

جمهورية الجزائر الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par : **SALHI ANES** et **SENOUCI MOHAMMED YACINE**

Sujet

Groupement d'antennes pour réseaux 5G à ondes millimétriques.

Soutenu publiquement, le ... / **07** / **2021**, devant le jury composé de :

Mr F.T BENDIMERAD	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr. S.M MERIAH	Professeur	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mr M. BOUSAHLA	Maître de Conférences B	Univ. Tlemcen	Examinateur
Mr. F. DERRAZ	Maître de Conférences A	Univ. Tlemcen	Invité

Remerciements

Notre parfaite gratitude et nos remerciements à ALLAH au premier lieu, le plus puissant qui nous a donné la force, le courage et la volonté pour aboutir à notre objectif.

Nous tenons à remercier particulièrement nos parents, nos succès demeurés loin le fruit de leurs longues années de sacrifices et de patience.

C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que nous remercions à notre encadreur Monsieur « **MERIAH SIDI MOHAMMED** » et notre Co-encadreur Monsieur « **DERRAZ FOUAD** » pour leur soutien, conseils judicieux et leur grande bienveillance durant l'élaboration de ce projet, et pour avoir bénéficié de leurs compétences scientifiques et aussi pour leur disponibilité.

Nous exprimons aussi nos reconnaissances à tous les membres de jury d'avoir accepté de lire, de présider et d'examiner ce modeste travail et d'apporter les critiques nécessaires à la mise en forme de ce projet.

Nos vifs remerciements pour l'ensemble des enseignants du département de télécommunications qui ont contribué à notre formation.

Enfin, à tous ceux qui nous ont soutenus de près ou de loin pour la réalisation de ce projet de fin d'étude, nous éprouvons incessamment leur estime et amabilité.

Sommaire

Listes des Figures :	3
Listes des Tableaux :	4
Résumé :	5
Introduction Générale :	7
Chapitre 1 : Generaliés sur la Technologie 5G	11
1.1 Introduction :	12
1.2 Historique :	12
1.3 La 5eme Génération :	12
1.4 Vision et Principe de la 5G :	13
1.4.1 Application :	14
1.5 Architecture de Réseau Mobile 5G :	14
1.5.1 Couches physiques / MAC :	15
1.5.2 Couche réseau :	15
1.5.3 Couche protocole de transport ouvert (OTA) :	16
1.5.4 Couche application :	16
1.6 Technologies clés de la 5G :	16
1.6.1 Les ondes millimétriques :	17
1.6.2 Petites cellules :	18
1.6.3 Beamforming :	19
1.6.4 Un duplex plein (Full duplex) :	19
1.6.5 MIMO Massive :	20
1.6.6 Multiplexage NOMA (accès multiple non orthogonal) :	20
1.6.7 Internet des objets (IoT) :	21
1.6.8 Communication Devise-to-Devise (D2D) :	21
1.6.9 Prise en charge native de la communication machine-to-machine (M2M) :	21
1.6.10 Software Defined Network (SDN) :	21
1.6.11 Network Fonction Virtualisation (NFV) :	22
1.6.12 Cloud RAN (C-RAN) :	22
1.7 Les défis de la 5G :	23
1.8 La 5G dans le monde :	23
1.9 Conclusion :	24

Chapitre 2 : Simulation Des Antennes Patch Pour Les Applications 5G.

.....	25
2.1 Introduction :	26
2.2 Définition d'une antenne :	26
2.3 Paramètres Caractéristiques d'une Antennes :	26
2.3.1 Impédance d'entrée :	26
2.3.2 Coefficient de réflexion :	27
2.3.3 Rapport d'onde stationnaire (ROS) :	27
2.3.4 Diagramme de rayonnement :	28
2.3.5 Directivité :	30
2.3.6 Gain :	32
2.3.7 Fréquence de résonance et bande passante :	33
2.3.8 Polarisation :	34
2.4 Différents types d'antennes :	34
2.5 Antennes Imprimée :	35
2.5.1 Structure d'une antenne imprimée :	35
2.5.2 Avantages et inconvénients de l'antenne patch :	37
2.5.3 Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch:	37
2.5.4 Techniques d'alimentation des antennes patches :	38
2.6 Réseau D'antennes Imprimées :	39
2.7 La Bande Millimétrique :	39
2.8 Description du Logiciel de Simulation CST :	40
2.9 Conception et Simulation d'antennes pour la Bande des 26 GHz:	41
2.9.1 Antenne alimentée par contact direct par ligne microruban :	41
2.9.2 Antenne patch alimentée par couplage :	42

Chapitre 3 : Réseaux d'antennes Microruban.....46

3.1 Introduction :	47
3.2 Groupement de sources rayonnantes :	47
3.2.1 Introduction :	47
3.2.2 Théoreme des multiplications des diagrammes :	48
3.2.3 Alignement de sources d'amplitudes identiques :	49
3.2.4 Directivité d'un alignement :	54
3.2.5 Cas limite – Aignement d'un grand nombre de sources :	59
3.2.6 Réseaux plans de sources d'amplitudes identiques :	60
3.2.7 Reseaux de sources d'amplitudes différentes :	62

3.3 Construction d'un réseau triangulaire de trois éléments d'antennes isotropes à la fréquence 3.5 GHz et 26 GHz :	68
3.3.1 Description de l'application Sensor Array Analyser :	68
3.3.2 Array Types (Types de baies)	68
3.3.3 Subarrays (Sous-tableaux)	69
3.3.4 Élément Types (Types d'élément)	69
3.3.5 Plot Options (Options de tracé)	69
3.3.6 Cas où la bande de fréquence égale à 3.5 GHz à une dimension 1D :	70
3.3.7 Cas où la bande de fréquence égale à 26 GHz à une dimension 1D :	72
3.3.8 Cas où la bande de fréquence égale à 3.5 GHz à une dimension 2D :	74
3.3.9 Cas où la bande de fréquence égale à 26 GHz à une dimension 2D :	77
Conclusion Générale	86
Références :	87

Liste des figures

Figure 1-1: Évolution des applications de la 4G à la 5G.....	14
Figure 1-2: Techniques utilisées dans la technologie 5G.	17
Figure 1-3: Spectres des fréquences (ondes millimétriques).....	18
Figure 1-4: Petites cellules.	19
Figure 1-5: MIMO Massive.....	20
Figure 1-6: Une architecture générale de réseau cellulaire 5G.....	22
Figure 1-7: Spectre de la bande des fréquences	24
Figure 2-1: Exemple d'un diagramme de rayonnement 3D, et d'un graphique dans le plan YoZ (gain en dB).....	28
Figure 2-2: Illustration de la bande passante à -10 dB d'une antenne.	34
Figure 2-3: Différentes formes d'antennes [19].....	35
Figure 2-4: Structure d'une antenne imprimée [14].	36
Figure 2-5: Distribution de charge.....	38
Figure 2-6: Distribution de champ électrique.....	38
Figure 2-7: Géométrie d'un réseau antenne patch 4x4.	39
Figure 2-8: Réseau antenne patch réel 4x4 (extrait de [25]).	39
Figure 2-9: Micro-ondes et spectre de fréquences ondes millimétriques [24].	40
Figure 2-10: Structure de l'antenne patch alimentée par ligne microruban ($L_p=3\text{mm}$; $W_p=4,3\text{mm}$; $e=0,6\text{mm}$; $G_p=9\text{mm}$)	41
Figure 2-11: Paramètre de coefficient de réflexion de	41
Figure 2-12: Paramètre de L'IMPEDANCE DE l'antenne patch alimentée par ligne microruban.....	42
Figure 2-13: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch alimentée par ligne microruban à la fréquence de 26GHz dans les deux plans s : (a) plan xoz et (b) plan yoz	42
Figure 2-14: Structure de l'antenne patch alimentée par couplage ($L_d=3,13\text{mm}$; $W_d=4\text{mm}$; fente= $0,1\times 2,4\text{mm}^2$; $G_d=9\text{mm}$).....	43
Figure 2-15: Coefficient de réflexion de l'antenne patch alimentée par couplage	44

Figure 2-16: VSWR de l'antenne patch alimentée par couplage	44
Figure 3-1: alignement suivant l'axe OZ	49
Figure 3-2: diagramme de rayonnement dans le champ d'alignement	52
Figure 3-3: géométrie de lobe d'antenne	60
Figure 3-4: Le champ émis par tout élément dz	Erreur ! Signet non défini.
Figure 3-5: RÉSEAUX PLANS DE SOURCES D'AMPLITUDES IDENTIQUES	61
Figure 3-6: regroupant des sources de même niveau par paires.....	63
Figure 3-7: REGROUPANT DES SOURCES DE MEME NIVEAU PAR IMPAIRES	64
Figure 3-8: plage variable -1 à $+1$	66
Figure 3-9: GEOMETRIE DU TABLEAU A 3.5 GHZ A UNE DIMENSION 1D	70
Figure 3-10: MOTIF 3D A 3.5 GHZ A UNE DIMENSION 1D	71
Figure 3-11: motif 3D à 3.5 GHz a une dimension 1d	
Figure 3-12: MODELE D'AZIMUT A 3.5 GHZ A UNE DIMENSION 1D.....	71
Figure 3-13: MODELE D'ELEVATION A 3.5 GHZ A UNE DIMENSION 1D	72
Figure 3-14: GEOMETRIE DU TABLEAU A 26 GHZ A UNE DIMENSION 1D	72
Figure 3-15: MOTIF 3D A 26 GHZ A UNE DIMENSION 1D.....	73
Figure 3-16: MODELE D'AZIMUT A 26 GHZ A UNE DIMENSION 1D.....	73
Figure 3-17: MODELE D'ELEVATION A 26 GHZ A UNE DIMENSION 1D	74
Figure 3-18: GEOMETRIE DU TABLEAU A 3.5 GHZ A UNE DIMENSION 2D	75
Figure 3-19: MOTIF 3D A 3.5 GHZ A UNE DIMENSION 2D.....	75
Figure 3-20: MODELE D'AZIMUT A 3.5 GHZ A UNE DIMENSION 2D.....	76
Figure 3-21: MODELE D'ELEVATION A 3.5 GHZ A UNE DIMENSION 2D	76
Figure 3-22: GEOMETRIE DU TABLEAU A 26 GHZ A UNE DIMENSION 2D	77
Figure 3-23: MOTIF 3D A 26 GHZ A UNE DIMENSION 2D.....	77
Figure 3-24: MODELE D'AZIMUT A 26 GHZ A UNE DIMENSION 2D.....	78
Figure 3-25: MODELE D'ELEVATION A 26 GHZ A UNE DIMENSION 2D	78

Liste de tableaux :

Tableau 1-1: Comparaisons entre les caractéristiques des générations mobile	12
Tableau 1-2: Comparaison entre les couches OSI et 5G [9,10].	15
Tableau 2-1: Les avantages et inconvénients de l'antenne patch [22].	37
Tableau 2-2: Comparaison entre les types d'alimentation	45

Résumé

L'objectif de ce travail est d'étudier un système multi-antennes pour des applications 5G dans la bande des ondes millimétriques. Les travaux menés dans le cadre de ce mémoire consistent à concevoir un petit réseau d'antennes fonctionnant dans la bande de fréquences millimétriques pour les applications de station de base 5G (BTS). Pour cela, nous avons utilisé l'application **Sensor Array Designer** de Matlab afin de construire deux cas de réseaux d'antennes isotropes à une dimension (1D) et à deux dimension (2D), et pour des fréquences 3.5 GHz et 26 GHz. Les résultats obtenus sous le logiciel **CST MICROWAVE STUDIO** et le logiciel **Matlab** sont encourageants pour des applications Massive MIMO.

Mots clés : Antenne imprimée, CST, Adaptation, Groupement d'antenne, Matlab, Gain.

Abstract

The objective of this work is to study a multi-antenna system for 5G applications in the millimeter wave band. The work carried out in this master memory consists in designing a small antenna array operating in the millimeter-wave band for 5G base station (BTS) applications. For this purpose, we used the **Sensor Array Designer** application of Matlab to build two cases of isotopic antenna arrays in one dimension (1D) and in two dimensions (2D), and for frequencies 3.5 GHz and 26 GHz. The results obtained with **CST MICROWAVE STUDIO** and **Matlab** software are encouraging for Massive MIMO applications.

Key words : Printed antenna, CST, Matching, Antenna grouping, Matlab, Gain

ملخص

يتمثل الهدف من هذا العمل هو دراسة نظام متعدد الهوائيات لتطبيقات الجيل الخامس في نطاق الموجات المليمترية.

يتمثل العمل الذي تم تنفيذه في هذه المذكرة في تصميم صفيح هوائي صغير يعمل في نطاق الموجات المليمترية

لتطبيقات محطة القاعدة (بي تي اس) الجيل الخامس. لهذا الغرض، استخدمنا تطبيق مصمم مصفوفة أجهزة الاستشعار في مساعدة (ماتلاب). لبناء حالتين من مصفوفات الهوائي المتماثلات في بُعد واحد (1دي) وبعدين (2دي) وللترددات 3.5 جيجا هرتز و 26 جيجا هرتز. النتائج التي تم الحصول عليها باستخدام برمجية (سي اس تي ميكرووايف ستوديو) و برنامج ماتلاب مشجعة لتطبيقات (ميمو) الضخمة.

الكلمات المفتاحية :

الهوائي المطبوع، (سي اس تي)، المطابقة، تجميع الهوائي، ماتلاب، الكسب

Introduction Générale

Introduction générale

La nouvelle génération de télécommunications mobiles, appelée cinquième génération (5G), est une technologie en constante évolution qui prend en charge de nouvelles fonctionnalités et répond aux besoins et défis futurs, permettant aux réseaux mobiles de faire d'énormes progrès en termes de vitesse, de réactivité et d'adaptabilité.

Bien que l'objectif de la 5G ne soit pas seulement de remédier aux carences liées aux augmentations de débit ou de bande passante, mais de réduire la consommation d'énergie grâce à des services omniprésents de haute qualité et d'atteindre une latence ultra-courte. Face à ces exigences, la cinquième génération doit combiner plusieurs technologies pour avoir un réseau mobile qui puisse répondre aux exigences. Parmi ces technologies, on peut citer : l'utilisation des ondes millimétriques telles que des fréquences supérieures ou égale à 26 GHz, en raison de sa courte longueur d'onde, il aidera à intégrer des centaines d'éléments rayonnants dans la station de base. La technologie Massive MIMO n'est donc rien de plus qu'une densification du traditionnel MIMO (Multiple Input Multiple Output) utilisé dans les générations précédentes. De plus, grâce à Massive MIMO, l'antenne pourra également gérer un grand nombre de connexions en même temps sans saturation. Principaux avantages de l'Internet des objets, des voitures autonomes ou des robots chirurgicaux à distance. Enfin, ces antennes permettront de réduire le temps de retard, c'est-à-dire le retard de transmission des informations.

Les travaux menés dans le cadre de ce mémoire s'inscrivent dans ce contexte. Par conséquent, notre objectif est de concevoir et de simuler un petit réseau d'antennes fonctionnant dans la bande 3,5GHz et la bande de fréquences millimétriques 26GhZ pour les applications de station de base 5G (BTS). À cette fin, nous nous appuyons sur la théorie des antennes pour déterminer les paramètres géométriques de notre antenne proposée, et nous allons utiliser le logiciel CST MICROWAVE STUDIO (informatique et technologie) comme outil de simulation pour notre travail. Ce manuscrit est structuré comme suit :

Introduction générale

Le premier chapitre expose des généralités sur la 5G et ses technologies clé comme le Massif MIMO. La deuxième partie de ce chapitre, présente une vue d'ensemble sur les antennes imprimées et leurs caractéristiques et décrit brièvement les principes des réseaux d'antennes.

Le deuxième chapitre commence par définir l'antenne et ces paramètres caractéristiques comme la directivité et le gain, et ces différents types. Ensuite on va présenter l'antenne imprimée, sa structure et son réseau. Au cœur de ce chapitre on va découvrir l'antenne patch, ces avantages et inconvénients, ces mécanismes de rayonnement et ces techniques d'alimentation. A la fin de ce chapitre, nous allons concevoir deux antennes avec deux différents types d'alimentation : par contact direct par micro ruban et par couplage et nous allons tracer leurs graphes tels que : le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée, et leurs diagrammes de rayonnements

Dans le chapitre trois nous présenterons la théorie de groupement de sources rayonnantes. En première étape, nous allons présenter deux types de réseaux plans d'amplitudes identiques et d'amplitudes différents. Finalement, nous avons utilisé l'application **Sensor Array Designer** de **Matlab** afin de construire deux cas de réseaux d'antennes isotropes à une dimension (1D) et à deux dimension (2D), et pour chaque cas de fréquences 3.5GHz et 26 GHz

Nous clôturons ce mémoire par une conclusion générale.

Chapitre 1

Généralités sur la Technologie 5G

2.1 Introduction :

La 5G est une nouvelle base technologique conçue pour répondre à la demande croissante des clients en matière de vitesse, de diversité et de facilité d'utilisation du fait du système MIMO massif, il devrait notamment permettre d'augmenter la vitesse et la capacité du réseau. Dans le premier chapitre, nous donnerons un aperçu complet des derniers développements de la 5ème génération. Ensuite, nous nous concentrons sur l'antenne et ses caractéristiques. Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera consacrée aux réseaux d'antennes, et nous terminons par une conclusion.

2.1 Historique :

Les technologies de communication mobile [1] sont prises en charge par des organisations de développement des standards à l'échelle globale comme le 3GPP (3rd Group Partnership Project). Par conséquent, (1G) est le système mobile analogique des années 1980. (2G) est le premier système mobile numérique et la 3G est le premier système capable de prendre en charge les données à large bande. L'évolution à long terme ou LTE (Long Term Evolution) est généralement appelée "4G", qui est l'étape de l'évolution réelle de LTE-Advanced vers la 4ème génération. La première version de LTE: la version (release) 8 est "3.9" G".

D'après le **tableau 1.1**, nous voyons qu'il y a un écart de 10 ans entre les principales générations de technologie de communication sans fil. **Le tableau 1.1** décrit également les caractéristiques spécifiques des cinq générations.

TABEAU 0-1: COMPARAISONS ENTRE LES CARACTERISTIQUES DES GENERATIONS MOBILE.

	1G	2G	3G	4G	5G
Date approximation de Déploiement	Années 1980	Années 1990	Années 2000	Années 2010	Années 2020
Vitesse de téléchargement	2 kbit/s	384 kbit/s	56 Mbit/s	1 Gbit/s	10 Gbit/s
Théorique					
Temps de latence	Sans objet	629 ms	212 ms	60-98 ms	<1 ms

2.1 La 5eme Génération :

La 5G (réseaux mobiles ou systèmes sans fil de 5eme génération) englobe un ensemble de technologies qui constituent la prochaine grande phase des normes de télécommunications mobiles à partir de l'évolution des normes actuelles 4G LTE (évolution à long terme). Le réseau 5G est validé par [l'ITU](#) (International Télécommunication Union) et le consortium [3GPP](#) (3rd Génération Partner hip Project). La mise en œuvre des normes devrait entrer officiellement en

Vigueur vers 2020 [2]. Il n'y a pas de définition unique de 5G [3]. Cependant, dans la définition la plus simple, la 5G est le réseau cellulaire de cinquième génération. Il s'agit de la prochaine étape de la technologie mobile, et les futurs téléphones mobiles et tablettes seront utilisés pour les données.

La durée de vie de chaque génération de réseaux est d'environ 20 ans. Les travaux sur la 4G ont commencé en 2003 et devraient être lancés en 2010 jusqu'en 2030. Quant à la 5G, elle envisage un lancement commercial en 2020 depuis 2012.

Une nouvelle génération de téléphonie mobile est spécifiée principalement par deux acteurs : l'un concerne les exigences de performance technique IMT-2020 de l'UIT-R (Union internationale des télécommunications) qui s'achève en février 2017, l'autre est le rapport technique sur les scénarios et les exigences 3GPP (Projet de hanche pour les partenaires de troisième génération) qui est achevé en mars 2017 [2].

La 5G vise à fournir à un grand nombre d'utilisateurs un débit de données très élevé et la prise en charge de la communication multicanale, et le déploiement simultané d'un grand nombre de capteurs améliorent également l'efficacité spectrale du réseau

2.1 Vision et Principe de la 5G :

La 5G permet plus de connexions et de téléchargements que les autres générations et intègre toute une gamme de nouvelles applications, en se concentrant sur l'internet des objets 5G, visant ainsi :

- Atteindre la meilleure vitesse (1 Go par seconde).
- Assurer un accès internet haut débit depuis un smart phone ou tablette.
- Avoir un forfait data plus important : la quantité de données doit être 1000 fois plus élevée.
- Obtenir un délai de transmission inférieur à 10 millisecondes.
- Il a un temps de "retard" plus court, donnant l'impression que le réseau est très sensible.
- Avoir moins d'antennes : Le nombre de terminaux pouvant être connectés à chaque antenne doit être multiplié par 100, mais le nombre d'antennes dépend d'abord de la fréquence utilisée.

Comme principe [4], la 5G conduira à une meilleure utilisation du spectre électromagnétique avec l'exploitation de plusieurs bandes de fréquences dont celles des ondes millimétriques, entre 24 et 300 GHz, mais aussi les bandes comprises entre 3 et 30 GHz qui ne sont pas exploitées dans la 4G. Ils offrent des débits très élevés sur de courtes distances, qui sont liés à la densification du réseau et aux antennes directionnelles MU-MIMO et massives MIMO.

1.1 Applications :

Le besoin de plus de données sur les réseaux sans fil, la demande d'un service de meilleure qualité et la baisse des prix sont parmi les facteurs qui ont conduit à l'émergence de réseaux de la cinquième génération. L'un des plus grands avantages de la 5G est sa capacité à créer un réseau mondial. Ce réseau mondial repose sur l'utilisation de toutes les communications disponibles [3].

- **Agriculture** : Développer grâce à l'utilisation de capteurs et de moteurs, par exemple, pour mesurer et corréliser la qualité du sol, la pluie, la température et le vent afin de surveiller la croissance des cultures.
- **Véhicules** : de nombreuses applications sont liées à la communication sans fil intelligente, par exemple pour ajuster les routes, assurer la communication de véhicule à véhicule et prévenir les accidents.
- **Santé** : comprend plusieurs améliorations mineures au complexe, comme des exercices de contrôle, capteur de la santé des consommateurs, la connectivité sans fil dans les hôpitaux, le suivi des patients, la télésanté, la chirurgie à distance, etc. [5].

La 5G peut avoir de nombreuses autres applications incroyables et améliorations globales

	Aujourd'hui	Transition vers la 5G	Avec la 5G
Réseau de radio-communication mobile à large bande	Internet, audio et vidéo partout	Outils supplémentaires	Expériences réelles avec 4K, AR (réalité augmentée) et VR (réalité virtuelle)
Mobilité, transport et logistique	Informations à la demande	Informations en temps réel, mise en réseau des véhicules	Commande autonome
Sécurité publique	Communication de données	Transmission des plans de bâtiments, photos et vidéos	Analyse en temps réel de vidéos en haute définition, drones
Production	Automatisation des processus	Surveillance à distance	Télécommande et commande de robot depuis le nuage
Energie	Appareils de mesure et réseau électrique intelligent	Gestion des ressources et automatisation	Intelligence des machines et contrôle en temps réel
Santé	Mise en réseau des médecins et des patients	Soins en ligne: Surveillance et administration de médicaments	Opérations à distance

FIGURE 0-1: ÉVOLUTION DES APPLICATIONS DE LA 4G A LA 5G.

2.1 Architecture de Réseau Mobile 5G :

Les concepts 5G correspondent aux couches OSI (Open System Interconnected). Quatre couches de base sont utilisées dans la 5G. Le tableau 1.2 montre une comparaison entre les couches OSI et 5G [3].

TABLEAU 0-2: COMPARAISON ENTRE LES COUCHES OSI ET 5G [9,10].

Couche application	Application (services)
Couche présentation	
Couche session	Protocole de transport ouvert (OTP)
Couche de transport	
Couche réseau	Couche réseau supérieure
	Couche réseau inférieure
Couche liaison de données (MAC)	Architecture sans fil ouverte (OWA)
Couche physique	

1.1 Couches physiques / MAC :

Les couches de contrôle d'accès physique et d'accès au support, à savoir la couche **OSI 1** et la couche **OSI 2**, définissent la technologie sans fil et sont représentées sur le **tableau 1.2**. Pour ces deux couches, les réseaux mobiles 5G seront probablement basés sur Open Wireless Architecture [2].

1.2 Couche réseau :

La couche 2 de 5G est subdivisée en couches supérieures et inférieures, comme le montre le tableau I.3 La couche réseau de la technologie 5G correspond à la couche OSI 3, qui est la couche réseau. La couche réseau sera IP (Internet Protocol), IP version 4 (**IPv4**) est largement répandue dans le monde. Il présente divers problèmes, tels qu'un espace d'adressage limité et aucune possibilité réelle de prise en charge de la qualité de service (**QoS**), ces problèmes sont résolus dans la version **IPv6** [3].

1.3 Couche protocole de transport ouvert (OTA) :

La couche de protocole de transport ouvert est la troisième couche de la technologie 5G, correspondant à la couche de transport et à la couche de session du modèle OSI. Les réseaux mobiles et sans fil sont différents des réseaux filaires en termes de couche de transport. Dans toutes les versions de Transmission Control Protocol (TCP), il est supposé que la perte de paquets soit causée par la congestion du réseau. Cependant, en raison du taux d'erreur binaire plus élevé dans l'interface radio, des pertes peuvent se produire dans la technologie sans fil. Par conséquent, il est prévu de changer le TCP pour les réseaux mobiles et sans fil, qui ne retransmettent que les segments TCP endommagés sur la liaison sans fil.

Pour les terminaux mobiles 5G, il conviendra de disposer d'une couche de transport pouvant être téléchargée et installée. Ces mobiles auront la possibilité de télécharger une version ciblée sur une technologie sans fil spécifique installée dans les stations de base (BS). C'est ce qu'on appelle un protocole de transport ouvert (OTP) [2].

1.4 Couche application :

Cette couche est la dernière couche dans l'ordre des couches de modèle 5G et OSI. En termes d'application, l'exigence ultime des terminaux mobiles 5G est de fournir une gestion intelligente de la qualité de service (QoS) sur différents réseaux.

Aujourd'hui, les utilisateurs de téléphones mobiles sélectionnent manuellement l'interface sans fil pour un service Internet particulier sans avoir la possibilité d'utiliser l'historique QoS pour sélectionner la meilleure connexion sans fil pour un service donné. Le téléphone 5G offrira la possibilité de tester la qualité du service et de stocker les informations de mesure dans les bases de données d'informations du terminal mobile [11].

2.1 Technologies clés de la 5G :

La 5G utilise des technologies déjà utilisées par la 4G LTE (comme la bande de fréquence 4G), mais en diffère sur plusieurs points très importants. Il utilise également de nouvelles bandes de fréquences telles que les ondes millimétriques pour augmenter considérablement le débit au détriment de la portée. De plus, la 5G fournit également de nouvelles technologies que nous avons mentionnées en utilisant le MIMO massif. Ci-dessous, nous décrirons brièvement les principes de ces nouvelles technologies.



FIGURE 0-2: TECHNIQUES UTILISEES DANS LA TECHNOLOGIE 5G.

1.1 Les ondes millimétriques :

Les ondes millimétriques [7] sont les ondes radioélectriques couvrant les fréquences de 30 à 300 GHz (**Figure 1.3**). Nos équipements électroniques communiquent sur une bande de fréquence spécifique actuellement inférieure à 6GHz, mais cette bande de fréquence est très encombrée, plus il y a d'objets connectés, plus le service est mauvais dans une commande lors du traitement de grandes quantités de données sur de longues distances, nous devons utiliser des fréquences plus élevées et un spectre plus large. D'une part, la haute fréquence permet d'autre part, plus d'informations sont transmises par seconde, et l'augmentation du spectre de fréquences peut augmenter le nombre de canaux de transmission. Ces deux améliorations permettent de désencombrer le réseau. Cependant, les ondes millimétriques présentent la contrainte de pénétration, où elles traversent les obstacles difficilement, elles sont à plus courte portée et ont tendance à être absorbé par les arbres ou la pluie. Pour résoudre ces problèmes, nous avons besoin d'une deuxième technologie, un réseau de petites antennes [7].

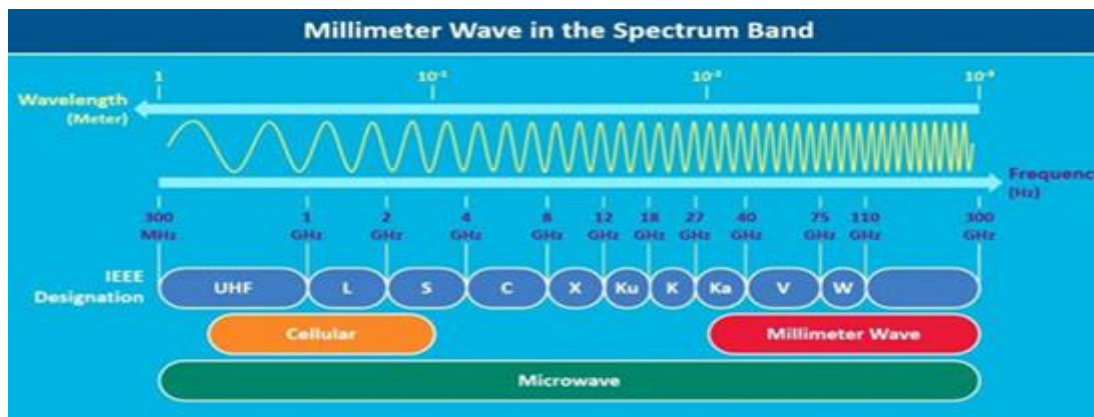


FIGURE 0-3: SPECTRES DES FREQUENCES (ONDES MILLIMETRIQUES)

1.2 Petites cellules :

Les petites cellules ou, plus précisément, les **UDN** (Ultra Dense Networks) de petites cellules devraient jouer un rôle central dans la 5G en tant que réponse forte à la demande de densification des réseaux et d'augmentation significative de l'efficacité spectrale ou du débit. Binaire par unité de surface.

Les petites cellules sont également un composant essentiel des réseaux hétérogènes (Het Nets) [8]. On estime qu'il est recommandé de répondre à la demande et de permettre l'introduction de la 5G. Chaque microstation dispose d'au moins 10 petites cellules, ce qui permet de faire face à la densité d'utilisation dans un environnement urbain où les cellules sont déjà relativement encombrées.

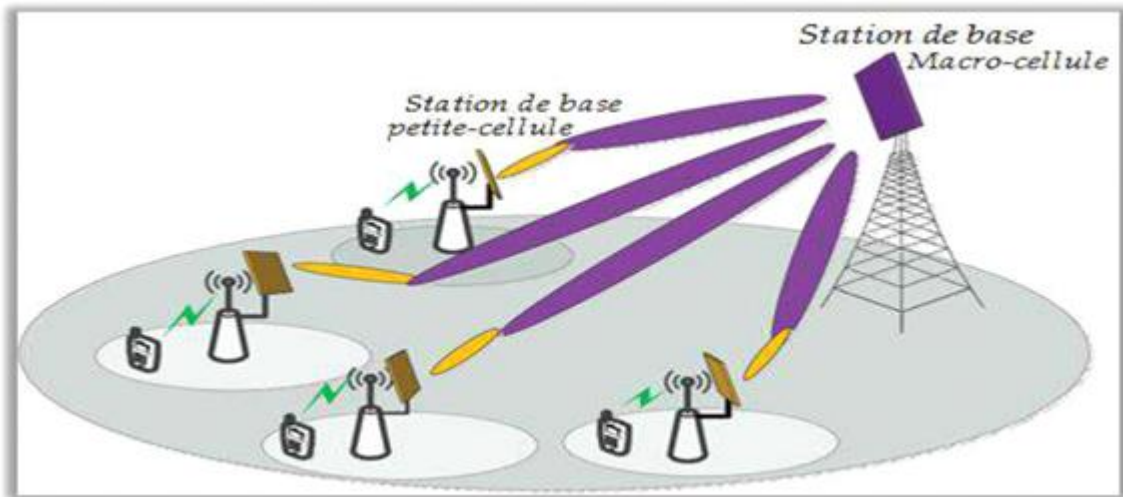


FIGURE 0-4: PETITES CELLULES.

1.3 Beamforming :

Le Beamforming (formation de faisceaux) [9] est la possibilité d'adapter le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes selon un certain modèle. Cette technologie consiste à focaliser les ondes en direction de chaque objet spécifique. Cette précision réduit les interférences et améliore l'efficacité du signal, de sorte qu'elle consomme moins d'énergie tout en économisant de la bande passante et de l'énergie. La fréquence de chaque faisceau sera adaptée aux besoins de l'application.

1.4 Un duplex plein (Full duplex) :

Le mode full-duplex a été testé dans la première phase de l'essai 5G. Selon des tests préliminaires, ce mode permet la transmission et la réception simultanées de données à la station de base, en utilisant une technologie en cascade à trois niveaux, à savoir l'offset analogique passif, l'offset analogique actif et l'offset numérique. Des tests ont montré que, dans des conditions réelles, le duplex intégral optimise l'annulation des auto-interférences de plus de 113 dB, ce qui garantit une augmentation de 90 % du débit du système par rapport au mode traditionnellement utilisé (half-duplex).

Le duplex intégral (full-duplex) est conçu pour permettre l'envoi et la réception simultanés d'informations sur la même fréquence, au même moment et au même endroit.

1..5 MIMO Massive :

Les systèmes à entrées multiples et sorties multiples (MIMO) massifs ou à grande échelle sont des signes importants de la technologie 5G et sont souvent appelés systèmes utilisant un grand nombre d'antennes intelligentes. Massive MIMO peut offrir les avantages suivants [10] :

- Massive MIMO peut augmenter la capacité du système de 10 fois ou plus et simultanément et permet d'améliorer l'efficacité énergétique à l'ordre de 100 fois.
- Des composants peu coûteux et de faible puissance peuvent être réalisés dans le système MIMO massive.
- Massive MIMO permet une réduction significative de la latence sur l'interface air.
- Massive MIMO simplifie la couche à accès multiple.

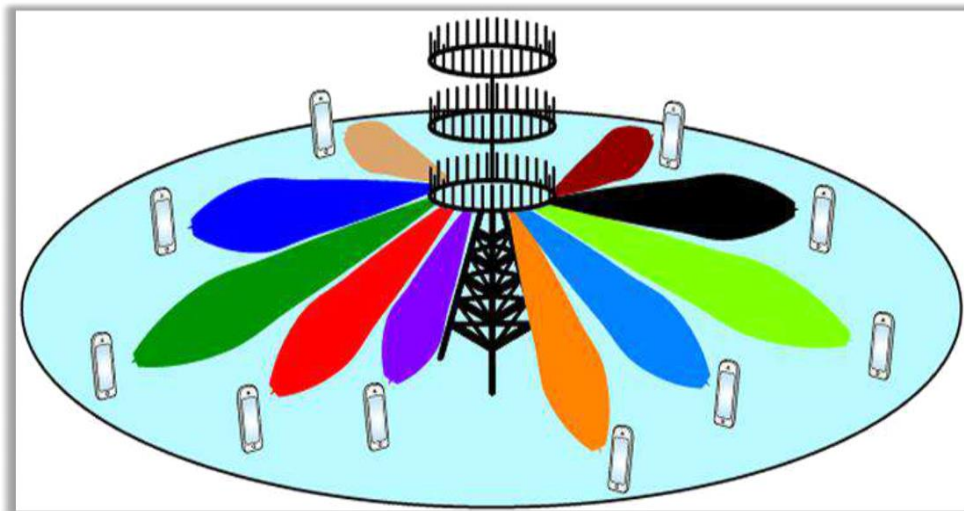


FIGURE 0-5: MIMO MASSIVE.

1.6 Multiplexage NOMA (accès multiple non orthogonal) :

Plusieurs utilisateurs sont couplés et partagent les mêmes ressources radio, que ce soit en temps, en fréquence ou en code [11]. Chaque terminal utilise de manière unique une partie de la fréquence à un moment donné pour améliorer l'efficacité du spectre de la 5G.

1..7 Internet des objets (IoT) :

L'Internet des objets concerne la communication entre les objets et les personnes. Les types de services IoT sont très divers : maison intelligente, réseau intelligent, surveillance environnementale, agriculture intelligente et compteur intelligent. Le réseau devra prendre en charge un nombre considérable de connexions de périphériques et de petits paquets de données. Des services comme la vidéo surveillance et la santé mobile, permettant à des centaines de milliards d'appareils de se connecter à un réseau créant un véritable "Internet of Everything" [12].

Ainsi, le but de l'Internet des Objets n'est pas seulement de connecter smartphones et tablettes, mais aussi de connecter plus largement tous les objets. Cependant, on estime qu'il y en a environ 1 million par kilomètre carré.

1..8 Communication Devise-to-Devise (D2D) :

La communication d'appareil à appareil D2D est considérée comme l'un des éléments clés des réseaux sans fil 5G.

En général, les avantages résultant du fonctionnement D2D comprennent, entre autres, une efficacité spectrale fortement accrue, un débit de données pour utilisateur et une capacité par zone améliorés, une couverture étendue, une latence réduite et une efficacité accrue en termes de coût et de puissance [12].

1..9 Prise en charge native de la communication machine-to-machine (M2M) :

La considération essentielle pour la communication M2M en 5G implique de satisfaire trois exigences fondamentalement différentes associées à différentes classes de services à bas débit : un nombre important d'appareils connectés, une fiabilité de liaison très élevée, une faible latence et un fonctionnement en temps réel [13].

1..10 Software Defined Network (SDN) :

L'approche SDN dispose d'une entité logiquement centralisée, appelée Controller, qui gère le plan de données réseau sous-jacent en utilisant une API service orientée qui lui permet de configurer les tables de transfert des équipements réseau (commutateurs par exemple) afin de réagir aux paquets entrants et aux flux [8]. Le SDN facilite la configuration, la mise à l'échelle et la gestion de l'infrastructure déployée de réseau [6].

1.11 Network Fonction Virtualisation (NFV) :

Le NFV est le complémentaire du SDN. Il promet d'importantes économies de coûts, de flexibilité et de facilité dans le déploiement de l'infrastructure réseau. Le NFV s'appuie sur l'infrastructure de centre de données qui alimente d'une manière très efficace de nombreux services d'applications Internet, tels que Google et Amazon [1].

1.12 Cloud RAN (C-RAN) :

C-RAN est également appelé RAN central. Il s'agit d'une évolution du SDN. L'architecture du C-RAN décompose la station de base traditionnelle en deux entités : la tête radio distante placée sur le site cellulaire et l'unité de traitement en bande de base (BBU) concentrée dans un pool centralisé. Ces deux entités sont connectées via un réseau de fibre optique (Fiber Radio). Cette nouvelle technologie augmente la capacité et la couverture du réseau. Il prend également en charge une gestion complète des ressources, une gestion efficace des interférences et une meilleure utilisation de la technologie d'accès radio (RAT).

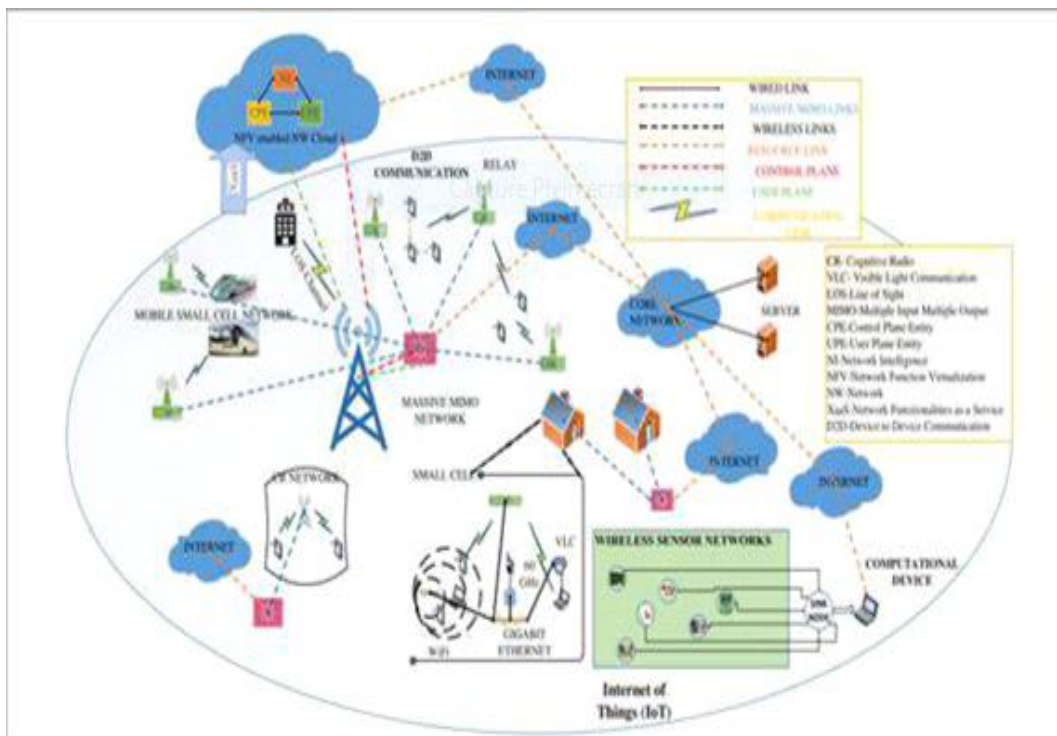


FIGURE 0-6: UNE ARCHITECTURE GENERALE DE RESEAU CELLULAIRE 5G

2.1 Les défis de la 5G :

La 5G ne devrait ainsi pas échapper à la règle, mais poserait de nouveaux défis au domaine des télécommunications

- *. Moins de temps de latence.
- *. Une consommation énergétique minimale.
- *. La 5G est omniprésente et s'adapte au monde hyperconnecté à plusieurs vitesses.
- *. Le principal défi de la 5G est le nombre énorme de machines connectées et la multiplication par 1000 du trafic mobile.

2.1 La 5G dans le monde :

Une course mondiale entre les pays a commencé, en établissant d'abord des expérimentations 5G à grande échelle, puis en lançant des services commerciaux, même s'il s'agit de prénormes basées sur des spécifications techniques. Ainsi, certains pays travaillent dur et tentent de trouver un accord entre eux afin de promouvoir des spécifications techniques qui répondent à leurs besoins et d'obtenir le meilleur retour sur investissement à l'international, par exemple en provoquant beaucoup de turbulences sur les bandes de fréquences les plus utilisées. Convient d'envisager la 5G.

Les réseaux mobiles se caractérisent par la possibilité pour les utilisateurs de connecter leurs terminaux (téléphones mobiles, *smartphones*) directement aux antennes des opérateurs par l'utilisation d'ondes (ou fréquences) radio. L'Arcep autorise les opérateurs mobiles (et donc leurs clients) à utiliser des fréquences radio sur lesquelles ils font fonctionner leurs réseaux 2G, 3G et 4G.

Même si les réseaux actuels ont supporté l'augmentation de trafic lors de la crise sanitaire, les fréquences actuellement disponibles ne permettront pas de répondre à l'augmentation continue du trafic. Le saut de performance permis par la technologie 5G accompagné de l'attribution de nouvelles fréquences dans la bande 3,5 GHz permet de répondre à la croissance et à la diversification des usages.

Ultérieurement, l'Arcep préparera l'attribution de la bande de fréquences 26 GHz, qui possèdent des propriétés intrinsèquement différentes des autres bandes de fréquences, inférieures à 6 GHz, utilisées par les opérateurs mobiles. Quelques services avec de très forts besoins de bandes passantes sont envisagés comme par exemple des services de multimédia augmenté avec multiples prises de vues lors d'événements sportifs ou culturels ou encore la gestion d'outils industriels dans les usines.

Fréquences	Pénétration à l'intérieur	Portée	Débit	Attribution aux opérateurs	Beamforming
 <p>700 MHz Déjà attribuée aux opérateurs depuis 2015, elle est pleinement disponible depuis mi-2019</p>	★★★★	★★★★	★	✓	✗
 <p>3.5 GHz Elle offre un bon ratio couverture/débit et est souvent identifiée comme la bande "cœur 5G"</p>	★★	★★★	★★★	✓	✓
 <p>26 GHz Jusqu'à présent utilisée pour les liaisons satellitaires ou d'infrastructures, elle permettra des débits très importants dans les cellules de petite taille</p>	★	★	★★★★★	✗	✓

FIGURE 0-7: SPECTRE DE LA BANDE DES FREQUENCES

Chapitre 2

Simulation des antennes patch pour les applications 5G

2.1 Introduction :

Etant donné que, d'une part, la bande de fréquence millimétrique est moins sensible à la réflexion et à la réfraction que les autres bandes de fréquence. D'autre part, parce que la largeur de la bande de fréquence est très grande, la bande de fréquence millimétrique est plus largement utilisée dans les communications sans fil. La disponibilité de la bande de fréquence [3-60] GHz constitue une motivation évidente de son choix, qui conduit à une transmission de données élevée (de l'ordre du Gb/s). Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord les différents types d'antennes utilisées dans le domaine des télécommunications, leurs descriptions, leurs mécanismes de fonctionnement, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Deuxièmement, nous donnons des aspects généraux des caractéristiques de la bande d'ondes millimétriques du spectre radioélectrique. Des recherches sur les réseaux d'antennes liées à la bande de fréquences 26 GHz et aux fréquences correspondantes en ondes millimétriques sont également introduites.

2.2 Définition d'une antenne :

Une antenne est un appareil qui convertit l'énergie électrique en énergie électromagnétique pour assurer la transmission informations. On peut les caractériser comme des adaptateurs d'impédance entre espace et émetteur ou récepteur [13].

2.2.1 Paramètres Caractéristiques d'une Antennes :

Les antennes sont caractérisées par divers paramètres, qui peuvent être classés en caractéristiques électriques ou en caractéristiques de rayonnement.

2.2.1.1 Impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée est définie comme étant l'impédance présentée par une antenne à ses bornes ; elle est égale au rapport de la tension V_e sur le courant I_e présenté à l'entrée [14] :

$$Z = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (2.1)$$

2.2.1.2 Coefficient de réflexion :

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident [14]. Généralement, la relation entre le coefficient et l'impédance d'entrée Z_e et l'impédance caractéristique Z_c de l'antenne est :

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (2.2)$$

Veillez noter que nous pouvons exprimer Γ sous la forme d'un paramètre S en dB, par exemple :

$$S_{11(dB)} = 20 \log(\Gamma) \quad (2.3)$$

2.2.1.3 Rapport d'onde stationnaire (ROS) :

Le rapport d'onde stationnaire (ROS) ou (VSWR en anglais) signifie voltage standing wave ratio, tout comme le coefficient de réflexion reflète l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux composants. Lorsque l'appariement n'est pas parfait, une partie de l'onde réfléchi se superpose à l'onde incidente pour former une onde unique, dite onde stationnaire. Il se définit comme le rapport des valeurs maximales (+V) et minimales (-V) de l'amplitude de l'onde stationnaire, il est donné par la relation suivante [15] :

$$ROS = \frac{(+v) + (-v)}{(+v) - (-v)} \quad (2.4)$$

Il est lié au coefficient de réflexion par la relation suivante :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.5)$$

2.2.1.4 Diagramme de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement d’une antenne présente les variations de la puissance rayonnée par unité d’angle solide dans les différentes directions de l’espace. En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles dans certains plans, les antennes ne rayonnent pas leurs puissances de façon uniforme dans toutes les directions de l’espace [13].

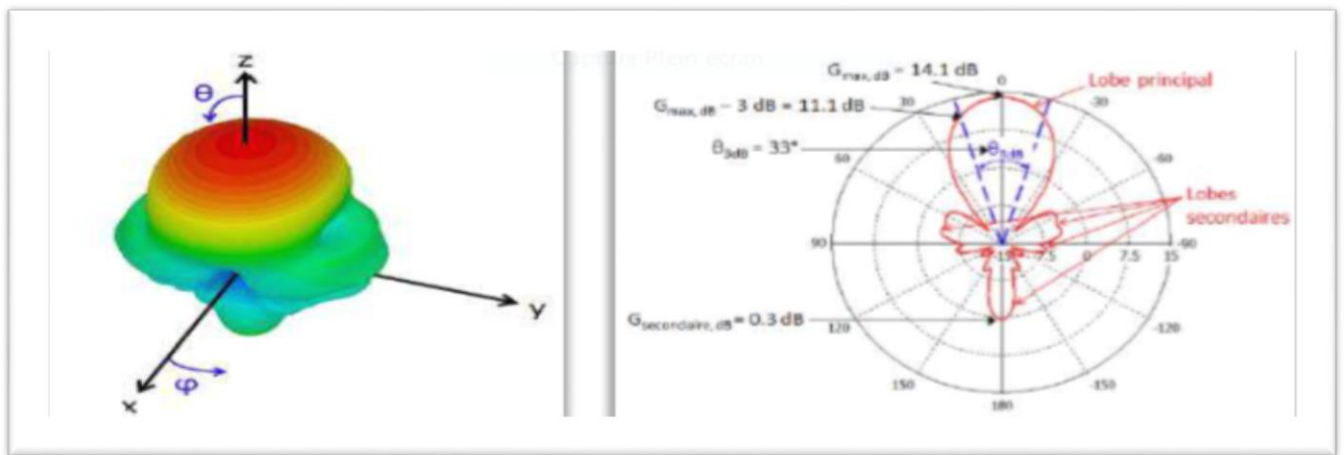


FIGURE 0.1: EXEMPLE D'UN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT 3D, ET D'UN GRAPHIQUE DANS LE PLAN YOZ (GAIN EN DB).

Il représente la répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace.

Soit une direction OM de l'espace repérée par les angles θ et Φ ; et u le vecteur unitaire porté par OM, le diagramme de rayonnement est le lieu des points M tel que la longueur OM soit proportionnelle à la densité de puissance par unité d'angle solide $w(\theta, \Phi)$ rayonnée dans la direction considérée.

La connaissance du diagramme de rayonnement d'une antenne nécessite la connaissance de la répartition de puissance rayonnée dans l'espace, ou de la répartition de champs électriques $\mathbf{E}(\theta, \Phi)$. Ces deux paramètres sont liés entre eux ; en effet, la densité de puissance rayonnée par unité de surface pour une onde hyperfréquence est donnée par la relation, faisant apparaître le vecteur de Poynting :

$$\vec{\Pi} = \frac{\vec{E} \wedge \vec{H}}{2} \tag{2.6}$$

$$\frac{dW}{ds} = \vec{\Pi} \cdot \vec{u} = \frac{\vec{E} \wedge \vec{H}}{2} \cdot \vec{u} \quad (2.7)$$

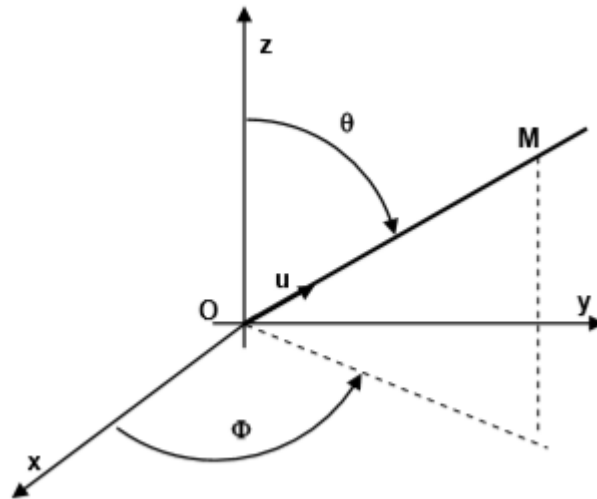


FIGURE 0.2: REPRESENTATION DE LA DIRECTION DE L'ONDE DANS LE REPERE XYZ.

Lorsque l'onde sinusoïdale est issue du point O, et la surface considérée inscrite sur une sphère de centre « O » et de rayon r ($\vec{E} \wedge \vec{H}$ parallèle à u) (Figure 2.2), l'expression devient :

$$\frac{dW}{ds} = \left| \frac{\vec{E} \wedge \vec{H}}{2} \right| = \frac{|E|^2}{240\pi} \quad (2.8)$$

E étant la norme du champ électrique et $\eta = 120 \pi$ l'impédance de l'onde

$$|E(\theta, \Phi)| = \sqrt{E \cdot E^*} \quad (2.9)$$

On peut donc écrire ($ds = r^2 d\Omega$) :

$$\frac{dW}{d\Omega} = w(\theta, \Phi) = \frac{dW}{ds} \cdot \frac{ds}{d\Omega} = \frac{|E(\theta, \Phi)|^2 \cdot r^2}{240\pi} \quad (2.10)$$

Soit :

$$\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\Phi}) = \frac{|\mathbf{E}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\Phi})|^2 \cdot r^2}{240\pi} \quad (2.11)$$

Dans la plupart des cas, le diagramme de rayonnement d'une antenne se compose d'un lobe important appelé « *lobe principal* » et de lobes d'amplitudes plus faibles appelés « *lobes latéraux* » ou « *lobes secondaires* ».

La plus grande partie de l'énergie rayonnée est concentrée dans le lobe principal. Néanmoins, le niveau des lobes secondaires peut avoir son importance, notamment dans les applications radar, où il doit être maintenu aussi bas que possible.

La connaissance complète de la répartition spatiale du rayonnement de l'aérien nécessiterait la connaissance de la surface engendrée par la suite des points M, surface qui est généralement assez complexe.

Aussi, on se contente souvent d'étudier le rayonnement dans deux plans perpendiculaires passant par la direction du maximum de gain de l'aérien plan vertical et plan horizontal par exemple, ou plan contenant le vecteur champ électrique (*plan E*) et plan contenant le vecteur champ magnétique (*plan H*). On parle alors de diagramme de rayonnement dans chacun des plans considérés.

2.2.1.5 Directivité :

La directivité est le rapport de la puissance émise dans la direction maximale à toute sa distribution spatiale. On dira donc qu'une antenne fortement directive quand l'antenne admet une faible ouverture de rayonnement, et qu'une antenne faiblement directive admet une large ouverture de rayonnement [14].

$$D(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = \frac{4\pi U(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi})}{p} \quad (2.12)$$

Où : **U** est l'intensité de rayonnement de l'antenne, et **P** est la puissance totale rayonnée

La puissance totale rayonnée par tout aérien est l'intégrale étendue à tout l'espace de la densité de puissance $w(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\Phi})$ soit :

$$W = \iint \mathbf{W}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\Phi}) \cdot d\Omega \quad (2.13)$$

Elle est égale à W_t puissance transmise à l'aérien, si la répartition de puissance par l'aérien se fait sans pertes.

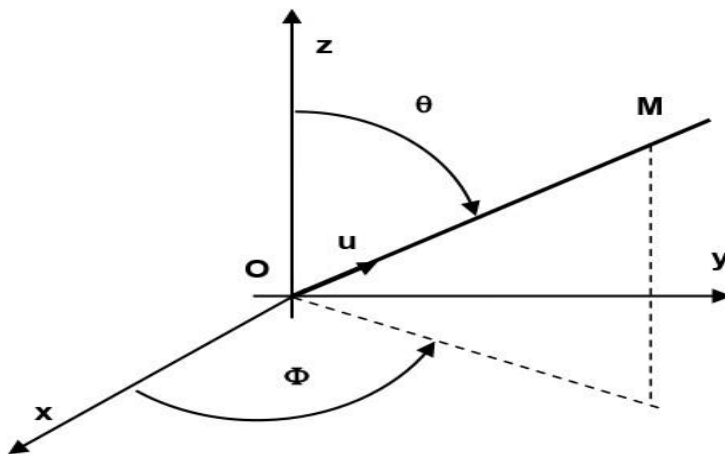
Dans le cas contraire, si l'on se réfère à cette puissance rayonnée W , on obtient la directivité d'une antenne définie comme :

$$D(\theta, \Phi) = \frac{w(\theta, \Phi)4\pi}{W} \tag{2.14}$$

Soit :

$$D(\theta, \Phi) = \frac{4\pi \cdot W(\theta, \Phi)}{\iint w(\theta, \Phi) \cdot d\Omega} \tag{2.15}$$

Dans le système d'axes défini au paragraphe 2, on peut écrire :



$$0 \leq \Phi \leq 2\pi$$

$$0 \leq \theta \leq \pi$$

$$d\Omega = \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\Phi$$

$D(\theta, \Phi) = \frac{4\pi \cdot w(\theta, \Phi)}{\int_0^{2\pi} d\Phi \int_0^\pi w(\theta, \Phi) \sin \theta \cdot d\theta}$	(2.16)
---	--------

Cette expression se simplifie si le diagramme de rayonnement est de révolution autour de l'axe OZ car alors w n'est plus fonction que de la seule variable θ . L'expression de la directivité devient alors, pour un diagramme de révolution autour de OZ :

$$\mathbf{D}(\theta) = \frac{4\pi \cdot w(\theta)}{\int_0^{2\pi} d\Phi \int_0^\pi w(\theta) \sin \theta \cdot d\theta} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{D}(\theta) = \frac{2 \cdot w(\theta)}{\int_0^\pi w(\theta) \sin \theta \cdot d\theta} \quad (2.18)$$

$\mathbf{D}(\theta, \Phi)$ est égal à $\mathbf{G}(\theta, \Phi)$ lorsque toute la puissance transmise à l'antenne est effectivement rayonnée. En général, il faut écrire ($\eta < 1$) :

$$\mathbf{G}(\theta, \Phi) = \eta \cdot \mathbf{D}(\theta, \Phi) \quad (2.19)$$

2.2.1.6 Gain :

Le gain est la quantité descriptive de la performance de l'antenne. Prendre le gain de l'antenne isotrope comme unité de référence (0 dB). Le gain d'une antenne dans une direction donnée est le rapport de l'intensité de rayonnement et de celle d'une antenne isotrope [15].

$$\mathbf{G}(\theta, \varphi) = 4\pi \left(\frac{U(\theta, \varphi)}{U(\theta, \varphi)_{iso}} \right) \quad (2.21)$$

Lorsque l'on s'intéresse au rayonnement à grande distance d'une antenne, on peut la considérer comme une source ponctuelle rayonnant une densité de puissance par unité d'angle solide fonction uniquement de la direction considérée.

Le gain de l'antenne dans cette direction $\mathbf{G}(\theta, \Phi)$ est défini par le rapport de la puissance rayonnée par une unité d'angle solide $w(\theta, \Phi)$ à la puissance par unité d'angle solide w_1 qui serait rayonnée, dans la même direction, par une source isotrope alimentée par la même puissance :

$$\mathbf{G}(\theta, \Phi) = \frac{w(\theta, \Phi)}{w_1} \quad (2.22)$$

La source isotrope, ou omnidirectionnelle, n'a pas d'existence physique, c'est une source fictive qui aurait la propriété de rayonner des ondes identiques dans toutes les directions. En particulier la puissance délivrée à la source est répartie uniformément dans tout l'espace.

La densité de puissance par unité d'angle solide émise par une source isotrope isolée est donc :

$$W_1 = \frac{W_t}{4\pi} \quad (2.23)$$

Si W_t est la puissance totale transmise à la source, d'où :

$$G(\theta, \Phi) = \frac{w(\theta, \Phi) \cdot 4\pi}{W_t} \quad (2.24)$$

2.2.1.7 Fréquence de résonance et bande passante :

La bande passante de l'antenne détermine la bande de fréquence où le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil arbitrairement défini. La bande passante est généralement proportionnelle à la bande de fréquence avec une réflectivité inférieure à -10 dB. Dans certaines applications, ce niveau peut être augmenté jusqu'à -6 dB, ce qui permet certaines restrictions dans la conception des antennes, par exemple, pour certaines antennes mobiles.

La fréquence de résonance correspond à la fréquence la plus adaptée à l'antenne, c'est-à-dire la fréquence avec le coefficient de réflexion le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minima donc plusieurs fréquences de résonance [16].

La bande passante est définie par la formule suivante [17] :

$$BP = \frac{f_2 - f_1}{f_e} \quad (2.25)$$

Avec f_2 la fréquence maximale et f_1 la fréquence minimale entre lesquelles le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB (voire -6 dB) et f_e la fréquence centrale (Figure 2.3).

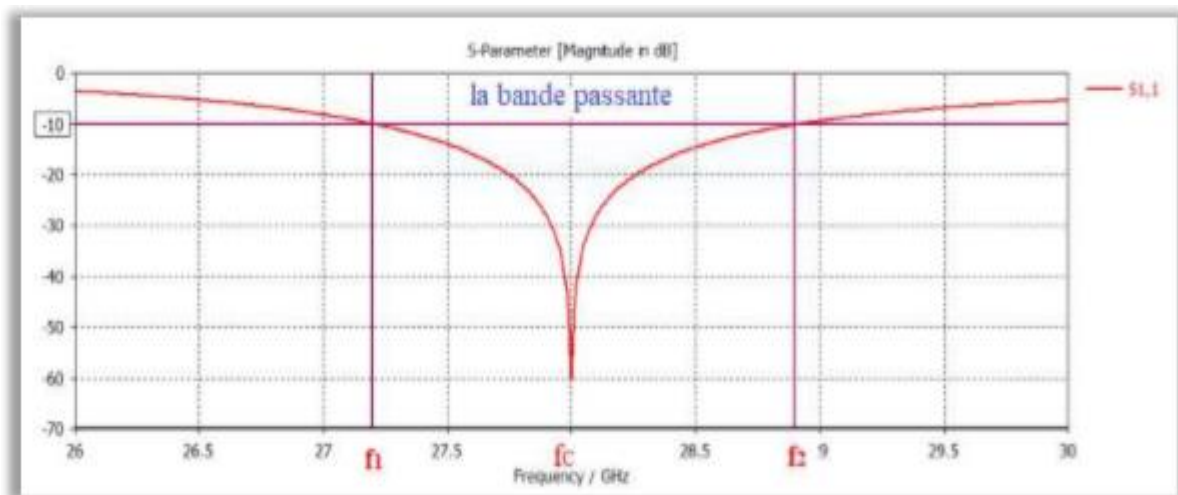


FIGURE 0.3: ILLUSTRATION DE LA BANDE PASSANTE A -10 DB D'UNE ANTENNE.

2.2.1.8 Polarisation :

La polarisation de l'antenne est donnée par la direction du champ électrique E . Si E maintient une direction constante dans le temps, on dit qu'on a une polarisation linéaire.

C'est le cas de la plupart des antennes à éléments rayonnants linéaires. Surtout l'antenne dipôle rayonnante utilisée en VHF et UHF. Cependant, certaines antennes rayonnent un champ électrique dont la direction change avec le temps, donc si la position continue en un point donner E est représentée schématiquement, la fin du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. On dit alors que le champ de rayonnement a une polarisation circulaire ou une polarisation elliptique.

C'est le cas notamment des antennes utilisées en radar et en télécommunications spatiales [18].

2.3 Différents types d'antennes :

Il existe plusieurs types d'antennes selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau et la bande passante. On peut les classer comme suite [19] :

- Les formes ou géométries :
 - Antennes filaires : dipôle, boucle, spirale
 - Antennes à ouverture : cornet, fente
 - Antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale
- Le gain :
 - Gain élevé : planaire

- Gain moyen : cornet
- Gain bas : dipôle, fente, patch
- La forme de faisceau :
 - Omnidirectionnelle : dipôle
 - Faisceau étroit : planaire
 - Faisceau large : antenne réseau
- La largeur de bande :
 - Bande large : spirale
 - Bande étroite : patch, fente



(a) antenne filaire



(b) réseau d'antenne imprimée



(c) antenne cornet



(d) antenne à fente

FIGURE 0.4: DEFERENTES FORMES D'ANTENNES [19].

2.4 Antennes Imprimée :

Les antennes imprimées se composent généralement d'un plan de masse et d'une ou plusieurs couches de substrat avec des constantes diélectriques identiques ou différentes. En surface, nous avons un élément rayonnant de n'importe quelle forme géométrique, appelé Patch. Il existe plusieurs modes d'alimentations ou d'excitations qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnements en polarisations linéaires ou circulaires [20,21].

2.4.1 Structure d'une antenne imprimée :

L'antenne imprimée qui porte aussi l'appellation Microstrip, micro-ruban, ou encore patch est une antenne plane dont l'élément rayonnant est une surface conductrice, séparée d'un plan réflecteur conducteur par une lame diélectrique. Ce type d'antennes est caractérisé par une bonne

directivité avec un rayonnement maximal dans la direction perpendiculaire à l'antenne [15]. La figure ci-dessous montre la géométrie simple de l'antenne imprimée et de ses éléments constitutifs.

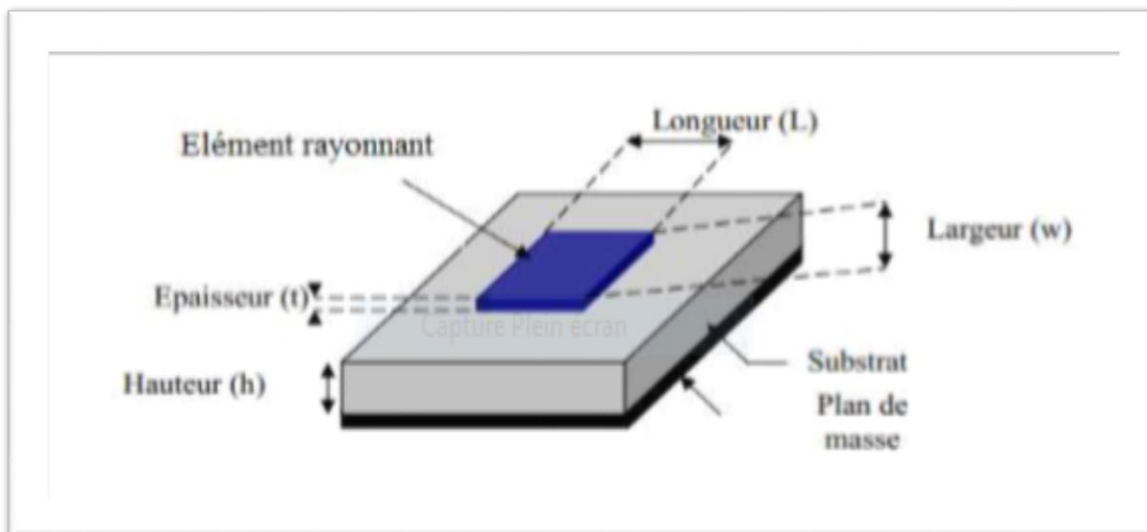


FIGURE 0.5: STRUCTURE D'UNE ANTENNE IMPRIMEE [14].

L'élément rayonnant de l'antenne imprimée peut prendre diverses formes, telles qu'un rectangle, un carré, un triangle, un cercle, etc. Ces formes sont les plus courantes car elles sont très faciles à analyser et à fabriquer, et elles ont également des diagrammes de rayonnement très intéressants. La figure suivante illustre la forme de l'élément rayonnant le plus couramment utilisé.

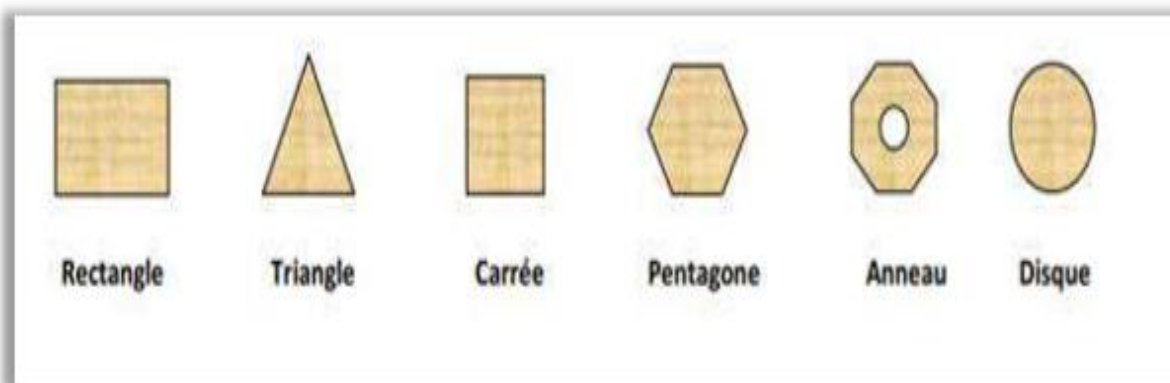


Figure 2.6 : Différentes forme des éléments rayonnants [20].

2.4.2 Avantages et inconvénients de l'antenne patch :

Les principaux avantages et inconvénients de l'antenne patch sont récapitulés dans le tableau suivant :

TABLEAU 0.1: LES AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ANTENNE PATCH [22].

Avantages	Inconvénient
✚ Poids et volume réduits	✚ Ils nécessitent des substrats de qualité avec
✚ Faible coût et robustesse (monté sur des surfaces rigides)	des valeurs comprises entre : $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$
✚ Polyvalence (fréquence, polarisation, diagrammes, ...)	✚ Foible puissance
✚ IL est facile d'être intégré aux circuits intégrés micro-ondes.	✚ L'impédance d'entrée est difficile à calculer et à ajuster
✚ Adaptable aux surfaces courbes	✚ Réduction de l'efficacité des correctifs (pertes dans le réseau électrique)

2.4.3 Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch :

La forme géométrique de l'antenne patch nous permet de mieux comprendre son mécanisme de rayonnement. L'onde électromagnétique qui se forme après l'excitation de la ligne d'alimentation va se propager tout au long pour rencontrer l'élément rayonnant qui est généralement plus large que la ligne. Dans ce cas, on a une distribution de charge qui va s'établir sur et sous l'élément et entre le plan de masse et substrat. **La Figure 2.7** illustre ce phénomène. Le cas présenté correspond au mode fondamental de l'antenne. Ces distributions avec l'association

les densités des courants engendrent une distribution des champs électriques représentée à la La **Figure 2.8** dans le mode fondamental [23] .

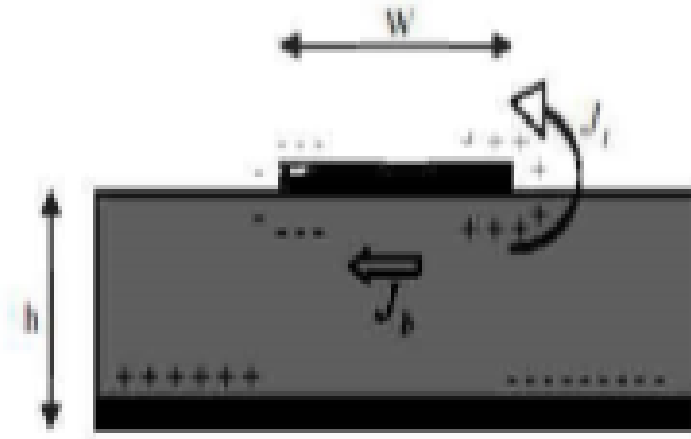


FIGURE 0.7: DISTRIBUTION DE CHARGE

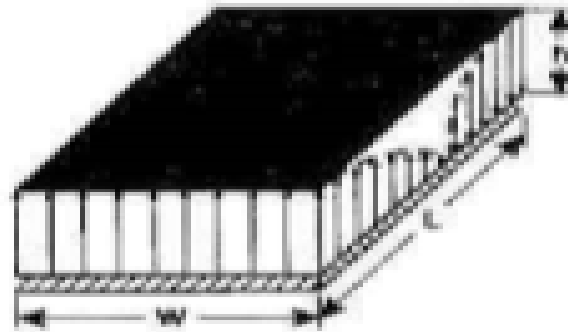


FIGURE 0.8: DISTRIBUTION DE CHAMP ELECTRIQUE

2.4.4 Techniques d'alimentation des antennes patches :

Le patch d'antenne d'alimentation est l'une des parties les plus importantes du processus de conception. A cet effet, diverses technologies ont été envisagées à cet effet. En fait, on peut les diviser en deux catégories :

- ✓ **Alimentations par contact :**
 - Alimentation par une ligne micro ruban,
 - Alimentation coaxiale directe.
- **Alimentations par proximité :**
 - Alimentation par couplage électromagnétique,
 - Alimentation par couplage à ouverture (fente) dans le plan de masse.

2.5 Réseau d'antennes imprimées :

L'utilisation d'une seule antenne imprimée n'est généralement pas suffisante pour respecter les limites de rayonnement imposées. Des fonctionnalités spécifiques telles que les lobes principaux à gain élevé ou en forme ne passent généralement que en combinant plusieurs sources de rayonnement pour former un système appelé réseau antenne [21,24]. Par conséquent, l'avantage d'assembler plusieurs antennes principales permet d'obtenir un rayonnement hautement directionnel, qui dépend de la quantité et de la nature du rayonnement : les composants, la forme de leur alimentation et leurs dispositions techniques en Réseau.

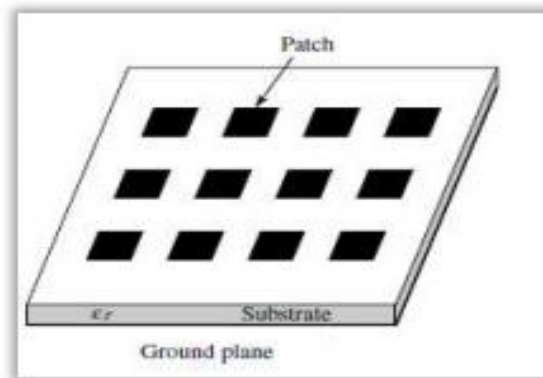


FIGURE 0.9: GEOMETRIE D'UN RESEAU ANTENNE PATCH 4X4.

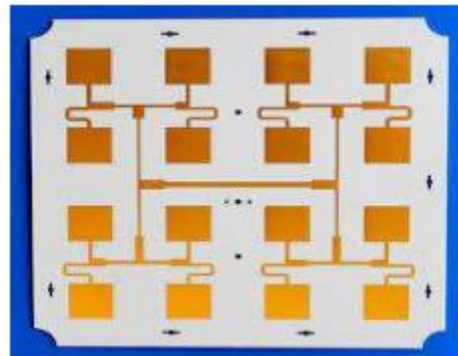


FIGURE 0.10: RESEAU D'ANTENNE PATCH REEL 4X4 (EXTRAIT DE [25]).

2.6 La Bande Millimétrique :

L'onde millimétrique est un candidat prometteur et pratique pour le réseau téléphonique mobile 5G du futur. Le spectre des ondes millimétriques comprend une fréquence de 30 GHz. Correspond à des longueurs d'onde de l'ordre du millimètre à 300 GHz (de 1mm à 1 cm). De

manière générale, le spectre d'ondes millimétriques sans licence présente les avantages suivants [24] :

- La distribution des fréquences en GHz est généralement dans la plupart des régions du monde.
- Beaucoup d'énergie radioactive efficace.
- Spectre propre, pas d'occupants.
- Aucun signal d'onde n'est largement distribué dans les environnements intérieurs et extérieurs, il y a donc moins de risque d'interférences.
- Une fréquence élevée avec une petite longueur d'onde permet d'utiliser des petites antennes à gain élevé.

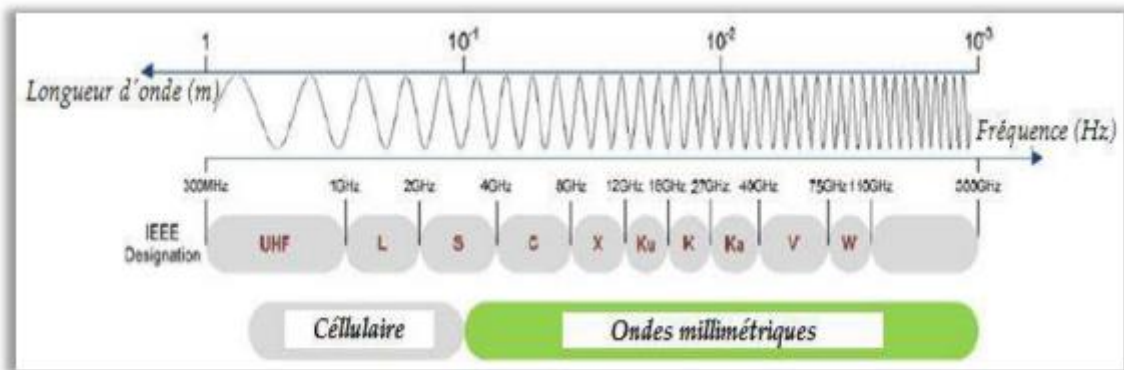


FIGURE 0.11: MICRO-ONDES ET SPECTRE DE FREQUENCES ONDES MILLIMETRIQUES [24].

2.7 Description du logiciel de simulation CST :

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales finies (Finite Intégration Technique). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3 dimensions de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences, en analyses temporelle et fréquentielle [26].

2.8 Conception et Simulation d'antennes pour la Bande des 26 GHz :

2.8.1 Antenne alimentée par contact direct par ligne microruban :

2.8.1.3 Structure de l'antenne :

L'antenne étudiée a une géométrie en forme de rectangle ($3 \times 4,3 \text{ mm}^2$). L'élément rayonnant est imprimé sur un substrat diélectrique de type Duriod/Rogers 5880 de permittivité relative $\epsilon_r = 2,2$, tangente de perte 0,009 et de hauteur de 0,787mm. Une ligne microruban de 50Ω est imprimée sur la même couche du substrat pour exciter l'élément rayonnant (Figure 2.12).

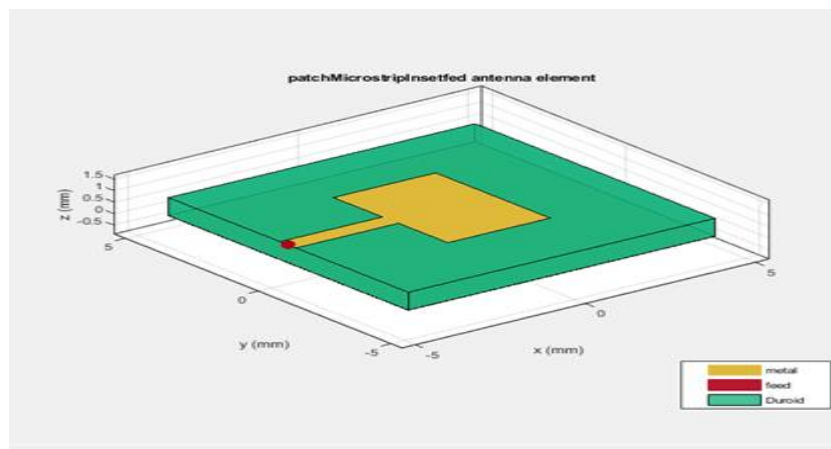


FIGURE 0.12: STRUCTURE DE L'ANTENNE PATCH ALIMENTEE PAR LIGNE MICRORUBAN.

2.8.1.4 Résultats de la simulation :

Les Figures 2.13, 2.14 et 2.15 présentent le coefficient de réflexion $|S_{11}| \text{ dB}$ et les diagrammes de rayonnement. Une bande passante de 1,67GHz allant de 25,21 à 27,2GHz soit 7,7% à 26GHz a été obtenue avec cette structure, avec un gain maximum de 7,6dBi

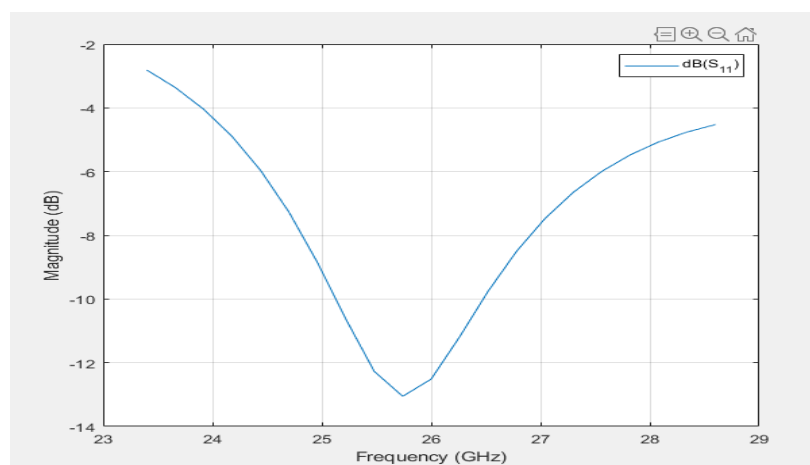


FIGURE 0.13: PARAMETRE DE COEFFICIENT DE REFLEXION DE

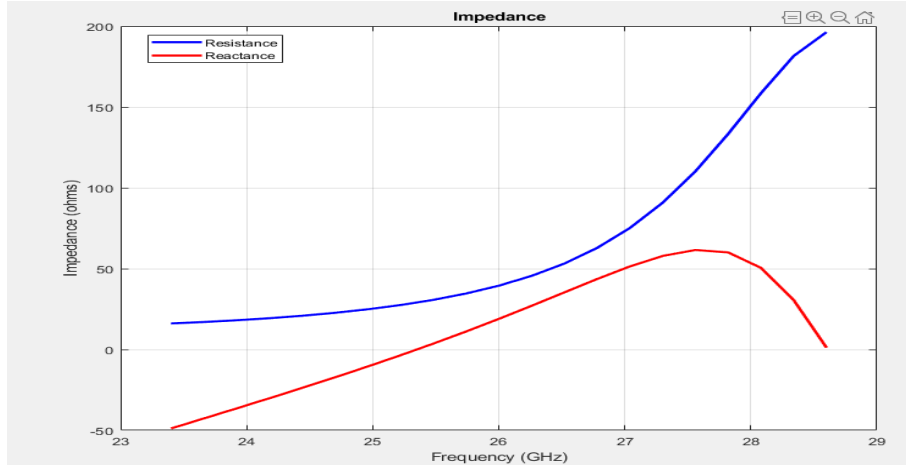


FIGURE 0.14: VARIATION DE L'IMPEDANCE D'ENTREE DE L'ANTENNE EN FONCTION DE LA FREQUENCE.

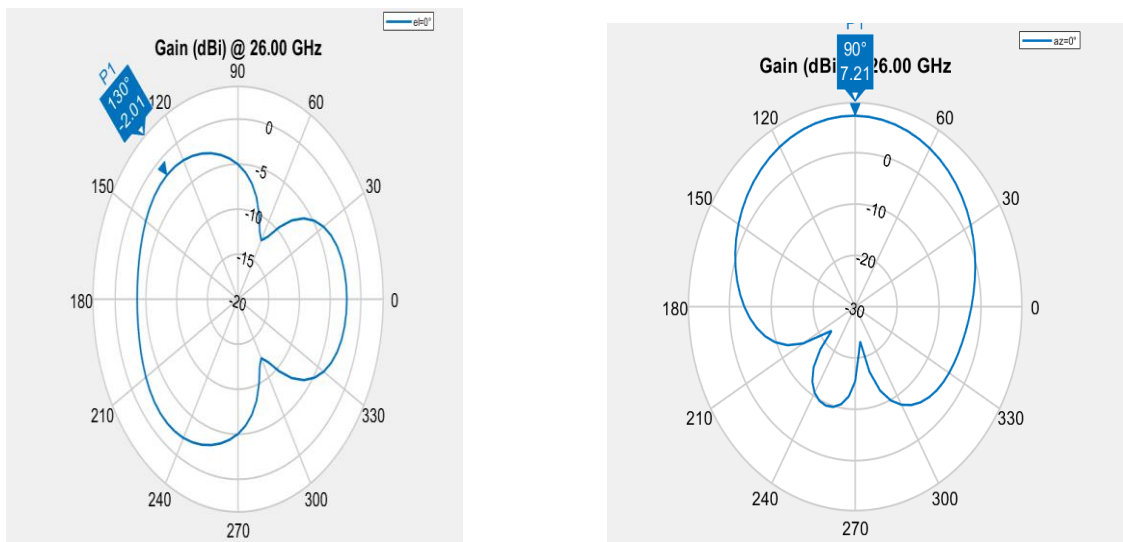


FIGURE 0.15: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE PATCH ALIMENTEE PAR LIGNE MICRORUBAN A LA FREQUENCE DE 26GHZ DANS LES DEUX PLANS S : (A) PLAN XOZ ET (B) PLAN YOZ

2.8.2 Antenne patch alimentée par couplage :

2.8.2.3 Structure de l'antenne :

La technique d'alimentation par couplage travers une ouverture constitue l'une des plus efficaces pour sa capacité à être intégrée en réseau pour une utilisation en hautes fréquences [27]. Elle a été introduite pour la première fois par Pozar en 1985 afin d'améliorer la bande passante des antennes patchs [28]. L'élément rayonnant et l'alimentation sont imprimés sur deux substrats qui peuvent avoir des caractéristiques différentes.

Il en résulte dans les travaux de thèse de A. Kuchar réalisé en 1996 à l'Université Technique de Wien [29], que pour la mise en œuvre d'une telle technologie, l'élément rayonnant doit être imprimé sur un substrat d'épaisseur supérieur à $\lambda / 10$ et de constante diélectrique $\epsilon_r < 3$, alors que la ligne d'alimentation doit être imprimée sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r > 5$. Cette forte constante diélectrique sur le second substrat permet une réduction des lobes secondaires et du niveau de la polarisation croisée.

L'architecture de l'antenne est présentée sur la Figure 2.16 est composée d'un élément rayonnant de forme rectangulaire imprimé sur du Duriod/Rogers 5880 de permittivité $\epsilon_r=2,2$ et d'épaisseur 0,787mm. Le deuxième substrat sur lequel la ligne d'alimentation a été imprimée est du Ar1000, de permittivité relative beaucoup plus élevée ($\epsilon_r=10$) et d'épaisseur 0,65mm. Entre les deux substrats, est placé un plan de masse dans lequel a été réalisé une fente.

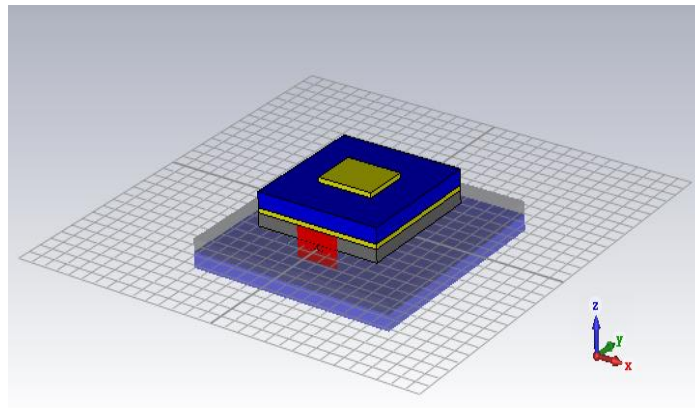


FIGURE 0.16: STRUCTURE DE L'ANTENNE PATCH ALIMENTEE PAR COUPLAGE (LD=3,13MM ; WD=4MM ; FENTE=0,1x2,4MM2 ; GD=9MM)

2.8.2.4 Résultats de la simulation :

Les paramètres de conception de la structure ont été optimisés pour fonctionner à la fréquence de 26GHz. Cette structure alimentée par couplage permet d'avoir une antenne qui couvre une large bande passante à -10dB qui se situe entre 24,90 et 27,24 GHz (soit 10,23% à la fréquence centrale de 26GHz) comme illustré sur la Figure 2.17. La variation du rapport d'onde stationnaire est donné sur la figure 2.18. Le tableau 2.2 illustre les composantes des gains G_{ϕ} et G_{θ} simulés, pour l'antenne dans le plan yoz ($\phi = 90^\circ$) et le plan xoz ($\phi = 0^\circ$) à la fréquence centrale de 26GHz, ainsi que le niveau de rayonnement arrière. Un gain maximum de 6,2dBi a été obtenu.

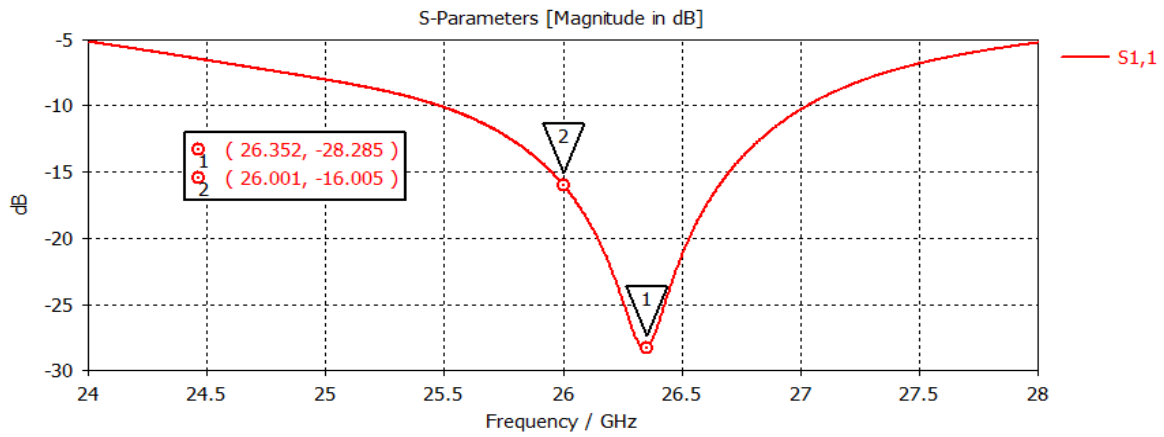


FIGURE 0.17: COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE PATCH ALIMENTEE PAR COUPLAGE

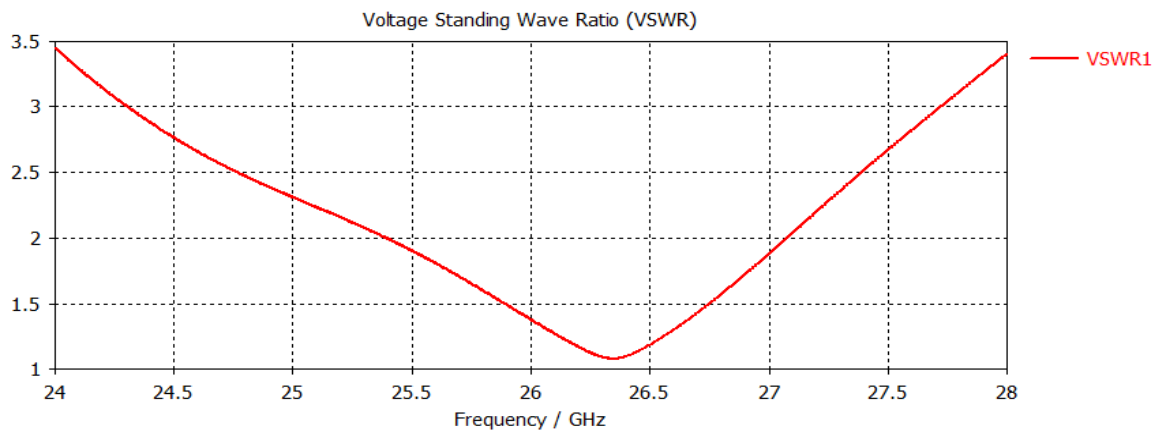


FIGURE 0.18: VSWR DE L'ANTENNE PATCH ALIMENTEE PAR COUPLAGE

Cette technique d'alimentation offre plusieurs avantages. Une bande passante plus large et une réduction de la polarisation croisée dans le plan $\phi=90$ ont été obtenues comparée à l'alimentation directe avec un encombrement moins important sur la couche supérieure de l'antenne, même si le rayonnement arrière reste plus élevé s'accompagnant d'une réduction du gain maximal. Le Tableau 2-2 présente une comparaison des performances entre les deux types d'alimentation.

TABLEAU 0-2: COMPARAISON ENTRE LES TYPES D'ALIMENTATION

	BP (%)	Gphi (90°)	Gtheta (90°)	Ouverture	Niveau rayonnement arrière
Alim. Direct	7,7	7,6dBi	-9dBi	74°	-15dBi
Alim. Par couplage	10,23	6,2dBi	-14dBi	76°	-7dBi

Chapitre 3 :

Réseau d'antennes micro ruban

3.1 Introduction :

Une antenne est un dispositif qui effectue la transition et la transmission d'ondes entre le milieu de guidage et l'espace dans lequel ces ondes vont se propager, dans deux sens de propagation.

Ainsi, l'antenne assure :

- L'adaptation entre le « milieu guide » ou « guide d'onde » (au sens général) et l'espace libre ; lorsque cette adaptation est parfaite, la transition se fera sans perte, c'est-à-dire toute à partir du « milieu guide » l'énergie est rayonnée dans l'espace ;
- La répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace reflète la répartition de l'importance relative du rayonnement selon la direction considérée, elle est caractérisée par le diagramme de rayonnement de l'antenne.

La structure de l'antenne nécessite notamment les connaissances suivantes :

- La gamme de fréquences (bande passante) à transmettre ;
- Motif de radiation ;
- Gain (sauf indication contraire, le gain dans la direction du rayonnement maximal) ;
- La puissance à transmettre (puissance admissible) ;
- Problèmes liés à l'adaptation de l'antenne dans ses environnements internes et externes, en particulier lorsque l'antenne peut avoir plusieurs sources de rayonnement.

3.2 Groupement de sources rayonnantes :

3.2.1 Introduction :

Afin d'obtenir une certaine directivité, une seule source de structure complexe peut être utilisée, ou un groupe de sources de rayonnement peut être exploité. Lorsque toutes les sources sont les mêmes et déduites les unes des autres par traduction, ces regroupements sont appelés « réseaux ». Ces sources peuvent fournir différentes amplitudes et phases. Le diagramme de rayonnement résultant dépendra de l'emplacement des sources dans l'espace, ainsi que de l'amplitude et de la phase du signal alimentant chaque source. Ces regroupements peuvent être limités à des zones spatiales précises, des lignes droites : linéaires ou plans.

3.2.2 Théorème des multiplications des diagrammes :

Ce théorème est applicable à la zone de champ de rayonnement lointain de l'antenne réseau. Il est dérivé des caractéristiques linéaires des équations de Maxwell. Il est très intéressant car il peut réduire l'étude du rayonnement de l'antenne à un réseau similaire mais uniquement composé d'éléments rayonnants isotropes. L'énoncé est le suivant :

Si $F_1(\theta, \Phi)$ est l'expression du diagramme de rayonnement (fonction caractéristique) d'une source S_1 , $F_2(\theta, \Phi)$ le diagramme de rayonnement d'un réseau de sources isotropes, alors la fonction caractéristique d'un réseau de sources S_1 , conforme au précédent, sera :

$$F(\theta, \Phi) = F_1(\theta, \Phi) \cdot F_2(\theta, \Phi) \quad (3.1)$$

Ce théorème peut être généralisé car tout groupement peut à son tour être considéré comme une source unique. Bien que son utilisation soit constamment utilisée dans la conception de réseaux, nous ne pouvons ignorer les limites de son utilisation :

- ✓ Il permet de déterminer le diagramme de rayonnement au lieu de l'impédance. En fait, l'antenne isotrope est une sorte d'antenne idéale qui ne peut pas être réalisée, et elle ne peut pas être liée à l'impédance. De plus, la partie réactance de l'impédance dépend principalement du rayonnement dans la zone de champ proche de l'antenne, et ce théorème ne s'applique pas à cette zone.
- ✓ La fonction caractéristique de chaque élément rayonnant doit tenir compte du rayonnement de l'élément lorsque d'autres éléments sont présents. Si ces éléments sont fortement couplés les uns aux autres, le rayonnement peut être différent du rayonnement de l'élément d'isolation. Pour cette raison, le théorème de multiplication de la fonction caractéristique donne de bons résultats près du lobe principal, mais il conduira à des erreurs dans la position et l'amplitude du lobe latéral éloigné.

3.2.3 Alignement de sources d'amplitudes identiques :

Considérons un alignement suivant l'axe OZ de n sources isotropes distantes entre elles de d.

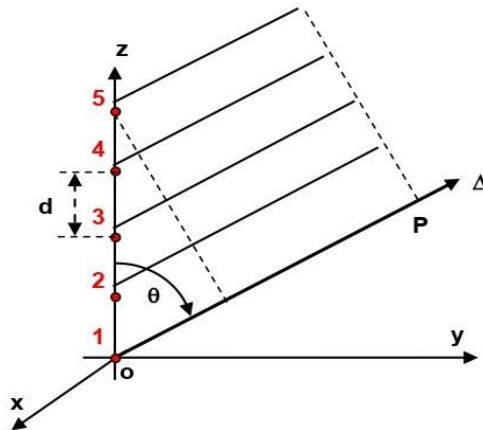


FIGURE 0.1: ALIGNEMENT SUIVANT L'AXE OZ

Le changement de phase entre les signaux qui excitent deux sources consécutives et les amplitudes de ces signaux sont toutes les mêmes. Que toute source soit considérée isolément. Si W est la puissance rayonnée par la source sans autres sources, la densité de puissance par unité de surface rayonnée par une sphère de rayon r est :

$$W_r = \frac{W}{4\pi r^2} = \frac{|E|^2}{240\pi} \quad (3.2)$$

Ainsi, l'amplitude du champ électrique de l'onde rayonnée par la source isotrope passe à $1/r$. De plus, le long du trajet de longueur r , si β est la constante de propagation de l'onde progressive, son changement de phase est :

$$-\frac{2\pi \cdot r}{\lambda} = -\beta \cdot r \quad (3.3)$$

Par conséquent, le champ d'ondes rayonné par une source isotrope à une distance r a une expression générale :

$$E = \frac{k}{r} \cdot \exp\{-j \cdot \beta r + j \cdot \phi_0\} \quad (3.4)$$

Nous pensons que cette expression est encore valable lorsqu'il existe d'autres sources, et nous chercherons l'angle θ du champ E_θ rayonné à une très grande distance r devant la dimension d'alignement dans la direction OΔ. Si r est suffisamment grand, nous pouvons considérer tout point P sur l'axe OΔ comme étant vu par toutes les sources sous le même angle. E_θ est juste une fonction des variables r , λ et ϕ_0 , et le diagramme de rayonnement de chaque source tourne autour de OZ.

Le champ E_θ est la somme des champs fondamentaux rayonnés par chaque source ; ces champs sont tous colinéaires (car perpendiculaires à la direction de propagation $O\Delta$), cette somme est une somme algébrique :

$$E_1 = \frac{k}{r_1} e^{-j\beta r_1} \tag{3.5}$$

$$E_2 = \frac{k}{r_2} e^{(-jr \cdot r_2 + j\phi)} \tag{3.6}$$

...

$$E_n = \frac{k}{r_n} e^{(-j\beta \cdot r_n + (n-1)j\phi)} \tag{3.7}$$

Avec r_n : déphasage introduit avant recombinaison entre chaque source. Par ailleurs, on peut écrire :

$$r_n = r_1 - (n - 1) \cdot d \cdot \cos \theta \tag{3.8}$$

avec $\theta = \text{angle } \{OZ \cdot OP\}$

Et comme :

$$r \gg \gg \gg nd, \frac{1}{r_1} \cong \frac{1}{r_2} \cong \frac{1}{r_n} \cong \frac{1}{r}$$

$$E_\theta = E_1 + E_2 + \dots \dots \dots E_n \tag{3.9}$$

$$E_\theta = \frac{k}{r} e^{-j\beta r} \cdot \sum_1^n \cdot e^{j(n-1)(\beta d \cdot \cos \theta + \phi)} \tag{3.10}$$

Posons :

$$E_0 = \frac{k}{r} e^{-j\beta r}; \psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta + \phi = \beta \cdot d \cdot \cos \theta + \phi \tag{3.11}$$

il vient :

$$E_\theta = E_0 [1 + e^{j\psi} + e^{2j\psi} + \dots + e^{j(n-1)\psi}] \tag{3.12}$$

Cette expression est une progression géométrique de raison $q = e^{j\psi}$ dont la somme s'écrit :

$$E_{\theta} = E_0 \frac{1-q^n}{1-q} = E_0 \frac{1-e^{jn\psi}}{1-e^{j\psi}} \quad (3.13)$$

$$E_{\theta} = E_0 \frac{e^{jn\frac{\psi}{2}}}{e^{\frac{\psi}{2}}} \cdot \frac{e^{-jn\frac{\psi}{2}} - e^{jn\frac{\psi}{2}}}{e^{-j\frac{\psi}{2}} - e^{j\frac{\psi}{2}}} \quad (3.14)$$

Expression dont le module est :

$$|E_{\theta}| = n|E_0| \frac{\sin(n\frac{\psi}{2})}{n \cdot \sin(\frac{\psi}{2})} \quad (3.15)$$

3.2.3.1 Fonction caractéristique et diagramme de rayonnement

Dans la relation (3.15), E_0 n'est pas connu a priori, nous ne nous intéressons donc qu'à la variation relative de l'amplitude du champ électrique donnée par la relation suivante :

$$f(\psi) = \frac{\sin(n\frac{\psi}{2})}{n \cdot \sin(\frac{\psi}{2})} \quad (3.16)$$

Avec
$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta + \phi \quad (3.17)$$

Appelée fonction caractéristique de l'alignement.

A noter que lorsque $\psi = 0$, cette fonction est égale à 1, ce qui correspond à la direction de rayonnement maximum de l'antenne. Pour la valeur de donnée par la relation suivante, elle présente d'autres valeurs maximales beaucoup plus faibles, et lorsque ψ augmente, ces valeurs maximales diminuent :

$$\operatorname{tg} \frac{n\psi}{2} = n \cdot \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} \quad (3.18)$$

En outre, cette fonction s'annule pour $\psi \neq 0$ et $\sin(n\psi/2) = 0$, soit :

$$\frac{n \cdot \psi}{2} = k \cdot \pi, \text{ ou } : \psi = \frac{2k\pi}{n} \quad (3.19)$$

Par ailleurs, la période (au signe près) de $f(\psi)$ est de 2π , et $f(\psi)$ est symétrique par rapport à $\psi = 0$, d'où la position des zéros :

$$\begin{aligned} n = 2; \psi &= \pm\pi \\ n = 4; \psi &= \pm\frac{\pi}{2} \\ &\text{etc.....} \end{aligned}$$

Par ailleurs, nous savons que ψ est une fonction de θ et ϕ :

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta + \phi \tag{3.20}$$

A partir des relations (3.16) et (3.20), nous pouvons tracer de manière simple le diagramme de rayonnement dans le champ d'alignement avec d , λ et ϕ connus (Figure 3.2).

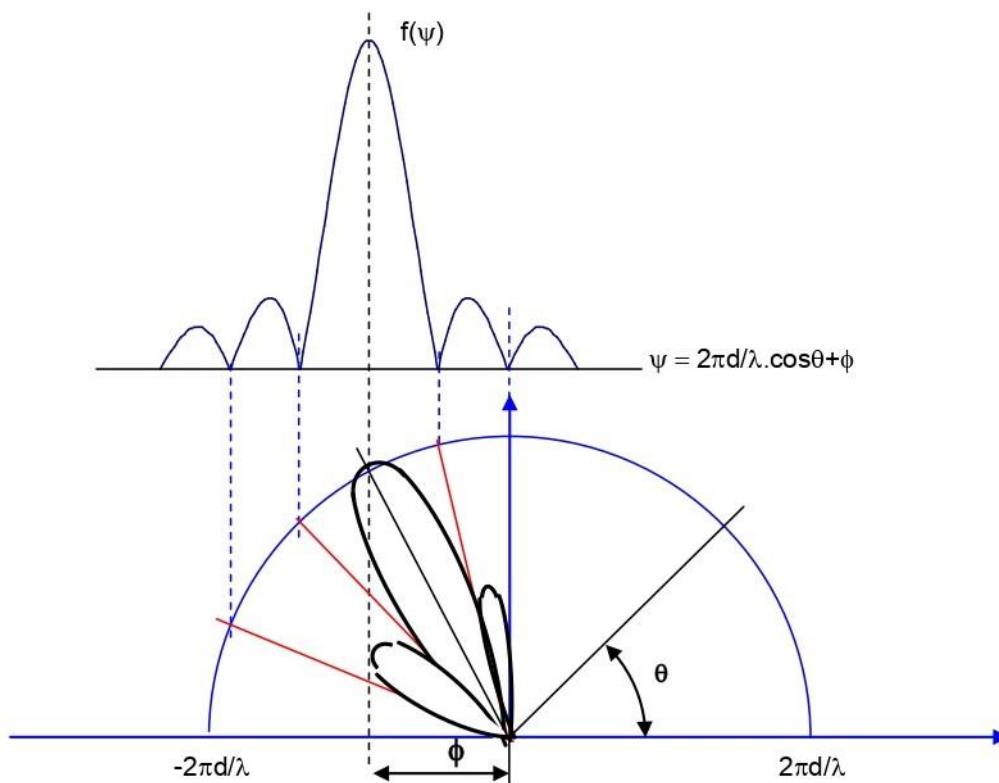


FIGURE 0.2: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DANS LE CHAMP D'ALIGNEMENT.

L'amplitude de la fonction caractéristique (graphique) de chaque valeur de θ , est celle de $f(\psi)$ pour la valeur de:

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta + \phi \quad (3.21)$$

La direction de rayonnement maximale de l'arrangement est tirée directement sur le diagramme de $f(\psi)$, compte tenu du déphasage ϕ . La figure 3.2 montre un maximum (*lobe principal*) dans la direction θ_0 correspondant à $\psi = 0$:

$$\begin{aligned} \psi = 0 &= \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta_0 + \phi \\ \theta_0 &= \text{Arccos} \frac{-\phi \lambda}{2\pi d} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Remarques :

- ✓ Pour $\phi = 0$, on obtient $\theta_0 = \pi / 2$, donc un alignement en phase rayonne donc suivant sa direction normale.
- ✓ On peut aussi noter que pour le déphasage ϕ , le dépointage du faisceau par rapport à la normale s'effectue dans le sens des phases décroissante sur l'alignement. Par conséquent, en ajustant le déphasage ϕ , la direction du rayonnement maximal peut être contrôlée, et nous pouvons donc réalisé un balayage électronique du faisceau.

3.2.3.2 Lobes de périodicité

La fonction caractéristique $f(\psi)$ a un lobe principal pour toutes les valeurs de ψ :

$$\psi = 2.k. \pi \quad (\text{k entier, positif, négatif ou nul}). \quad (3.23)$$

Comme on peut le voir sur la figure ci-dessus, en fonction des valeurs de d/λ et ϕ , on peut avoir plusieurs valeurs de θ_k qui peuvent être obtenues tout en répondant à cette condition, et qui sont données par la relation :

$$2k\pi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta_k + \phi \quad (3.24)$$

La direction θ_0 du faisceau impose le déphasage ϕ qui s'écrit :

$$\phi = -\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta_0 \quad (3.25)$$

On obtient ainsi la relation :

$$k = \frac{d}{\lambda} (\cos \theta_k - \cos \theta_0) \quad (3.26)$$

Les lobes principaux ainsi définis sont appelés *lobes de périodicité*, ils peuvent être très gênants, notamment pour les applications radar, où seule la direction θ_0 doit être éclairée avec une grande amplitude.

Afin d'éviter les lobes de périodicité, un rapport fixe d/λ est requis, de sorte que seule la valeur de $k=0$ satisfasse la relation (3.26) ; on a alors :

$$\left| \frac{d}{\lambda} (\cos \theta - \cos \theta_0) \right| < 1 \quad (3.27)$$

Quel que soit θ soit :

$$d < \frac{\lambda}{1 + \cos \theta_0} \quad (3.28)$$

Remarques :

- ✓ Lorsque toutes les sources sont alimentées en phase $\theta = \pi / 2$, cela impose $d / \lambda < 1$.
- ✓ Plus l'écart par rapport à la direction d'origine est important, plus le rapport d / λ doit être très faible. A la limite, il est certain qu'il n'y aura pas de lobes de périodicité si $d < \lambda / 2$. Cette situation peut poser des problèmes de mise en œuvre, notamment dans le domaine des hautes fréquences (λ petit).

3.2.4 Directivité d'un alignement :

3.2.4.1 Définition

Le diagramme de rayonnement d'un alignement qui tourne autour de l'axe OZ. Par conséquent, sa directivité peut être calculée par la relation suivante [???] :

$$D(\theta) = \frac{2w(\theta)}{\int_0^\pi w(\theta) \sin(\theta) \cdot d\theta} \quad (3.29)$$

Et comme $w(\theta) = K E^2(\theta) = K' f^2(\theta)$:

$$D(\theta) = \frac{2f(\theta)^2}{\int_0^\pi f(\theta)^2 \sin(\theta) \cdot d\theta} \quad (3.30)$$

Dans le cas particulier où toutes les sources ont la même amplitude et la même phase :

$$f(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{n}{2}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)\cos\theta\right]}{n\sin\left[\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)\cos\theta\right]} \quad (3.31)$$

On peut donc effectuer le changement de variable :

$$\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\theta = \psi \quad (3.32)$$

Et en remarquant que la fonction est paire, il vient, dans la direction du maximum de rayonnement de l'aérien pour $\theta = \frac{\pi}{2}$ et $\cos\theta = 0$: $f(\theta) = 1$ et :

$$D_{max} = \frac{\frac{2\pi d}{\lambda}}{\int_0^{\frac{2\pi d}{\lambda}} \left(\frac{\sin\left(n\frac{\psi}{2}\right)}{n\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)}\right)^2 d\psi} \quad (3.33)$$

- **Méthode de calcul :**

On peut choisir comme paramètre de calcul $d/\lambda = u$.

L'expression de la directivité devient alors :

$$D_{max} = \frac{u}{\int_0^u \left(\frac{\sin\left(n\frac{\psi}{2}\right)}{n\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)}\right)^2 d\psi} \quad (3.34)$$

Par ailleurs :

$$f(\psi) = \frac{\sin\left(n\frac{\psi}{2}\right)}{n\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (3.35)$$

Elle peut être calculée de manière récurrente en choisissant un regroupement deux à deux des sources à partir de l'axe de symétrie et en partant de la fonction de directivité élémentaire pour 2 sources distantes de d , que l'on peut écrire :

$$f_2 = \frac{\sin\left(2\frac{\psi}{2}\right)}{2\cdot\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} = \cos\frac{\psi}{2} \quad (3.36)$$

Soit, suivant l'alignement considéré :

$$\text{pour 2 sources} \quad f_2 = \cos \frac{\psi}{2}$$

$$\text{pour 3 sources} \quad f_3 = \frac{1}{3}(1 + 2\cos \psi)$$

$$\text{pour 4 sources} \quad f_4 = \frac{1}{2} \left(\cos \frac{\psi}{2} + \cos \frac{3\psi}{2} \right)$$

$$\text{pour 5 sources} \quad f_5 = \frac{1}{5} (1 + 2 \cos \psi + 2 \cos 2\psi)$$

$$\text{pour 6 sources} \quad f_6 = \frac{1}{3} \left(\cos \frac{\psi}{2} + \cos \frac{3\psi}{2} + \cos \frac{5\psi}{2} \right)$$

Dans le cas d'un nombre n paire ou impair, on peut alors écrire :

$$\begin{aligned} \text{pour } n = 2k \text{ sources} \quad f_{2k} &= \frac{1}{k} \sum_0^{k-1} \cos(2p+1) \frac{\psi}{2} \\ \text{pour } n = 2k+1 \text{ sources} \quad f_{2k+1} &= \frac{1}{2k+1} \left(1 + 2 \sum_1^k \cos(p\psi) \right) \end{aligned} \quad (3.37)$$

De cette façon, le calcul de l'intégrale est relativement facile. Par exemple :

a) Pour deux sources :

$$\begin{aligned} I_2 &= \int_0^u \cos^2 \left(\frac{\psi}{2} \right) d\psi = \int_0^u \left(\frac{1+\cos \psi}{2} \right) d\psi = \frac{1}{2} (u + \sin u) \\ D_2 &= \frac{2}{1 + \frac{\sin u}{u}} \end{aligned} \quad (3.38)$$

b) Pour trois sources :

$$\begin{aligned} I_3 &= \int_0^u \frac{1}{9} (1 + 2\cos \psi)^2 d\psi = \frac{1}{9} \int_0^u (3 + 4\cos \psi + 2\cos 2\psi) d\psi \\ I_3 &= \frac{1}{9} (3u + 4 \cdot \sin u + \sin(2u)) = \frac{u}{3} \left(1 + \frac{4}{3} \frac{\sin u}{u} + \frac{2}{3} \frac{\sin(2u)}{2u} \right) \\ D_3 &= \frac{3}{1 + \frac{4}{3} \frac{\sin u}{u} + \frac{2}{3} \frac{\sin(2u)}{2u}} \end{aligned} \quad (3.39)$$

c) Pour quatre sources :

$$\begin{aligned}
 I_4 &= \int_0^{-4} \frac{1}{4} \left(\cos\left(\frac{\psi}{2}\right) + \cos\left(\frac{3\psi}{2}\right) \right)^2 d\psi = \frac{1}{4} \int_0^u \left(1 + \frac{3}{2} \cos \psi + \cos(2\psi) + \frac{1}{2} \cos(3\psi) \right) d\psi \\
 I_4 &= \frac{1}{4} \left(u + \frac{3}{2} \sin u + \frac{1}{2} \sin(2u) + \frac{1}{6} \sin(3u) \right) \\
 I_4 &= \frac{u}{4} \left(1 + \frac{3 \sin u}{2u} + \frac{\sin 2u}{2u} + \frac{1 \sin 3u}{2 \cdot 3u} \right)
 \end{aligned}
 \tag{3.40}$$

$$D_4 = \frac{4}{1 + \frac{3 \sin u}{2u} + \frac{\sin(2u)}{2u} + \frac{1 \sin(3u)}{2 \cdot 3u}}
 \tag{3.41}$$

En général :

$$D_n = \frac{n}{1 + \sum_{k=1}^{n-1} \frac{2 \cdot (n-k) \sin(ku)}{n \cdot ku}}
 \tag{3.42}$$

3.2.4.2 Interprétation des résultats

On notera que lorsque d / λ tend vers zéro, quel que soit n (fini), D_{\max} tend vers 1, car cet ensemble de sources tend à se comporter comme une seule source isotrope.

En principe, la directivité ne peut pas être supérieure au nombre de sources alignées, comme le montre le raisonnement suivant :

- **A l'émission :**

Car si W_t est la puissance totale fournie, alors chaque source reçoit la puissance W_t/n . Par conséquent, si E_0 est le champ rayonné par une source qui reçoit toute la puissance, alors chacun considéré comme une source distincte rayonnera le champ $E_0/(n)^{1/2}$.

La région de gain maximum correspond à la somme des phases du champ de rayonnement, donc le champ total est au plus égal à $n \cdot E_0/(n)^{1/2} = (n)^{1/2} E_0$, ce qui correspond au champ émis par une source unique ayant reçu la puissance $n \cdot W_t$, d'où le gain $G_{\max} = n$.

- **A la réception :**

Chaque source baignée dans une onde plane capte une onde caractérisée, par exemple, par son champ électrique E_r et sa puissance W_r . Choisissons au hasard deux sources et additionnons les ondes de ces deux sources ensemble, nous pouvons utiliser le T magique, dans ces conditions :

- Sur la voie somme, on aura un champ :

$$E_{\Sigma} = \frac{1}{\sqrt{2}(E_{r1}+E_{r2})} \quad (3.43)$$

- Sur la voie différence,

$E_{\Delta} = \frac{1}{\sqrt{2}(E_{r1}-E_{r2})}$, La somme de la puissance ainsi collectée est égale à la somme de la puissance incidente.

$$(3.44)$$

Donc, au mieux, si les sources sont identiques, et les ondes sont en phase, la puissance collectée sur la voie somme sera : $W_{\Sigma} = 2W_r$, et la puissance de la voie différence est nulle, car $E_{r1} = E_{r2} = E_r$.

On peut donc généraliser n sources, et poser sans condition particulière "a priori" sur l'écartement des sources :

$$W_{max} = nW_r \quad \text{et} \quad G_{max} = n \quad (3.45)$$

Cependant, ces raisonnements simples supposent que le comportement de la source dans le réseau est le même que lorsqu'elle est isolée dans l'espace du point de vue rapport puissance/champ électrique, Cela peut être remis en cause car dans le réseau, seul le champ résultant, somme géométrique des champs élémentaires produit par chaque source, est rayonné et fournit de la puissance.

La directivité s'éloigne assez peu de n , sauf si $d \rightarrow 0$ ($D \rightarrow 1$), en particulier l'affinement du lobe principal, lorsque les sources s'écartent, n'est pas accompagné d'un accroissement de directivité, cet effet étant compensé par l'apparition des lobes périodicité.

En pratique, l'espacement des sources est d'environ $0,5$ à $0,7\lambda$, et la directivité reste toujours assez proche de n .

3.2.5 Cas limite – Alignement d'un grand nombre de sources :

Considérons un réseau de longueur finie contenant un grand nombre de sources. Il se caractérise par la directivité maximale et la fonction de directivité :

$$D_{max} = \frac{\frac{2\pi d}{\lambda}}{\int_0^{\frac{2\pi d}{\lambda}} \left(\frac{\sin(n\frac{\psi}{2})}{n \cdot \sin(\frac{\psi}{2})} \right) d\psi} \text{ et } D = D_{max} \left(\frac{\sin(n\frac{\psi}{2})}{n \cdot \sin(\frac{\psi}{2})} \right)^2 \quad (3.46)$$

La longueur L du réseau est telle que : $nd = L$, donc comme :

$$\begin{aligned} \frac{n\psi}{2} &= \frac{n}{2} \cdot \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta \\ \frac{n\psi}{2} &= \frac{\pi L}{\lambda} \cos \theta \end{aligned} \quad (3.47)$$

On posera $\frac{n\psi}{2}$ égal à x , si $nd = L \gg \lambda$, on peut écrire, :

$$\begin{aligned} D_{max} &= \frac{\frac{2\pi d n}{\lambda \cdot 2}}{\int_0^{\frac{2\pi d n}{\lambda \cdot 2}} \left[\frac{\sin x}{n \sin \frac{x}{n}} \right]^2 dx} \cong \frac{\frac{\pi \cdot L}{\lambda}}{\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx} \\ \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx &= \frac{\pi}{2} \\ D_{max} &= \frac{2L}{\lambda} \\ D &= \frac{2 \cdot L}{\lambda} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot L}{\lambda} \cos \theta\right)}{\frac{\pi \cdot L}{\lambda} \cos \theta} \right)^2 \end{aligned} \quad (3.48)$$

On remarquera que pour $d = \lambda/2$, $L = nd$, $D_{max} = 2nd/\lambda = n$, ce qui est le résultat énoncé par la relation 3.45, et admettrons la validité des relations précédentes.

$$0,3 < \frac{d}{\lambda} < 0,7$$

On peut aussi essayer d'associer cette directivité maximale à une simple géométrie de lobe d'antenne. En fait, le diagramme obtenu est de révolution autour de OZ et a la forme du schéma ci-dessous :

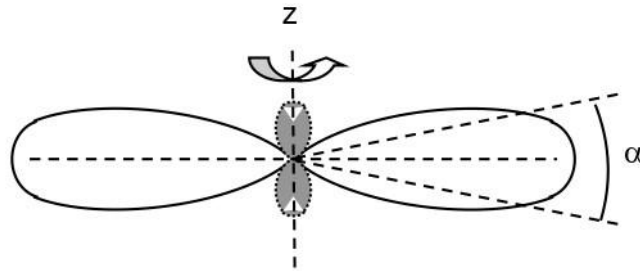


FIGURE 0-1: GEOMETRIE DE LOBE D'ANTENNE

Et la directivité est pointée vers la direction du rayonnement maximum, ce qui donne :

$$D = \frac{2 \cdot L}{\lambda} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot L}{\lambda} \sin \alpha\right)}{\frac{\pi \cdot L}{\lambda} \sin \alpha} \right)^2 \quad (3.49)$$

Les premiers zéro de la directivité D sont rencontrés pour :

$$\frac{\pi L}{\lambda} \sin \alpha = \pi; \text{ soit : } \sin \alpha = \alpha = \frac{\lambda}{L} \quad (3.50)$$

On peut alors penser que la puissance est concentrée à l'angle α , qui est proche l'ouverture à « 3 dB » du lobe principal. Soit comme : $D_{\max} = 2 \cdot L / \lambda$:

$$\alpha \cong \frac{\lambda}{L} \text{ et } D = \frac{2}{\alpha} \quad (3.51)$$

Ce qui revient à dire que le comportement d'alignement se comporte en première approximation comme une antenne idéale, et la puissance est concentrée dans l'angle solide

$\Omega = 2 \pi \alpha$, et sa directivité est :

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} = \frac{4\pi}{2\pi\alpha} = \frac{2}{\alpha} \quad (3.52)$$

Cette règle simple ne fonctionne évidemment valablement que s'il n'y a pas de lobes de périodicité.

3.2.6 Réseaux plans de sources d'amplitudes identiques :

Le réseau est constitué d'un ensemble de sources régulièrement disposées sur un plan XOY, le long de n lignes parallèles à OX et m colonnes parallèles à OY.

Suivant OX, les sources sont séparées de Δy et déphasées de ϕ_x . Selon OY, les sources sont

séparées par Δy et le déphasage est ϕ_y .

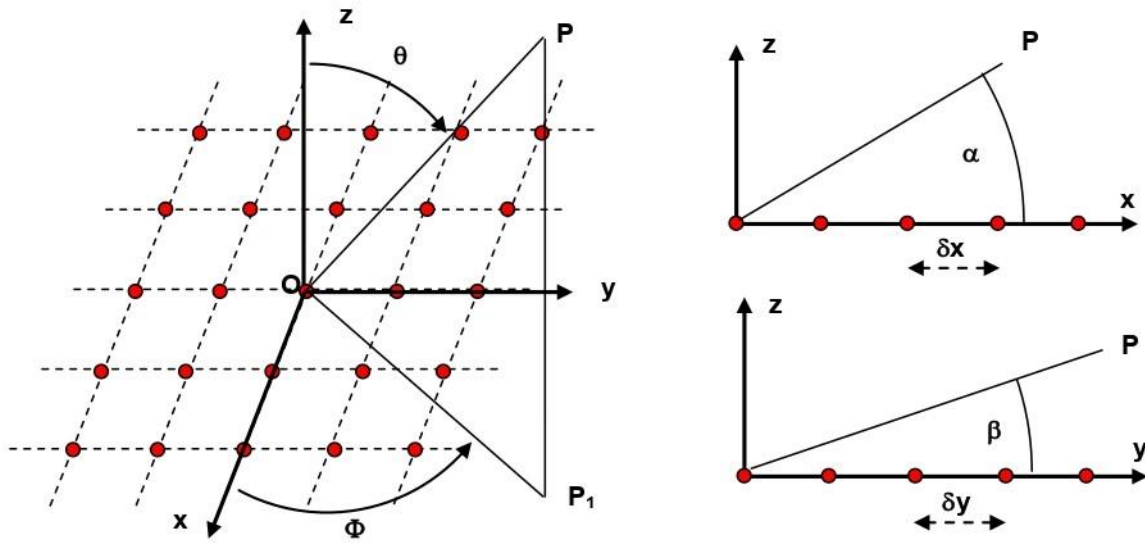


FIGURE 0-2: RÉSEAUX PLANS DE SOURCES D'AMPLITUDES IDENTIQUES

Le réseau ainsi formé peut être considéré comme l'alignement selon OY, de sources équivalente à l'alignement selon OX. On peut donc obtenir la fonction de directivité globale de l'ensemble $F(\theta, \Phi)$ en appliquant le théorème de multiplication des fonctions caractéristiques.

Soit :

$$F(\theta, \phi) = f_{oy}(\theta, \phi) \cdot f_{ox}(\theta, \phi) \quad (3.53)$$

Avec :

$$\begin{aligned} f_{oy}(\theta, \phi) &= \frac{\sin(m\psi_y/2)}{m \cdot \sin(\psi_y/2)}; \text{ et } : \psi_y = \frac{2\pi\Delta y}{\lambda} \cdot \cos \beta + \phi_y \\ f_{ox}(\theta, \phi) &= \frac{\sin(m\psi_x/2)}{m \cdot \sin(\psi_x/2)}; \text{ et } : \psi_x = \frac{2\pi\Delta x}{\lambda} \cdot \cos \beta + \phi_x \end{aligned} \quad (3.54)$$

Reportons-nous au système d'axes :

$$\begin{aligned} \alpha &= (\text{OX} \cdot \text{OP}) \\ \cos(\text{OP}_1 \cdot \text{OP}) &= \sin \theta \\ \cos(\text{OX} \cdot \text{OP}_1) &= \cos \Phi \end{aligned} \quad (3.55)$$

D'où :

$$\cos \alpha = \cos(\text{OX} \cdot \text{OP}) = \sin \theta \cos \Phi \quad (3.56)$$

De même :

$$\cos \beta = \cos(OY.OP) = \sin \theta \sin \phi \quad (3.57)$$

D'où la fonction caractéristique du réseau plan :

$$F(\theta, \phi) = \frac{\sin \frac{n}{2} \left(\frac{2\pi \Delta x}{\lambda} \sin \theta \cdot \cos(\phi + \phi_x) \right) \sin \frac{m}{2} \left(\frac{2\pi \Delta y}{\lambda} \sin \theta \cdot \cos(\phi + \phi_y) \right)}{n \cdot \sin \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi \Delta x}{\lambda} \sin \theta \cdot \cos(\phi + \phi_x) \right) m \cdot \sin \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi \Delta y}{\lambda} \sin \theta \cdot \cos(\phi + \phi_y) \right)} \quad (3.58)$$

Le lobe principal du réseau est obtenu pour ψ_x et ψ_y nul. Soit pour :

$$\cos \alpha_0 = -\frac{\phi_x \lambda}{2\pi \Delta x} \text{ et } \cos \beta_0 = -\frac{\phi_y \lambda}{2\pi \Delta y} \quad (3.59)$$

Ces deux angles étant liés par la relation :

$$\sin^2(\theta_0) = \cos^2(\alpha_0) + \cos^2(\beta_0) \quad (3.60)$$

Ces deux équations définissent deux cônes de révolution, le premier autour de OX et le second autour de OY. Les directions des lobes principaux correspondent aux intersections de ces deux cônes. Surtout pour $\phi_x = \phi_y = 0$, les deux cônes se réduisent à des plans, et les lobes principaux correspondent aux directions positive et négative de l'axe OZ.

De plus, afin d'éviter l'apparition des lobes de périodicité, il est nécessaire que les espacements Δx et Δy selon OX et OY, respectent les conditions suivantes :

$$\Delta x < \frac{\lambda}{1 + \cos \alpha_0} \text{ et } \Delta y < \frac{\lambda}{1 + \cos \beta_0} \quad (3.61)$$

3.2.7 Réseaux de sources d'amplitudes différentes :

Les réseaux de sources d'amplitudes égales permettent d'obtenir le maximum de gain à nombre de sources ou surface, donné. Par contre, les lobes secondaires ont un niveau relativement élevé (si n est grand, le premier lobe secondaire est de l'ordre de 13 dB).

Dans le cas du radar par exemple, on ne peut pas tolérer des lobes secondaires d'un tel niveau. Afin de réduire les lobes secondaires, on fait décroître symétriquement l'amplitude du champ rayonné du centre d'alignement à son extrémité.

Dans de nombreux cas, on ramène l'étude d'un réseau à celui de son rayonnement à celui de son rayonnement dans les plans des alignements principaux.

Soit $E_1, E_2 \dots E_p$ l'amplitude de chaque source à partir du centre. Si le nombre de sources est impair, l'amplitude de la source centrale sera prise égale à $2.E_1$. On prend le centre d'alignement comme référence, et on pose :

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \quad (3.62)$$

Ensuite, nous pouvons calculer le champ électrique global généré par toutes les sources. Ceci est fait en regroupant d'abord deux à deux les sources de même rang, soit :

❖ Pour N pair :

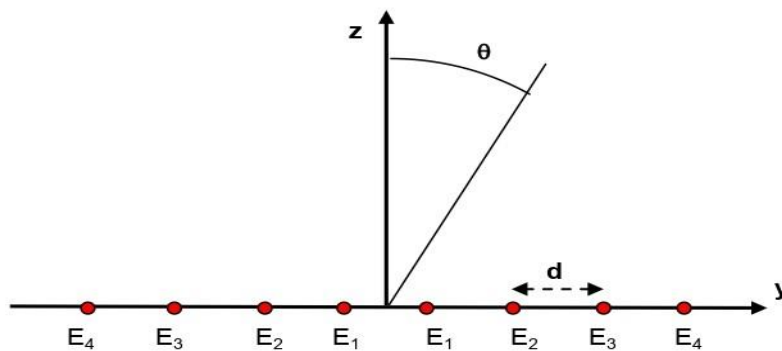


FIGURE 0-3: REGROUPEMENT DE SOURCES DANS LE CAS N PAIR

$$\begin{aligned} e_n &= E_n \left[\exp \left\{ j \frac{2\pi(2n-1)d}{\lambda} \frac{1}{2} \sin \theta \right\} + \exp \left\{ -j \frac{2\pi(2n-1)d}{\lambda} \frac{1}{2} \sin \theta \right\} \right] \\ e_n &= E_n \left[\exp \left\{ j(2n-1) \frac{\psi}{2} \right\} + \exp \left\{ -j(2n-1) \frac{\psi}{2} \right\} \right] \\ &= 2E_n \cos(2n-1) \frac{\psi}{2} \end{aligned} \quad (3.63)$$

Si $N = 2.n$ est le nombre total de sources, on peut obtenir en sommant les θ_n :

$$E = 2 \left[E_1 \cos \frac{\psi}{2} + E_2 \cos \left(3 \frac{\psi}{2} \right) + E_3 \cos \left(5 \frac{\psi}{2} \right) + \dots \dots \dots + E_{\frac{N}{2}} \cos \left((N-1) \frac{\psi}{2} \right) \right] \quad (3.64)$$

❖ Pour N impair

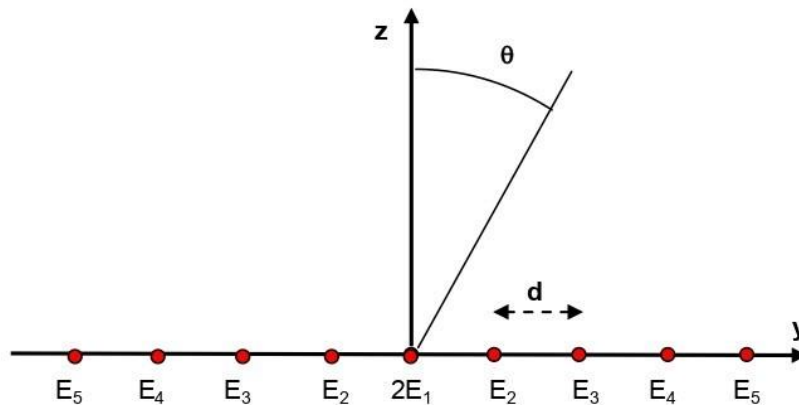


FIGURE 0.4: REGROUPEMENT DE SOURCES DANS LE CAS N IMPAIR

$$\begin{aligned}
 e_n &= E_n \left[\exp \left\{ \frac{j2\pi}{\lambda} (n-1) \cdot d \cdot \sin \theta \right\} + \exp \left\{ \frac{-j2\pi}{\lambda} (n-1) \cdot d \cdot \sin \theta \right\} \right] \\
 e_n &= E_n [\exp\{j(n-1)\psi\} + \exp\{-j(n-1)\psi\}] = 2E_n \cos(n-1)\psi
 \end{aligned}
 \tag{3.65}$$

Soit si $N = 2n + 1$ est le nombre total de sources, on obtient :

$$E = 2 \left[E_1 + E_2 \cos \left(2 \frac{\psi}{2} \right) + E_3 \cos \left(4 \frac{\psi}{2} \right) + \dots \dots \dots + E_{\frac{N-1}{2}} \cos \left((N-1) \frac{\psi}{2} \right) \right]
 \tag{3.66}$$

Dans les deux cas, le champ résultant est la somme de termes de la forme :

$$\cos \left(m \frac{\psi}{2} \right)
 \tag{3.67}$$

Expression qui peut s'exprimer en fonction d'une somme de termes de la forme :

$$\cos \left(m \frac{\psi}{2} \right) = \sum a_p \left(\cos \frac{\psi}{2} \right)^p
 \tag{3.68}$$

qui sont des polynômes de *Tchebycheff* ; obtenus en posant :

$$\cos \frac{\psi}{2} = x \text{ et : } \cos \left(m \frac{\psi}{2} \right) = T_m(x)
 \tag{3.69}$$

Exemple:

$$m = 0, \cos\left(0 \frac{\psi}{2}\right) = 1 = T_0(x)$$

$$m = 1, \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) = x = T_1(x)$$

$$m = 2, \cos\left(2 \frac{\psi}{2}\right) = \cos \psi = 2\cos^2\left(\frac{\psi}{2}\right) - 1 = 2x^2 - 1 = T_2(x)$$

$$m = 3, \cos\left(3 \frac{\psi}{2}\right) = 4\cos^3\left(\frac{\psi}{2}\right) - 3\cos\left(\frac{\psi}{2}\right) = 4x^3 - 3x = T_3(x)$$

$$m = p, \cos\left(p \frac{\psi}{2}\right) = \dots \dots \dots = T_p(x)$$

Les expressions du champ E rayonné deviennent :

❖ **Pour N pair :**

$$E = 2 \left[E_1 T_1(x) + E_2 T_3(x) + E_3 T_5(x) + \dots + E_{\frac{N}{2}} T_{N-1}(x) \right] \tag{3.70}$$

❖ **Pour N impair :**

$$E = 2 \left[E_1 T_0(x) + E_2 T_2(x) + E_3 T_4(x) + \dots + E_{\frac{N-1}{2}} T_{N-1}(x) \right] \tag{3.71}$$

Par conséquent, ces champs peuvent être représentés par des polynômes algébriques de degrés (N – 1) de la variable $x = \text{Cos}(\psi / 2)$.

3.2.7.1 Optimisation – méthode de Dolph – Tchebycheff :

Le problème consiste à obtenir le gain d'alignement maximal, pour un niveau relatif donné du lobe secondaire, ce qui correspond généralement à une petite ouverture du lobe principal.

On peut démontrer que cette condition est satisfaite lorsque les niveaux maximaux des lobes latéraux sont tous égaux. Cependant, le polynôme de Tchebycheff dans l'intervalle –1 à +1a de la variable, possèdent la propriété de rester entre +1 et -1, comme le montre la figure suivante :

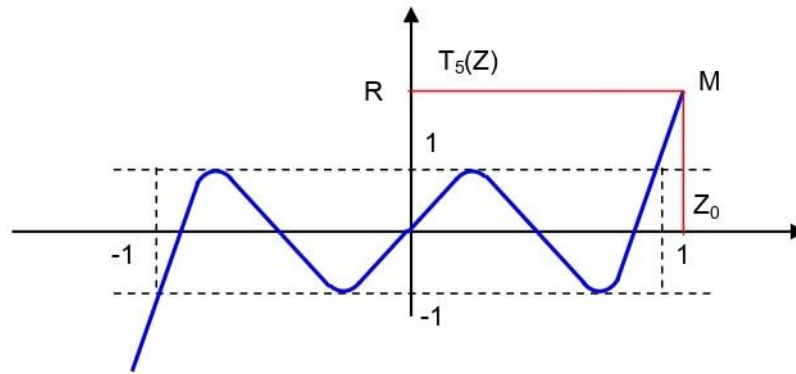


FIGURE 0.5: PLAGES DE VARIATION DU POLYNOME DE TCHEBYCHEFF.

Il suffit donc de poser par exemple que le champ total :

$$E = E_1 T_1(x) + E_2 T_3(x) + \dots + E_N T_{N-1}(x) = T_{N-1}(Z) \tag{3.72}$$

Est un polynôme de *Tchebycheff* de degré $N - 1$ de la variable Z . La méthode utilisée (méthode de *Dolph*) consiste alors à :

- Choisir la valeur maximale Z_0 de Z de telle manière que :

$$T_{N-1}(Z_0) = R \tag{3.73}$$
- Faire en sorte que pour la valeur Z_0 de Z corresponde la direction du lobe principal de l'antenne.

Dans ces conditions, le rapport entre le niveau du lobe principal et le niveau du lobe secondaire est en champ égal à R , donc en puissance à R^2 . Ceci, à condition que dans le domaine total de variation de ψ , $x = \cos \psi / 2$ et $Z = f(x)$ restent de sorte que Z varie entre -1 et Z_0 .

Posons dans le cas particulier où toutes les sources sont alimentées en phase :

$$\begin{aligned} x &= \cos \frac{\psi}{2} = \cos \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \\ Z &= Z_0 x \\ -\frac{\pi}{2} &< \theta < \frac{\pi}{2} \\ -\frac{\pi d}{\lambda} &< \frac{\psi}{2} < \frac{\pi d}{\lambda} \end{aligned} \tag{3.74}$$

Et tant que $d/\lambda < 1$, ce qui correspond dans ce cas à la non apparition de lobes de périodicités :

$$\begin{aligned} \cos \frac{\pi d}{\lambda} < x < 1 \\ Z_0 \cos \frac{\pi d}{\lambda} < Z < Z_0 \end{aligned} \quad (3.75)$$

Pour garder les lobes secondaires égaux à 1, il suffit :

$$-1 < Z, \text{ donc ; } -\frac{1}{Z_0} < \cos \frac{\pi d}{\lambda} \quad (3.76)$$

Ceci précise la condition sous laquelle les lobes de périodicité n'apparaissent pas.

En choisissant Z_0 et d , on peut obtenir les valeurs des coefficients $E_1, E_2, E_{N/2}$, en résolvant l'équation :

$$E_1 T_1(x) + E_2 T_3(x) + \dots + E_{\frac{N}{2}} T_{N-1}(x) = T_{N-1}(Z_0 x) \quad (3.77)$$

Le résultat est obtenu en identifiant les deux membres de l'équation terme à terme ; par conséquent, nous obtiendrons un système de $N/2$ équations à $N/2$ inconnues constituées par les amplitudes $E_1, E_2, \dots, E_{N/2}$ des alimentations des sources.

Par exemple, pour un réseau à 8 éléments et en choisissant R égal à 26 dB, on trouve que Z_0 est égal à 1,15, et les courants d'alimentation des éléments sont proportionnels aux nombres suivants :

$$1 \quad 1,7 \quad 2,6 \quad 3,1 \quad 3,1 \quad 2,6 \quad 1,7 \quad 1$$

On voit donc que les courants des éléments centraux n'ont pas des valeurs exagérées par rapport à ceux des éléments marginaux.

On observe également que l'élargissement du lobe principal est relativement faible par rapport au lobe principal correspondant à une répartition uniforme. Par conséquent, le « *facteur d'élargissement* » défini ne dépend que du niveau des lobes latéraux.

Il est approximativement égal à :

$$\begin{aligned} &1,05 \text{ pour des lobes latéraux à } -20 \text{ dB} \\ &1,15 \text{ pour des lobes latéraux à } -30 \text{ dB} \\ &1,30 \text{ pour des lobes latéraux à } -40 \text{ dB} \\ &1,50 \text{ pour des lobes latéraux à } -50 \text{ dB} \end{aligned}$$

Par contre, la directivité maximale d'un tel réseau, quel que soit le nombre de sources utilisées, est limitée par la valeur R (le rapport entre le lobe principal et le lobe latéral). On démontre que, quel que soit N :

$$D_{\max} < 2.R^2 \quad (3.78)$$

Pour éviter ce défaut, on peut remplacer le polynôme de Dolph-Tchebycheff par la distribution de Taylor, ce qui conduit à des diagrammes pour lesquels, à l'exception les plus proches, les lobes secondaires décroissent régulièrement.

3.3 Construction d'un réseau d'antennes à trois éléments d'antennes isotropes à la fréquence 3.5 GHz et 26 GHz :

3.3.1 Description de l'application Sensor Array Analyser :

L'application Sensor Array Analyser vous permet de créer et d'analyser des configurations de réseau de capteurs communes. Ces configurations vont des réseaux 1-D à 3-D d'antennes, de transducteurs de sonar et de microphones, et peuvent contenir des sous-réseaux. Une fois que vous avez spécifié les paramètres de la matrice et du capteur, l'application affiche les caractéristiques de performances de base telles que la directivité et les dimensions de la matrice. Vous pouvez ensuite créer divers graphiques et images de directivité.

3.3.2 Array Types (Types de baies)

Vous pouvez utiliser cette application pour afficher la directivité de ces tableaux :

- Réseau linéaire uniforme (ULA)
- Réseau rectangulaire uniforme (URA)
- Réseau circulaire uniforme (UCA)
- Réseau hexagonal uniforme (UHA)
- Réseau planaire circulaire
- Réseau concentrique
- Réseau sphérique
- Réseau cylindrique
- Tableau arbitraire

3.3.3 Subarrays (Sous-reseaux)

Vous pouvez utiliser cette application pour créer et analyser des réseaux contenant des sous-réseaux pour :

- Répliquez un réseau le long d'une grille spatiale.
- Partitionnez un plus grand réseau en sous-tableaux.

3.3.4 Élément Types (Types d'élément)

Ces éléments sont disponibles pour remplir un tableau :

- Antenne isotrope
- Antenne cosinus
- Antenne personnalisée
- Microphone cardioïde
- Microphone personnalisé
- Microphone omnidirectionnel
- Hydrophone isotrope
- Projecteur isotrope

3.3.5 Plot Options (Options de traçage)

L'application Sensor Array Analyzer peut créer ces types de traçage :

- Géométrie du tableau
- Modèles de matrice 2D
- Modèle de matrice 3D
- Lobes râpés

Ouvrez l'application Sensor Array Analyzer :

- Bande d'outils MATLAB®: dans l'onglet Applications, sous Traitement du signal et communications, cliquez sur l'icône de l'application.
- Entrez la commande MATLAB sensorArrayAnalyzer.

3.3.6 Cas de réseau 1D à la fréquence 3.5 GHz :

Dans ce cas on construire un réseau d'antennes isotropes de 10 éléments avec :

$$\frac{\lambda}{2} = 0.042857 \text{ m Et } f=3.5\text{GHz}$$

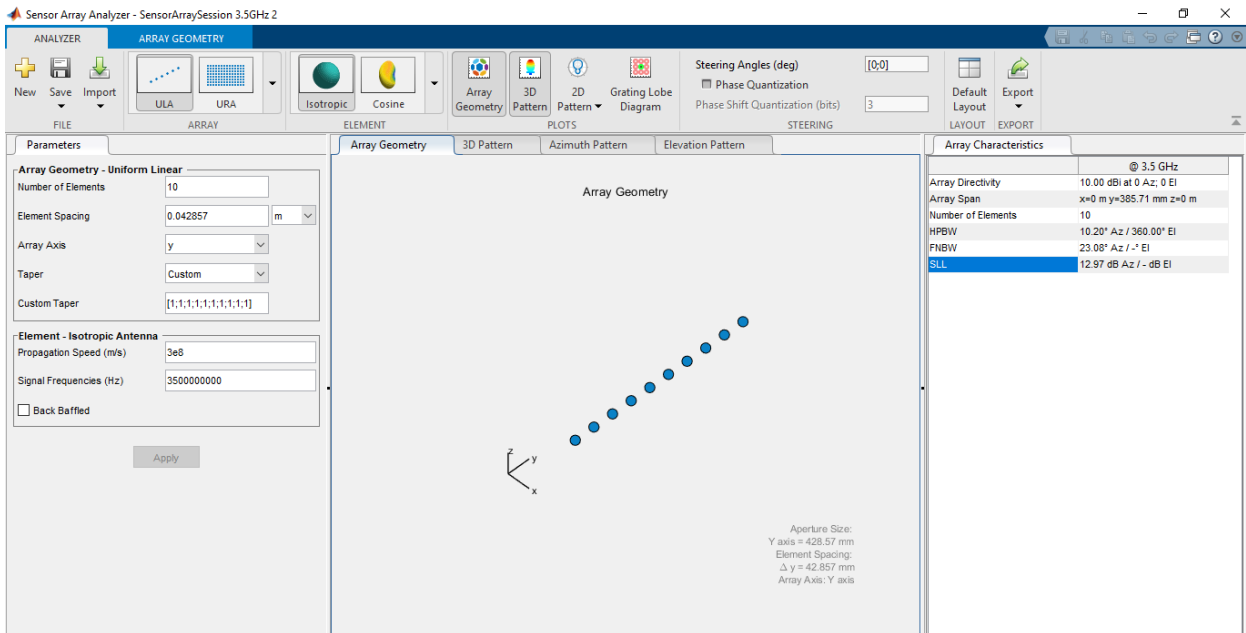


FIGURE 0.6: GEOMETRIE DU RESEAU D'ANTENNES A UNE DIMENSION 1D A LA FREQUENCE 3.5 GHZ

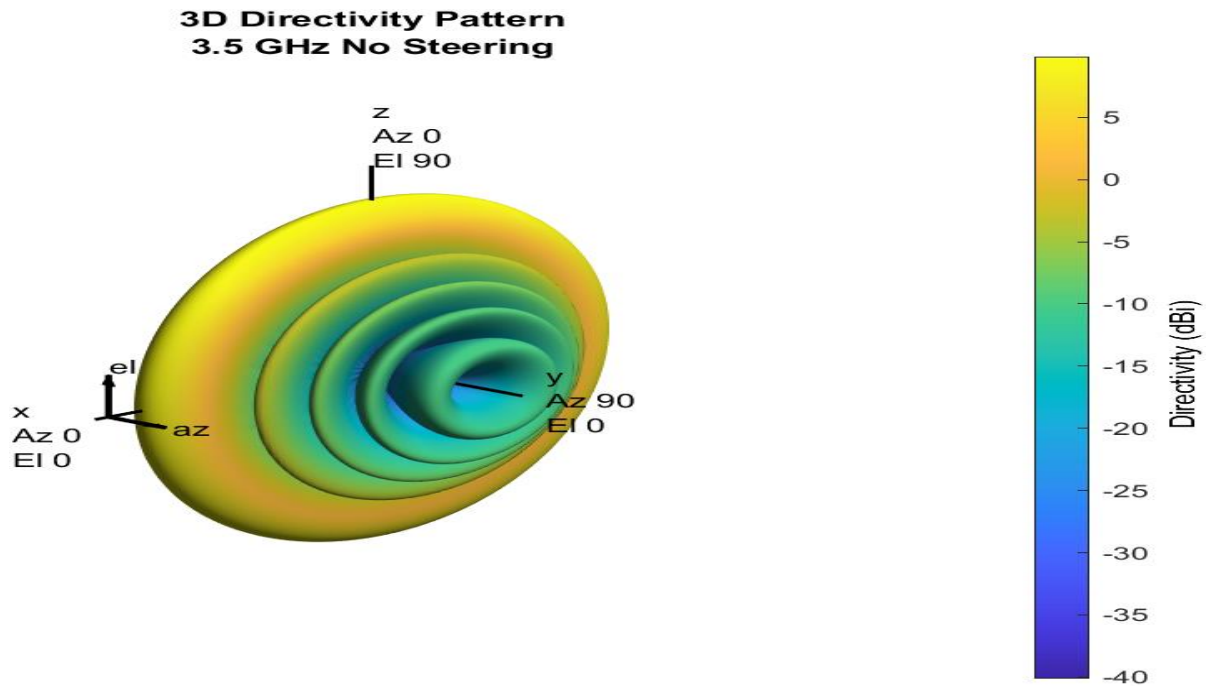


FIGURE 0.7: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 3D

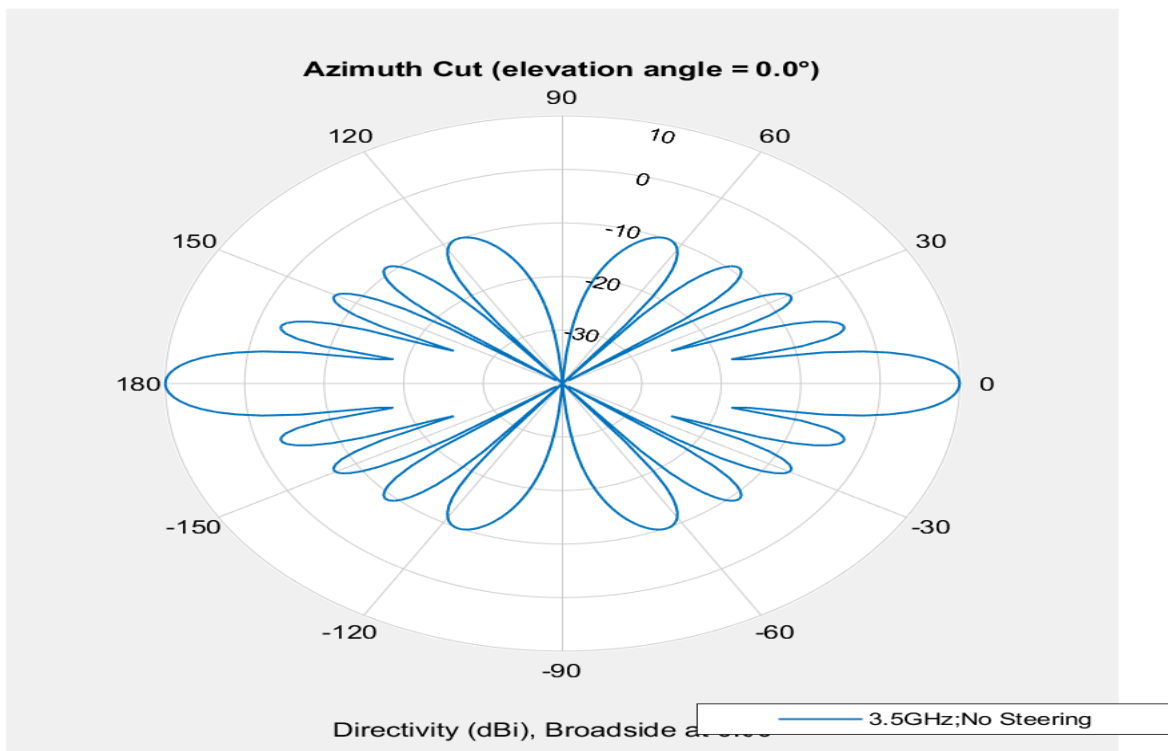


FIGURE 0.11: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 1D (COUPE EN AZIMUT)

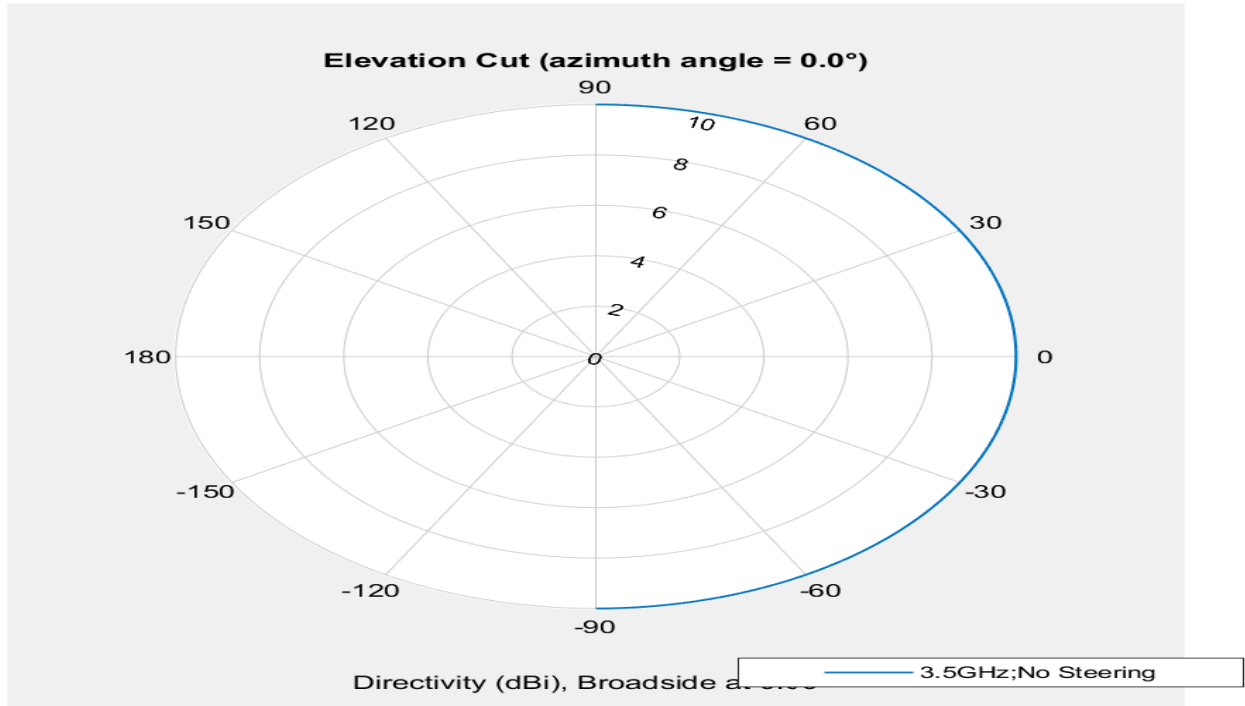


FIGURE 0.12: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 1D (COUPE EN ELEVATION)

3.3.7 Cas de réseau 1D à la fréquence 26 GHz :

On construit un réseau d'antenne isotropes à 10 éléments avec les données suivantes :

$$\frac{\lambda}{2} = 0.005769 \text{ m et } f=26\text{GHz}$$

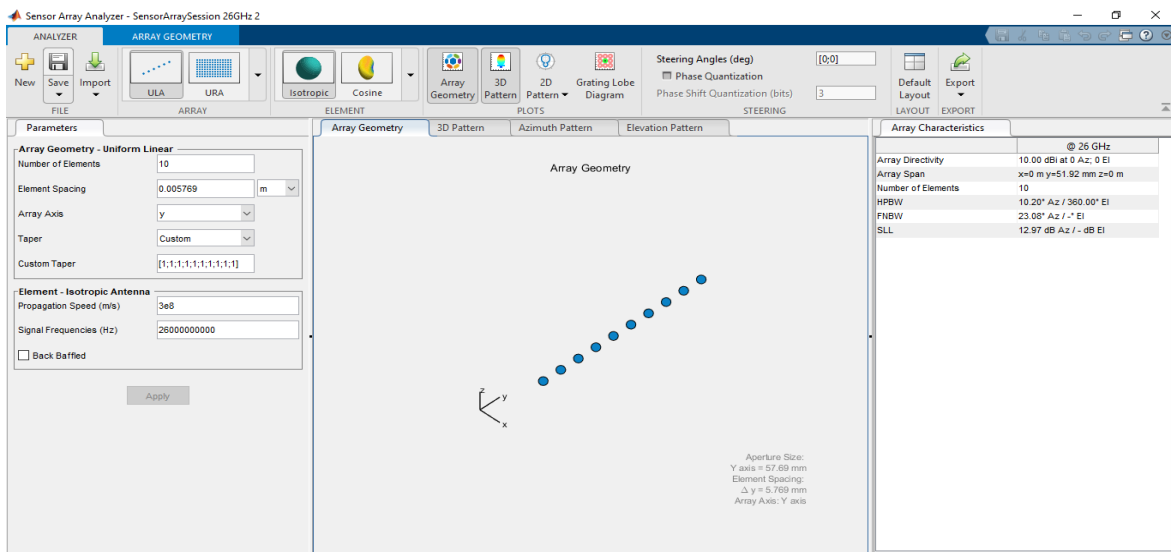


FIGURE 0.13: GEOMETRIE DU RESEAU D'ANTENNES A UNE DIMENSION 1D A LA FREQUENCE 26 GHz

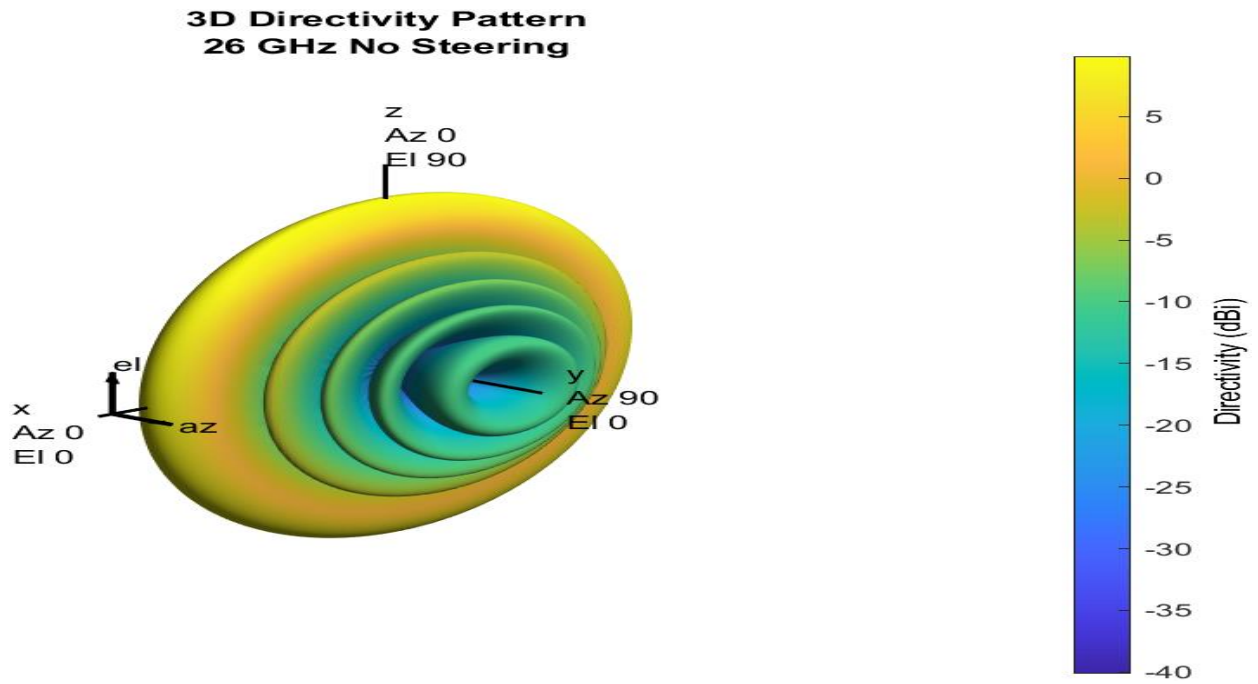


FIGURE 0.14: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 3D

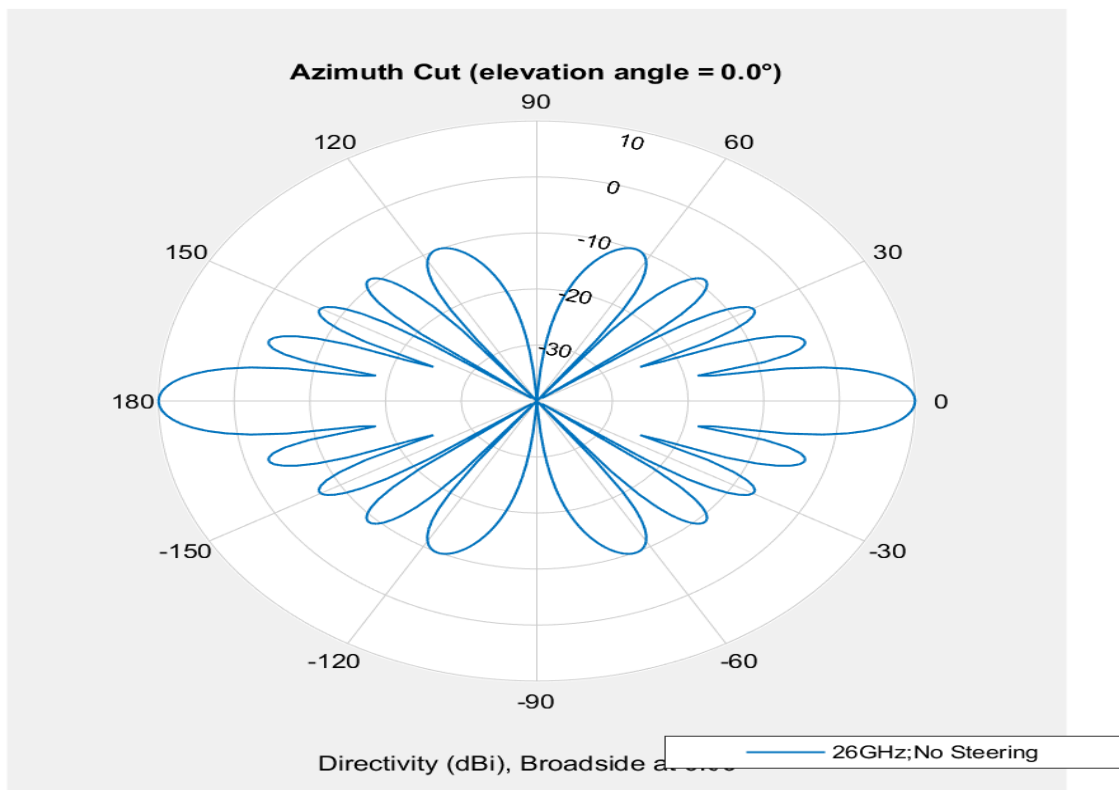


FIGURE 0.15: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 1D (COUPE EN AZIMUT)

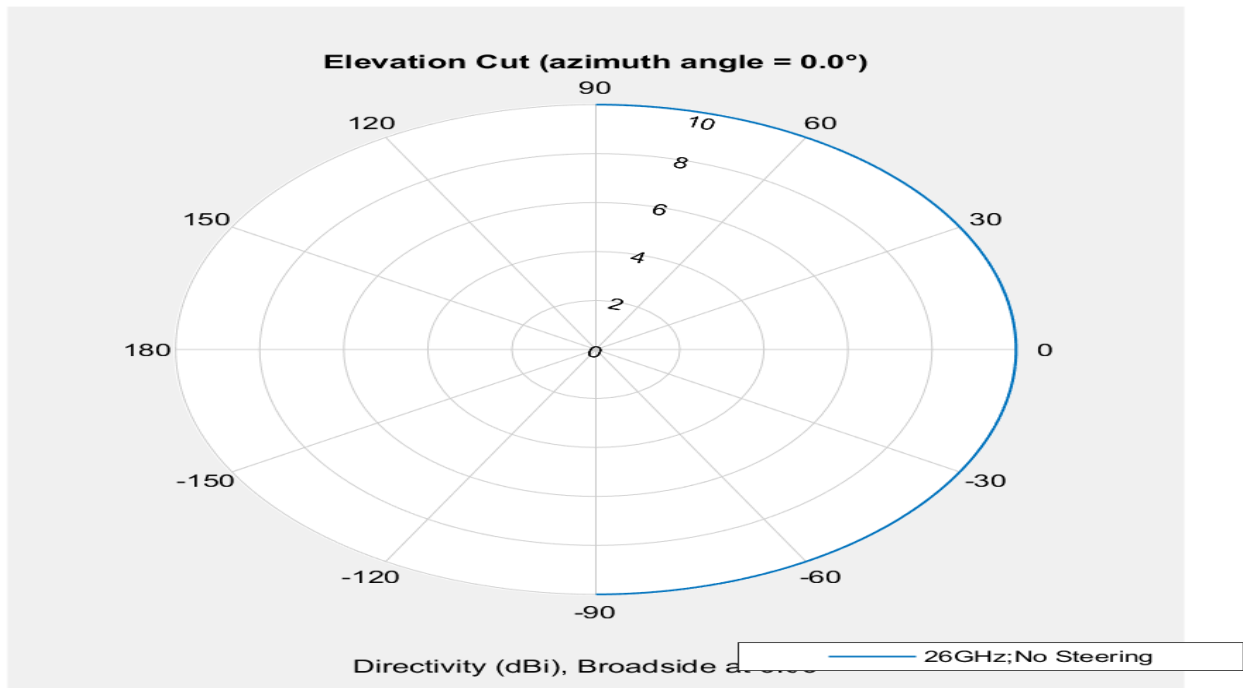


FIGURE 0.16: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 1D (COUPE EN ELEVATION)

Conséquence :

En constate que le gain à la fréquence 3.5Ghz : $G_{3.5GHz} = 12,97DB_i$ est plus important que le gain à la fréquence 26GHz : $G_{26GHz} = 10,00DB_i$ ceci dû faite que la surface effective à la fréquence 3.5 GHz est plus importante que celui à 26GHz

3.3.8 Cas de réseau 2D à la fréquence 3.5 GHz :

Dans ce cas on construire un réseau d'antenne isotropes bidimensionnel à 10 éléments avec :

$$\frac{\lambda}{2} = [0.42857 \ 0.042857] \text{ m } \text{ Et } f=3.5GHz$$

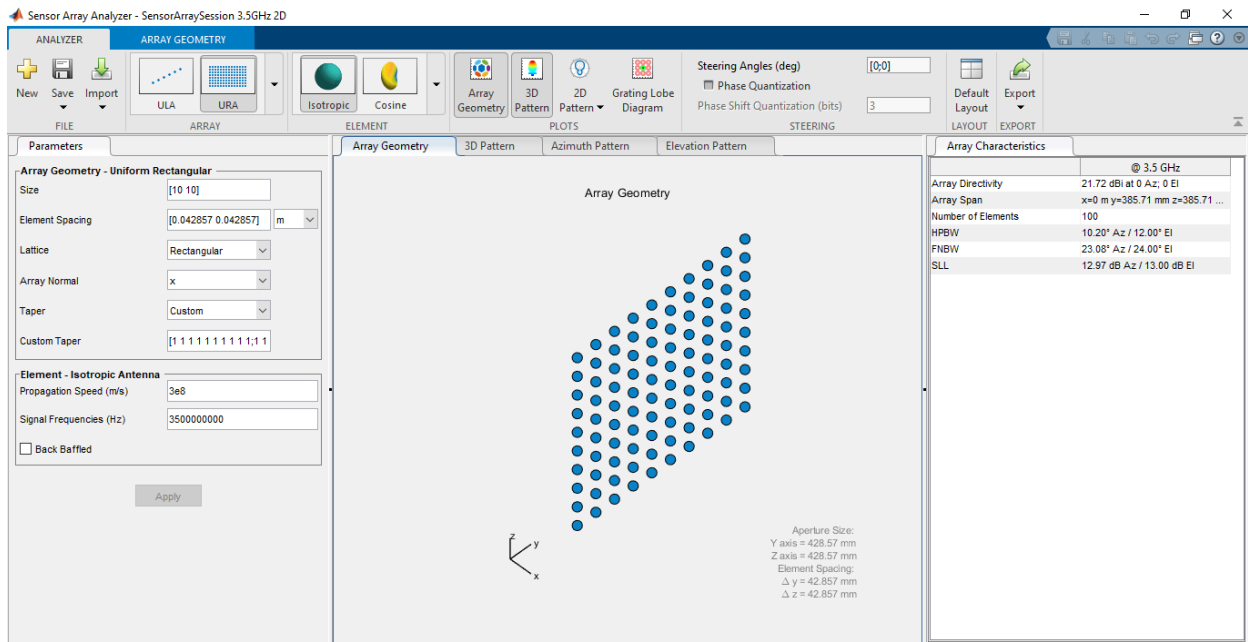


FIGURE 0.17: GEOMETRIE DU RESEAU D'ANTENNES A UNE DIMENSION 2D A LA FREQUENCE 3.5GHZ

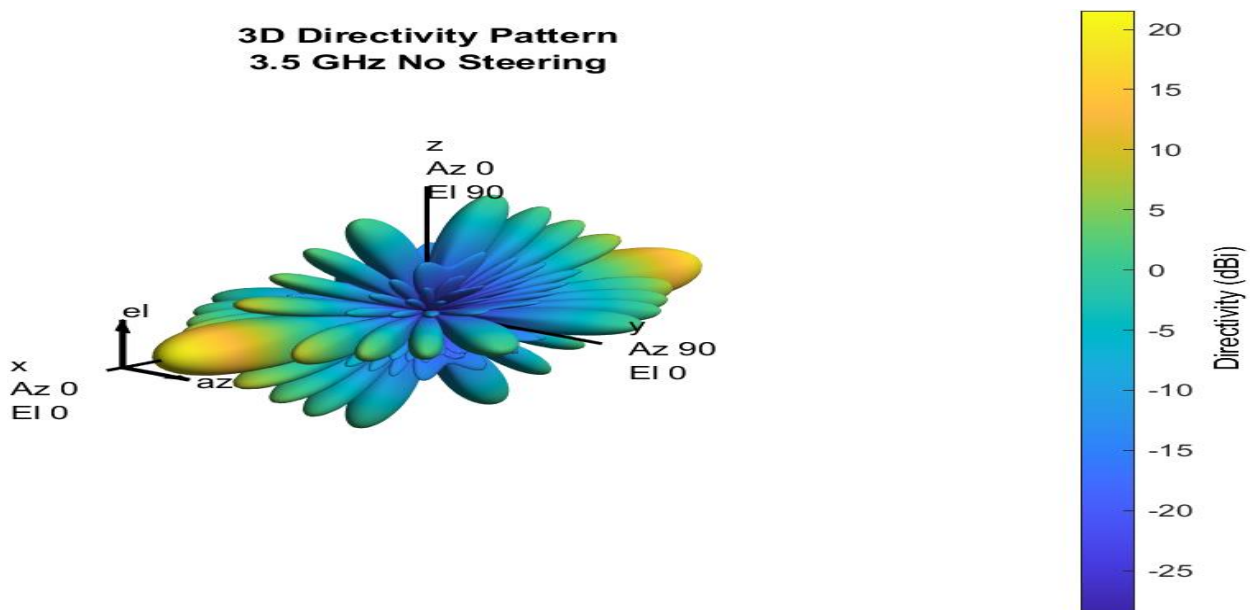


FIGURE 0.18: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 3D

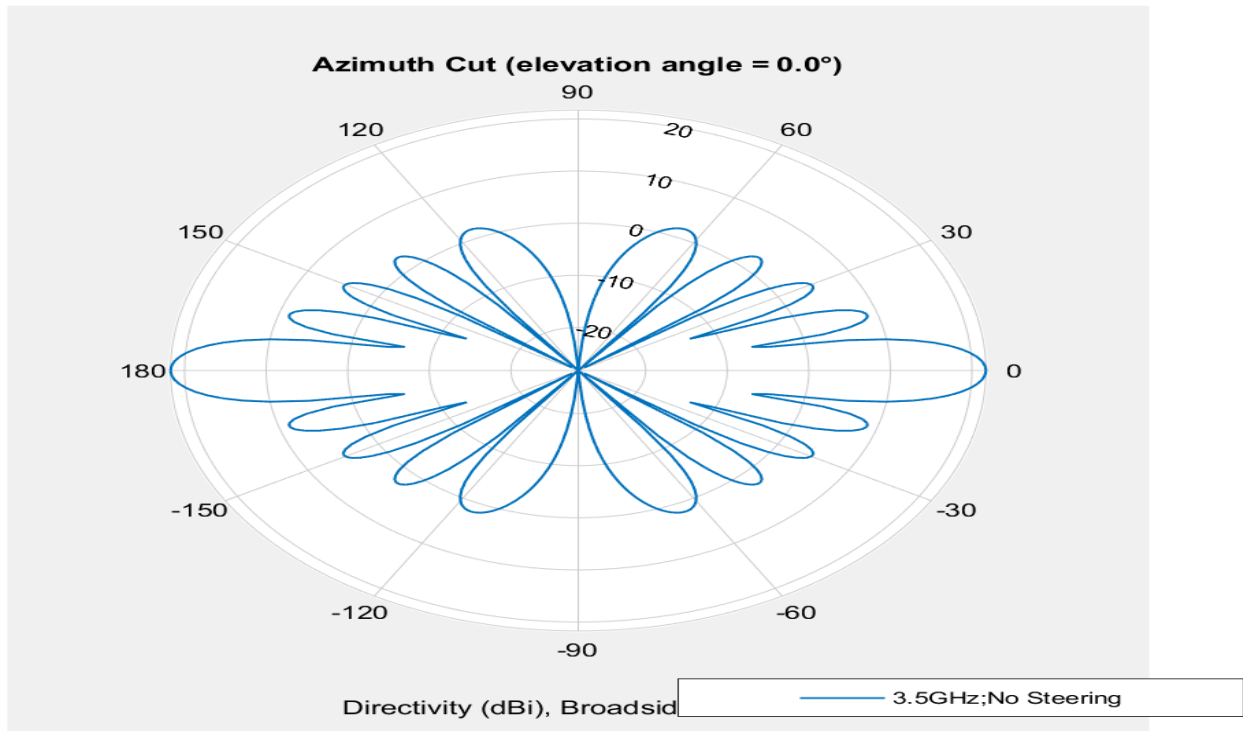


FIGURE 0.19: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 1D (COUPE EN AZIMUT)

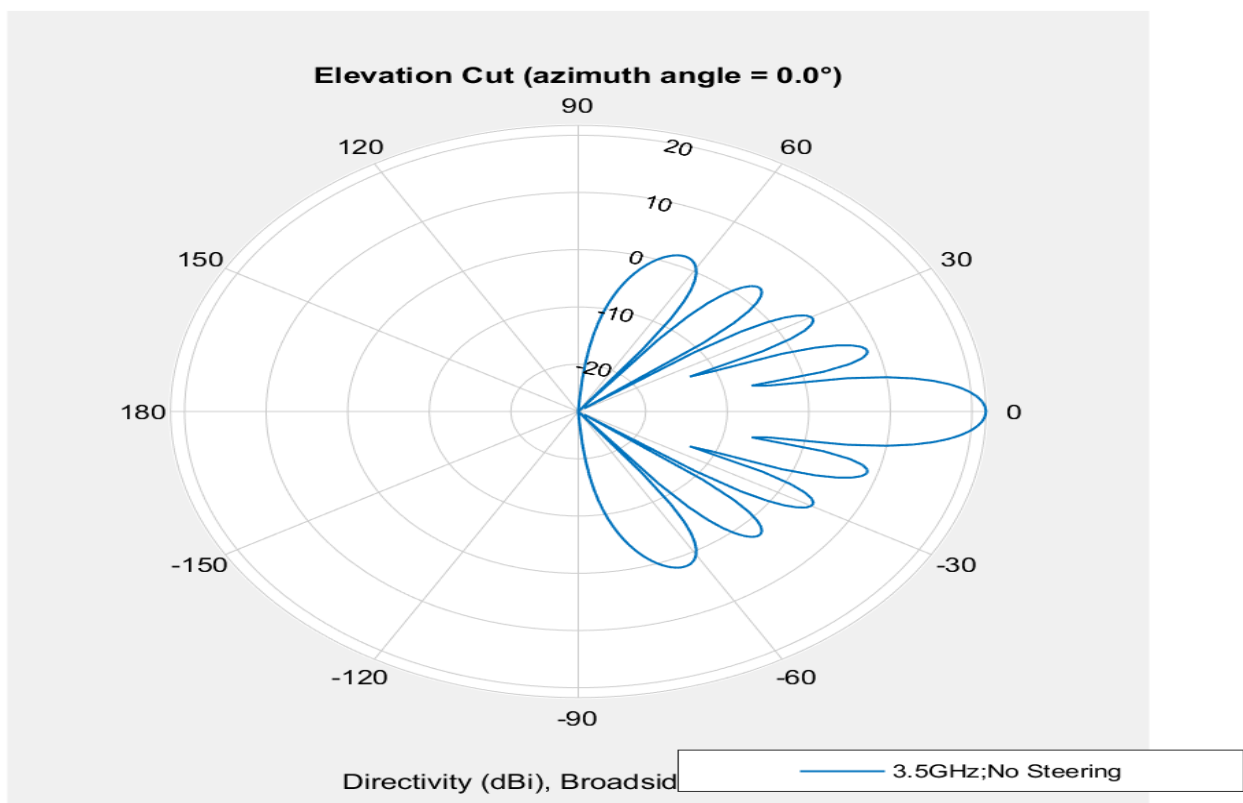


FIGURE 0.20: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 1D (COUPE EN ELEVATION)

3.3.9 Cas de réseau 2D à la fréquence 26 GHz

Dans ce cas on construit un réseau triangulaire de 10 éléments d'antenne isotropes avec :

$$\frac{\lambda}{2} = [0.011538 \ 0.011538] \text{ m Et } f=26\text{GHz}$$

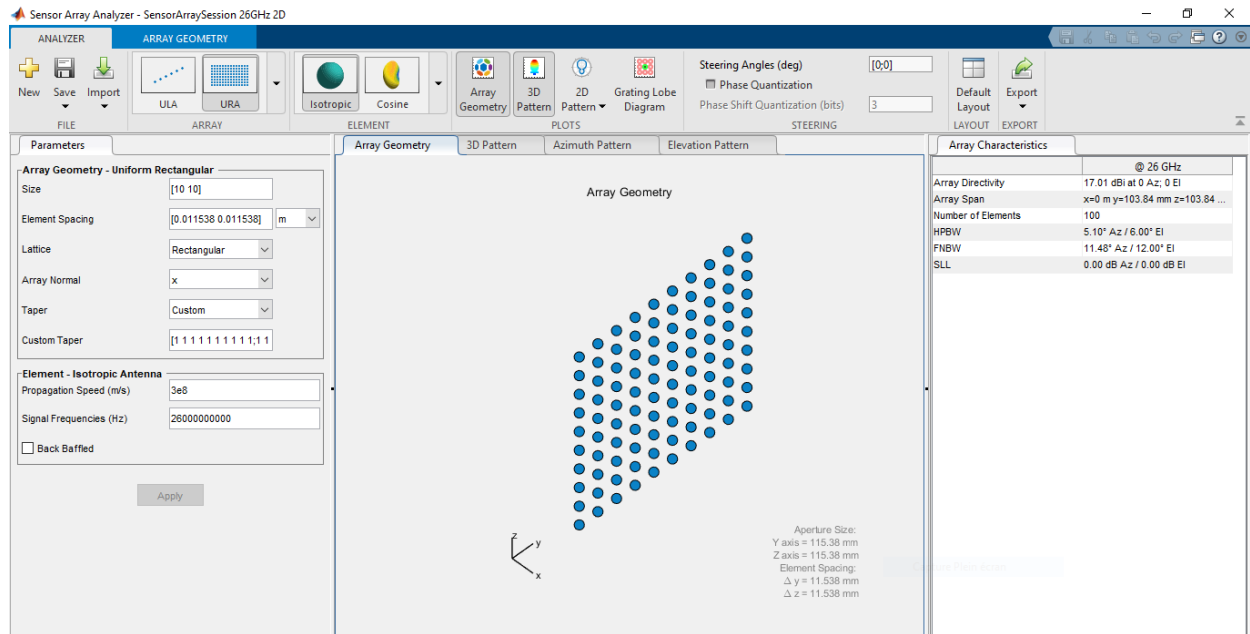


FIGURE 0.21: GEOMETRIE DU RESEAU D'ANTENNES A UNE DIMENSION 2D A LA FREQUENCE 26 GHZ

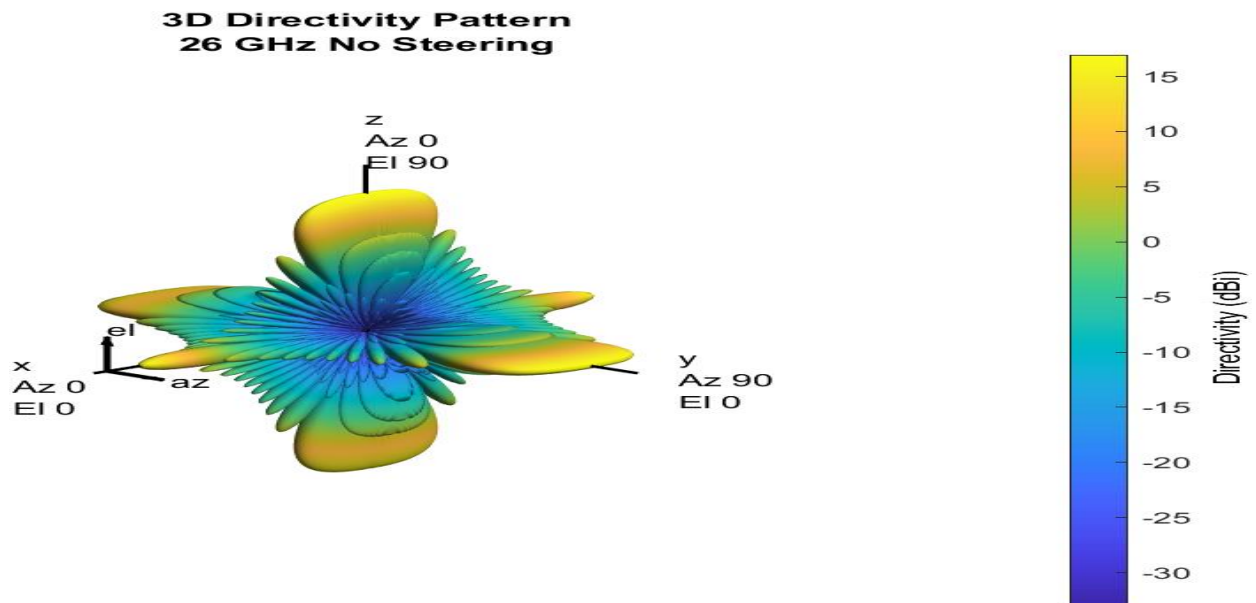


FIGURE 0.22: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 3D

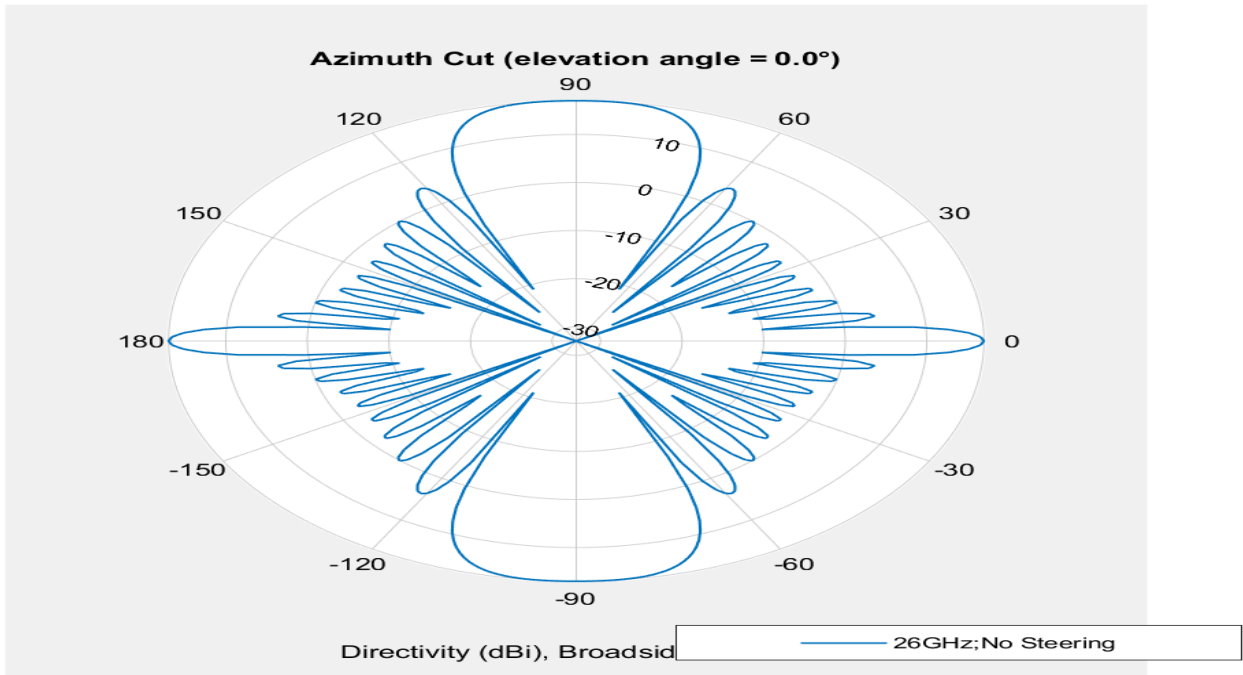


FIGURE 0.23: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 1D (COUPE EN AZIMUT)

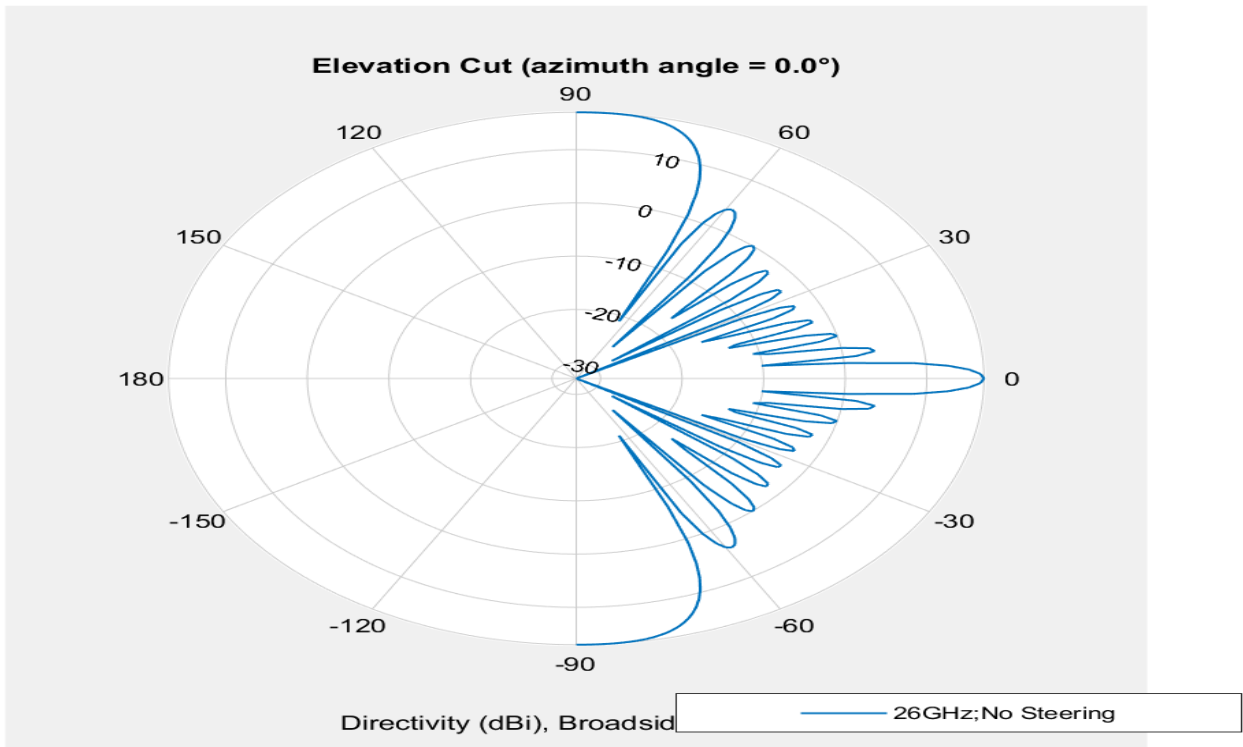


FIGURE 0.24: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EN 1D (COUPE EN ELEVATION)

Conséquence :

Même remarque que pour le réseau 1D le gain à la fréquence 3.5GHz : $G_{3.5GHz} = 21,72DB_i$ est plus important que le gain à la fréquence 26GHz : $G_{26GHz} = 17,01DB_i$ ceci dû faite que la surface effective à la fréquence 3.5 GHz est plus important que celui à 26GHz . Aussi, nous obtenons un gain plus important en 2D quel que soit la valeur de la fréquence.

Conclusion Générale

Poussée par l'intérêt croissant pour la cinquième génération (5G) en tant que technologie de télécommunications mobiles prometteuse, la communauté scientifique cherche toujours de meilleures performances. Cependant, c'est toujours un défi pour les chercheurs d'assurer une bonne qualité tout en combinant des contraintes telles que la complexité, le délai, le coût et le gain. Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons présenté un aperçu de la 5G et ses technologies clés pour se familiariser avec les concepts de base. Ensuite, nous avons introduit des antennes imprimées et des réseaux d'antennes car ils constituent une bonne solution qui peut améliorer les performances du système.

L'objectif de ce travail est de développer un système multi-antennes pour des applications 5G dans la bande des ondes millimétriques. Nous nous sommes dans un premier temps concentrés sur la conception des antennes de base qui formeront notre réseau. Évidemment, l'antenne doit offrir de meilleures performances dans la bande de fréquence requise (fréquences d'environ 3,5GHz et 26 GHz). Notre choix se porte plutôt sur une antenne imprimée car elle présente de nombreux avantages, notamment sa petite taille, qui s'intègre facilement dans le réseau. Pour cela, nous avons utilisé l'application sensor array designer de Matlab afin de construire deux cas de réseaux d'antennes isotropes à une dimension (1D) et à deux dimension (2D), et pour chaque cas de fréquences 3.5GHz et 26 GHz

Les résultats obtenus sont intéressants pour un nombre limité d'antennes, et comme perspective à notre travail consiste à étendre cette étude aux réseaux à grand nombre d'éléments pour des applications Massive MIMO.

Références

- [1] A. J. Paulraj ; D. A. Gore R. U. Nabar and H. Bölcskei. « An Overview of MIMO Communications-A Key to Gigabit Wireless ». proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 2, Février 2004.
- [2] A. Gohil, H. Modi, S. K. Patel « 5g Technology Of Mobile Communication : A Survey » Conférence Internationale Sur Les Systèmes Intelligents Et Le Traitement Du Signal 2013.
- [3] FEI Hu « Opportunities in 5g Networks a Research and development Perspective » Livre, 5 avril 2016.
- [4] Olivier Ezratty. « Opinions Libres » <https://www.oezratty.net>,20 février 2018.
- [5] A. Osseiran, J. F. Monserrat, P. Marsch « 5g Mobile and Wireless communications Technology » Livre, Juin 2016.
- [6] E. Hossain, M. Rasti, H. Tabassum, A. Abdel Nasser « Evolution towards 5g Multi-Tier Cellular Wireless Networks : An Interference Management Perspective » IEEE Wireless Communications Conférence 17 Feb 2014.
- [7] François MAGNE. « Télécommunications haut débit en ondes millimétriques »,10 mai 1998.
- [8] J. Rodriguez « Fundamentals Of 5g Mobile Networks » Livre, Institut des Télécommunications, Aveiro, Portugal, 2015.
- [9] Shahram ShahbazPanahi, Yindi Jing, in Academic Press Library in Signal Processing, Volume 7, 2018
- [10] J. Qiao « Enabling Millimètre Wave Communication For 5g Cellular Network Mac-Layer Perspective » Thèse Doctorat, Université Waterloo de Canada 2015.
- [11] P. Wallström « Device-To-Device Communications for 5G Radio Access Networks » Mémoire de Master, Université de Aalto 9 Avril 2015.
- [12] W. Xiang, K. Zheng, X. Sherman « 5g Mobile Communications » Livre, 14 octobre

Références

- [13] H. Chorfi « Conception D'un Nouveau Système D'antenne Réseau Conforme En Onde Millimétrique » Mémoire de Master, Université Québec Abitibi-Témiscamingue 2012.
- [14] D. Ameziane « Etude Et Optimisation D'antennes Fractales Plaquées » Mémoire de Magister, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen 2008.
- [15] F.A. Belainine, M.A. Salmi « Etude De La Miniaturisation Des Antennes Par Repliement Application Pour La Conception D'une Antenne 2.4ghz » Mémoire de Master, Université Houari Boumediene d'Alger 2013.
- [16] E. Dreina « Conception, Optimisation et Intégration RF d'un Système d'antennes Miniatures Multi Capteurs utilisant La diversité en Vue d'augmenter les performances Radio d'un Terminal Mobile 4g » Thèse Doctorat, Université de Grenoble, 01 juillet 2010.
- [17] S. Vergerio « Recherche Des Caractéristiques Optimales D'antennes Multi-Capteurs Pour Les Systèmes MIMO » Thèse Doctorat, Université de Provence, 06 juillet 2007.
- [18] Yijun Zhou ; Chi-Chih Chen ; Volakis, IL., "Single-fed Circularly Polarized Antenna Element With Reduced Coupling for GPS Arrays," IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol.56, no.5, pp. 1469-1472, May 2008
- [19] D. Kajfez, and P. Guillon, Dielectric resonators, Artech House, Norwood, MA, 1986.
- [20] M.L. Refice « modélisation et simulation des antennes en onde millimétrique a base de méta matériaux » Mémoire De Magister, Université Zian Achour de Djelfa 24/05/2014.
- [21] G. Irankunda, E. Ufiteyezu « étude et conception d'une antenne patch rectangulaire pour les réseaux personnels sans fils WPAN à 60 ghz » Mémoire de Master, Université Houari Boumediene d'Alger 2011.v
- [22] F.D. Valdivia « Implementación de arreglos de antenas en la banda de 28 ghz para la quinta generación móvil » Mémoire, Université Marta Abreu de las Villas 2016
- [23] W. M. Abdel Wahab, D. Busuioc, and S. Safavi-Naeini, "Millimeterwave high radiation efficiency planar waveguide series-fed dielectric resonator antenna (dra) array : analysis, design, and measurements," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, pp. 2834 - 2843, 2011.

Références

- [24] R. Ghayoula « Contribution a l'optimisation de la synthèse des antennes intelligentes par les réseaux de neurones » Thèse Doctorat, Université de Tunis El Manar 27 /12/ 2008.
- [25] C. Balanis « Antenna Theory, Analysis and Design » Livre, 1982.
- [26] N. Belgacem « Conception des antennes pifa mono-bande et multi-bandes gsm, dcs, pcs, umts et wifi pour téléphones mobiles » Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen 2013.
- [27] A. Ngom, A. Diallo, K. Talla, A. Chiabo, I. Dioum, A.C. Beye, J.M. Ribero “Antenne à double polarisation et diagramme reconfigurable destinée aux « smallcells » pour la 5G”, 20 Journées Nationales Microondes- 16 – 19 Mai 2017, SAINT MALO, France
- [28] Abdoulaye Chaibo, A. Ngom, Mahamoud Youssouf Khayal, Kharouna Talla, Aboubaker Chedikh Beye “A Novel Bow-Tie Antenna with Triple BandNotched Characteristics for UWB Applications” Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, 2016, 8, 271-282
- [29] A. N'gom, A. Diallo, A.C. Beye, J.M. Ribero, “Sous-réseau d'antennes adaptatif destiné aux réseaux 'small cells' pour la 5G” Assemblée générale GDR ONDES “Interférences d'Ondes” Sophia Antipolis 23-25 Octobre 2017

