonal and hexagonal discs appear.

REFERENCES

- [1]. Wikipedia, 2010
- [2]. M. R. Silva, C. L. Nóbrega, A. M. Zenaide, P. H. F. Silva, and A. G. d'Assunção, "Monopolos Circular e Elíptico de Microfita para Sistemas UWB," In: Anais do Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT 2008), Recife, PE, v.1, pp.1-4. 2008.
- [3]. C. H. Hsu, "Planar multilateral disc monopole antenna for UWB application", Microwave Opt. Technol Lett, vol. 49, pp. 1101-1103, May 2007.
- [4]. D. T. Paris and F. K. Hurd, "Basic Electromagnetic Theory", McGraw-Hill Book Co., New York, 1969.
- [5]. C.Y. Hung, M.H. Weng, Y.K. Su, R.Y. Yang, and H.W. Wu, "Design of compact and sharp rejection UWB BPFs using interdigital stepped impedance resonators", IEICE Electron Lett 1 (2007), pp. 1652-1654.
- [6]. J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-Circuit..."