

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET  
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE SAAD DAHLEB BLIDA 1

INSTITUT D'AERONAUTIQUE ET DES ETUDES SPATIALES

Département de Navigation Aérienne

Projet de fin d'études pour obtenir le diplôme de

**Master en Aéronautique**

Spécialité : Navigation Aérienne

Option : CNS/ATM

ETUDE ET CONCEPTION DES CONDUCTEUR MAGNÉTIQUE ARTIFICIELS  
POUR LA MINIATURISATION D'ANTENNE AEROPORTÉE

Par

**BEKHOUKH Mohamed Reda**

**KEBBABI Ines**

dirigé par :

HAMOUDA Zahir  
AZAIZIA Sawsen  
AZINE Houria

ESTA Dar El Beida  
ESTA Dar El Beida  
IAES Blida

Promoteur  
Co-promoteur  
Encadreur

Blida, juillet 2023



Aujourd'hui, alors que je termine cette étape importante de ma vie avec la rédaction de ma mémoire de fin d'études, je tiens à vous adresser cette dédicace sincère et remplie d'émotions. Votre présence et votre soutien inconditionnel ont été des piliers essentiels dans mon parcours académique, et je souhaite exprimer ma profonde gratitude envers chacun d'entre vous.

À ma mère [Oumelkhir], ma source d'inspiration et de force, vous m'avez inculqué des valeurs d'effort, de persévérance et de détermination. Votre amour inconditionnel et votre soutien indéfectible ont été une véritable source de motivation tout au long de mes études. Votre sagesse, votre soutien moral et vos encouragements ont été mes repères lorsque les défis semblaient insurmontables.

À mon père [Toufik], mon modèle et mon guide, votre expertise et votre expérience m'ont éclairé tout au long de cette aventure académique. Votre sagesse, votre mentorat et vos conseils éclairés ont joué un rôle essentiel dans ma formation professionnelle. Votre confiance en mes capacités et votre fierté constante ont été des moteurs pour donner le meilleur de moi-même.

À Ma soeur [Aya], mon amie et ma complice, tu as été ma confidente et ma supportrice inébranlable. Tes encouragements constants, ta bienveillance et ta capacité à me remonter le moral ont été d'une valeur inestimable. Ta présence m'a rappelé l'importance de l'équilibre entre le travail et les moments de détente, et j'ai pu compter sur toi pour partager mes joies et mes peines.

Et enfin, à mes chers amis qui ont été à mes côtés tout au long de cette aventure académique, je vous suis profondément reconnaissant pour votre amitié sincère et votre soutien indéfectible. Vos encouragements, vos discussions stimulantes et votre présence ont rendu ce parcours plus enrichissant et m'ont rappelé l'importance de l'esprit d'équipe.

Cette mémoire de fin d'études est le fruit de mes efforts, mais elle est aussi le reflet de l'amour, du soutien et de l'amitié qui m'ont entouré tout au long de ce voyage. Je partage cette réussite avec vous tous, car c'est grâce à vous que j'ai pu atteindre ce but.

Que ce message soit le témoignage de ma gratitude éternelle envers vous tous. Vos noms resteront gravés dans les pages de ma mémoire, et votre influence continuera de guider mes pas vers de nouveaux horizons.

Avec tout mon amour et ma reconnaissance,

**[BEKHOUKH Mohamed Reda]**

Je dédie ce travail à :

Mes parents [kebbabi Maamar] et [Saidi Houria] qui ont toujours été là pour m'encourager et me pousser vers les meilleurs chemins dans toutes mes décisions.

Ma soeur [kebbabi imen] que j'aime énormément et qui a toujours été là à m'encourager.

Mon petit prince César [Med Ayhem] mon petit neveu que j'aime et j'aimerais toujours.

Madame [Benmeggoura sara] qui m'a toujours soutenu et été là pour moi.

A toutes les personnes qui me respectent et qui m'aiment.

**[KEBBABI Ines]**



# REMERCIEMENTS

**A**U moment où nous avons terminé notre projet de fin d'études nous souhaitons prendre un moment pour exprimer notre gratitude envers les personnes qui ont contribué à notre parcours académique et à la réalisation de ce travail d'initiation à la recherche. Nous tenons à vous adresser nos remerciements les plus sincères pour votre soutien et votre expertise tout au long de ce parcours.

Tout d'abord, nous aimerions exprimer notre profonde reconnaissance envers notre promoteur, Mr Hamouda Zahir, pour sa guidance précieuse et ses conseils éclairés. Votre expertise et votre dévouement infaillible ont été une source d'inspiration constante, nous poussant à repousser nos limites intellectuelles et à atteindre des résultats remarquables. Votre capacité à nous guider avec patience et à nourrir notre curiosité intellectuelle nous a permis de développer une approche analytique rigoureuse, qui a grandement enrichi notre recherche.

En outre, nous tenons à exprimer notre gratitude envers notre Co-promotrice Mme Azaizia sawsen et notre Encadreuse Mme azine Houria

Nous souhaitons également exprimer notre reconnaissance envers Mr Bousmaha Salah eddine qui nous a largement aidé dans tous les étapes de réalisation au niveau de laboratoire de structure à l'ESTA DAR EL BAIDA ainsi que Mr Terad Yacine et Mr Benghanmi Yahia pour leur soutien constant et leurs discussions stimulantes. Votre enthousiasme et votre expertise ont créé un environnement de travail dynamique et collaboratif, qui a grandement contribué à notre épanouissement académique.

Enfin, nous tenons à remercier nos familles et nos amis pour leur soutien indéfectible tout au long de ce parcours académique. Votre encouragement constant et votre croyance en nos capacités nous ont permis de surmonter les défis et de persévérer dans la réalisation de nos objectifs.

À tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce projet de fin d'études, nous vous sommes extrêmement reconnaissants. Vos conseils, vos encouragements et votre expertise ont été essentiels à notre succès. Cette expérience a été enrichissante à bien des égards, et nous sommes convaincus qu'elle aura un impact significatif sur notre carrière future.

Nous sommes profondément honorés d'avoir eu l'opportunité de mener cette recherche et de la partager avec vous. Vos contributions ont été inestimables, et nous sommes impatients de continuer à grandir en tant que professionnels grâce à vos enseignements.



## ملخص

الهوائي المثبت على الطائرة هو عنصر أساسي في أنظمة الملاحة والاتصالات الجوية؛ حيث يعتمد التواصل على مسافات بعيدة بشكل رئيسي على الهوائيات المثبتة على الطائرات في نطاقات  $\backslash\text{UHF} \backslash\text{VHF}$ . من أجل ضمان تواصل وملاحة آمنة وفعالة للطائرات، يجب أن تكون هوائيات الاتصال المثبتة على الطائرة مناسبة تمامًا لمعدل المقابل. ينقسم هدف مشروع التخرج هذا إلى جانبين، حيث نعتزم في الجانب الأول تصميم نوع جديد من هوائي ثنائي القطب مع تقليل الأرضية الكهربائية. ويتمثل الجانب الثاني في تصغير الهوائي باستخدام المادة الميتاميرية. ولتحقيق ذلك، يعد الموصل المغناطيسي الاصطناعي  $\backslash\text{CMA}$  مرشحًا جيدًا ويسمح بتقليل المسافة بين الهوائي والمنعكس الكهربائي، مما يجعل الهوائي في هذه الحالة اتجاهي النطاق ورقائق السمك.

كلمات مفتاحية هوائي ثنائي القطب ، الملاحة اللاسلكية، الموصلات المغناطيسية الاصطناعية.

## Résumé

L'antenne aéroportée est un élément clé des systèmes de navigation et de communication des aéronefs ; établir une communication longue distance repose principalement sur des antennes aéroportées en bande VHF/UHF. Pour assurer une communication et une navigation sûre et efficace pour les aéronefs, les antennes de communication aéroportées doivent être bien adaptées à leur émetteur-récepteur correspondant. L'objectif de ce projet de fin d'études se scinde en deux volets, dans le premier, nous envisageons de concevoir un nouveau type d'antenne dipôle avec un plan de masse réduit. Le deuxième volet consiste à miniaturiser l'antenne en utilisant les méta-matériaux. Pour ce faire, les conducteurs magnétiques artificiels (CMA) se présentent comme de bons candidats et permettent de réduire la distance entre l'antenne et un réflecteur électrique, l'antenne devient dans ce cas unidirectionnelle et de faible épaisseur.

**Mots-clés :** Antenne dipôle, Radio navigation, Conducteurs Magnétiques Artificiels.

## Abstract

The airborne antenna is a key component of aircraft navigation and communication systems; long-distance communication relies mainly on airborne on VHF/UHF airborne antennas. To ensure safe and safe and efficient communication and navigation for aircraft, airborne airborne communication antennas must be properly matched to their corresponding transceiver. The aim of this final year project is twofold. first, we plan to design a new type of dipole antenna with a reduced ground plan. The second involves miniaturizing the antenna using metamaterials. To achieve this Artificial magnetic conductors (AMCs) are good candidates for this, enabling reduce the distance between the antenna and an electrical reflector. becomes unidirectional and thin.

**Keywords:** Dipole antenna, Radio navigation, Artificial magnetic conductors.



# TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES	v
TABLE DES FIGURES	viii
LISTE DES TABLEAUX	x
LISTE D'ABBREVIATION	xi
INTRODUCTION GENERALE	1
1 LES ANTENNES MINIATURES	3
1.1 MINIATURISATION DES ANTENNES . . . . .	4
1.2 LES CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES . . . . .	4
1.2.1 Fréquence d'utilisation . . . . .	5
1.2.2 Le coefficient de réflexion $S_{11}$ . . . . .	6
1.2.3 Impédance d'antenne . . . . .	6
1.2.4 Bande passante . . . . .	8
1.2.5 Diagramme de rayonnement . . . . .	8
1.2.6 Directivité . . . . .	9
1.2.7 Polarisation d'une onde . . . . .	9
1.2.8 Formes . . . . .	10
1.3 LIMITES FONDAMENTAUX DES ANTENNES MINIATURES . . . . .	12
1.3.1 Efficacité de rayonnement . . . . .	12
1.3.2 La super-directivité des antennes miniatures . . . . .	14
1.4 LES TECHNIQUES DE MINIATURISATION . . . . .	15
1.4.1 Conception fractale . . . . .	15
1.4.2 Antennes à fentes . . . . .	16
1.4.3 Antennes à circuits imprimés . . . . .	16
1.4.4 Matériaux à haute permittivité . . . . .	17
1.5 ANTENNE MINIATURE A BASE DES MÉTAMATÉRIAUX . . . . .	18
2 LES CONDUCTEUR MAGNÉTIQUE ARTIFICIELS	20
2.1 DÉFINITION . . . . .	21
2.1.1 Applications des conducteurs magnétiques artificiels . . . . .	21
2.1.2 Propriétés magnétiques des conducteurs magnétiques . . . . .	21
2.1.3 Théorème des conducteurs artificielle . . . . .	23
2.1.4 Choix du conducteur magnétique artificiel . . . . .	23
2.2 TECHNIQUE DE MINIATURISATIONS DES CMA . . . . .	24
2.2.1 Utilisation des conducteurs magnétiques artificiels (CMA) pour la miniaturisation des antennes . . . . .	25

2.2.2	Les nouvelles approches . . . . .	25
2.2.3	Association des dipôles avec CMA . . . . .	26
2.3	LA THÉORIE DES IMAGES . . . . .	30
2.3.1	Notion d'impédance de surface . . . . .	31
2.3.2	Antenne à proximité d'un réflecteur PEC . . . . .	32
2.3.3	Antenne à proximité d'un réflecteur PMC . . . . .	32
2.4	INTRODUCTION SUR LE SYSTÈME ILS . . . . .	33
2.4.1	Les faisceaux radio principaux d'ILS . . . . .	33
2.4.2	Antenne ILS au sol . . . . .	34
2.4.3	Antenne ILS à bord de l'avion . . . . .	35
<b>3</b>	<b>CONCEPTION D'UNE NOUVELLE ANTENNE ILS</b>	<b>37</b>
3.1	LES STRUCTURE EBG . . . . .	38
3.1.1	La structure EBG de type « champignon » . . . . .	38
3.1.2	Structures EBG double couches . . . . .	39
3.2	CONCEPTION D'UNE SURFACE EBG POUR LE SYSTÈME ILS EN BANDE VHF	40
3.2.1	Géométrie de la nouvelle cellule EBG « CROSS » . . . . .	40
3.2.2	Modèle final cellule EBG Cross . . . . .	42
3.2.3	Caractéristiques géométriques du design final de la cellule cross .	42
3.2.4	Résultat de simulation . . . . .	43
3.2.5	Structure EBG CROSS (CMA) . . . . .	44
3.2.6	Résultats de simulation CMA . . . . .	44
3.3	ANTENNE DIPÔLE FILAIRE POUR LE SYSTÈME ILS AVEC LES CMA . . . .	46
3.3.1	Résultat de simulation Coefficient de réflexion du dipôle filaire avec les CMA . . . . .	47
3.3.2	Diagramme de rayonnement dipôle filaire avec les CMA . . . . .	48
3.4	ANTENNE DIPÔLE PLANAIRE POUR LE SYSTÈME ILS AVEC LES CMA . .	49
3.4.1	Résultat de simulation Coefficient de réflexion du dipôle planaire avec les CMA . . . . .	51
3.4.2	Diagramme de rayonnement dipôle planaire . . . . .	52
	CONCLUSION . . . . .	53
<b>4</b>	<b>RÉALISATION ET MESURES</b>	<b>54</b>
4.1	CHAIRE DE CHARGE (MATÉRIELLES UTILISÉ) . . . . .	55
4.1.1	Matérielles de réalisation . . . . .	55
4.1.2	Matériels de mesure . . . . .	57
4.2	RÉALISATION DES CONDUCTEURS MAGNÉTIQUES ARTIFICIELS (CMA) .	58
4.2.1	Impression CMA . . . . .	59
4.2.2	Collage . . . . .	60
4.3	RÉALISATION D'ANTENNE DIPÔLE FILAIRE POUR LE SYSTÈME ILS . . . .	63
4.3.1	Alimentation . . . . .	64
4.3.2	Mesures et résultats . . . . .	64
4.4	RÉALISATION ANTENNE DIPÔLE PLANAIRE POUR LE SYSTÈME ILS . . . .	68
4.4.1	Impression d'une antenne planaire . . . . .	68
4.4.2	Alimentation . . . . .	69
4.4.3	Mesures et résultats . . . . .	69
	CONCLUSION . . . . .	72
	CONCLUSION GÉNÉRALE	73

PERSPECTIVE FUTUR

74

BIBLIOGRAPHIE

75

# TABLE DES FIGURES

1.1	coefficient de réflexion d'un dipôle. . . . .	6
1.2	Schéma électrique d'antenne a l'adaptation. . . . .	8
1.3	La bande passante d'une antenne dipôle. . . . .	8
1.4	Le diagramme de rayonnement d'une antenne par rapport a une antenne isotrope. . . . .	9
1.5	Les types de polarisation d'une onde électromagnétique. . . . .	10
1.6	Antenne dipôle demi-onde. . . . .	10
1.7	Antenne monopole. . . . .	11
1.8	Antenne parabolique de type offset a foyer décalé. . . . .	11
1.9	Antenne patch. . . . .	11
1.10	Antenne yagi. . . . .	12
1.11	Exemple d'antenne fractale. . . . .	15
1.12	Exemple d'antenne a fente. . . . .	16
1.13	Exemple d'antenne imprimé. . . . .	17
1.14	Exemple d'antenne a Matériaux à haute permittivité . . . . .	18
2.1	cycle d'hystérésis du matériau[1]. . . . .	22
2.2	Antenne dipôle filaire. . . . .	30
2.3	Antenne sur un plan de masse. . . . .	31
2.4	Antenne avec réflecteur PEC. . . . .	32
2.5	Antenne avec réflecteur PMC. . . . .	33
2.6	Système ILS. . . . .	34
2.7	Disposition possible des antennes ILS. . . . .	36
3.1	Exemple d'une surface EBG de type champignon. . . . .	38
3.2	Structures EBG double couches. . . . .	39
3.3	Les étapes de création de la cellule CROSS. . . . .	41
3.4	Diagramme de réflexion de phase variations. . . . .	42
3.5	design final cross. . . . .	42
3.6	Les paramètres géométriques sur le design CROSS. . . . .	43
3.7	Simulation de cellule CROSS. . . . .	44
3.8	structure EBG 7x2 (CMA. . . . .	44
3.9	Simulation de cellule CROSS. . . . .	45
3.10	Le champ électromagnétique distribué au long de la structure EBG. . . . .	46
3.11	Paramètres géométriques du dipôle filaire. . . . .	46
3.12	Optimisation de la distance entre l'antenne et structure CMA. . . . .	47
3.13	vue isométrique. . . . .	47
3.14	Résultat $S_{11}$ et comparaison MCA,PEC,PMC,espace libre. . . . .	48
3.15	Diagramme de rayonnement en 2D de dipôle filaire sur CMA. . . . .	48
3.16	gain total en 3D et en 2D de dipôle filaire sur CMA. . . . .	49

3.17	Diagramme de rayonnement de dipole filaire en 3D. . . . .	49
3.18	propriétés dipôle planaire. . . . .	50
3.19	propriétés dipôle planaire. . . . .	50
3.20	La hauteur entre le dipôle planaire et CMA. . . . .	50
3.21	vue de haut. . . . .	50
3.22	vue isométrique. . . . .	51
3.23	Paramètres $S_{11}$ de l'antenne. . . . .	51
3.24	Le champ électromagnétique distribuée au long des bras du dipôle planaire. . . . .	51
3.25	Diagramme de rayonnement en 2D de dipôle PLANAIRE sur CMA. . . . .	52
3.26	gain total en 3D et en 2D de dipôle planaire sur CMA. . . . .	52
3.27	Diagramme de rayonnement de dipôle planaire en 3D. . . . .	53
4.1	Feuille A4 de FR4 epoxy. . . . .	55
4.2	La résine et 207 durcisseur. . . . .	55
4.3	Machine CNC plasma. . . . .	56
4.4	Des fils électrique de diffèrent section 1, 1.5, 2.5 et 4. . . . .	56
4.5	Machine sous vide. . . . .	57
4.6	Chambre anéchoïque. . . . .	57
4.7	Antenne pour l'émission de type "Aaronia HyperLOG 20600 EMI". . . . .	58
4.8	Générateur de signal RF. . . . .	58
4.9	la structure CMA CROSS sous logiciel Kicad. . . . .	59
4.10	plaque CROSS imprimé avec les films. . . . .	60
4.11	La césure des feuilles FR4-Epoxy. . . . .	60
4.12	Plan de travail dédié au collage. . . . .	61
4.13	collage avec le scotche cuivre. . . . .	61
4.14	Étalement de la résine Epoxy. . . . .	61
4.15	application de sous vide. . . . .	62
4.16	Scie-cloche. . . . .	62
4.17	vue de haut. . . . .	63
4.18	vue de dessus. . . . .	63
4.19	antenne filaire avec MCA. . . . .	64
4.20	Câble d'alimentation 50 Ohm. . . . .	64
4.21	Mesure de parametre S. . . . .	65
4.22	$S_{11}$ mesuré. . . . .	65
4.23	Comparaison $S_{11}$ simulé avec celui mesuré. . . . .	66
4.24	mesure du diagramme de rayonnement filaire. . . . .	66
4.25	comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré. . . . .	67
4.26	antenne planaire sous logiciel kicad . . . . .	68
4.27	Antenne planaire. . . . .	69
4.28	câble d'alimentation 50 Ohm. . . . .	69
4.29	mesure de paramètre $S_{11}$ . . . . .	70
4.30	$s_{11}$ mesuré. . . . .	70
4.31	comparaison $s_{11}$ simulé avec celui mesuré. . . . .	71
4.32	mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne planaire. . . . .	71
4.33	comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré. . . . .	72

# LISTE DES TABLEAUX

1.1	Classification des gammes de fréquences . . . . .	5
3.1	Les paramètres d'optimisation. . . . .	42
3.2	Caractéristiques géométriques du design final de la cellule cross . .	43
3.3	Paramètres d'antenne pour l'optimisation. . . . .	46
3.4	Paramètres géométriques de l'antenne planaire. . . . .	50

# LISTE D'ABBREVIATION

ACI	Antennes à Circuits Imprimés
AEP	Antenne Electroniquement Petite
ADS	Advanced Design System
AMC	Artificial Magnetic Conductor.
BIE	Bande Interdite Electromagnétique
CEP	Conducteur Electrique Parfait
CMA	Conducteur magnitique artificiel
EBG	Electromagnetic Band Gap
HFSS	High Frequency Structure Simulator.
ILS	Instrument Landing System
GP/ GLID	Glide Path
KICad	KI Computer Aided Design
LOC	Localizer
PEC	Perfect Electric Conductor.
PMC	Perfect Magnetic Conductor.
RFID	Radio Frequency Identification
VHF	Very High Frequency
Via	Vertical Interconnect Access.
VNA	Vector Network Analyzer
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio





# INTRODUCTION GENERALE

L'AVANCEMENT rapide des technologies de communication a conduit à une demande croissante d'antennes performantes et adaptées à un large éventail d'applications. Les antennes jouent un rôle crucial dans la transmission et la réception des signaux électromagnétiques, qu'il s'agisse de la communication sans fil, des réseaux mobiles, des systèmes de navigation ou d'autres applications[2].

L'objectif de ce travail est de présenter l'étude et la conception des conducteurs magnétique artificiels pour la miniaturisation d'antenne aéroportée, en passant par une vue d'ensemble des antennes, en mettant l'accent sur leurs principes de fonctionnement, leurs caractéristiques de performance et les défis techniques auxquels elles sont confrontées. Nous explorerons les différentes catégories d'antennes, telles que les antennes filaires, les antennes planaires, les antennes imprimées, et les antennes miniatures.

Le présent mémoire traite quatre principaux chapitres dont les contenus sont les suivants :

Le *premier chapitre* nous aborderons de manière approfondie les aspects fondamentaux des antennes miniatures, en mettant l'accent sur des paramètres clés tels que le coefficient de réflexion, l'adaptation d'impédance, le gain, le diagramme de rayonnement et la largeur de bande. Nous explorerons les différentes techniques et méthodes utilisées pour optimiser ces paramètres et obtenir des performances optimales dans un encombrement réduit.

Le *deuxième chapitre* sera consacré à l'étude des conducteurs magnétiques artificiels. Nous analyserons en détail leur comportement magnétique, en mettant l'accent sur les propriétés uniques. Nous examinerons également les domaines d'application potentiels de ces conducteurs magnétiques artificiels, notamment dans le domaine de la miniaturisation des antennes grâce à leur utilisation .

Le *troisième chapitre* sera dédié à la phase de conception des structures cma et des antennes dipôle planaire et filaire. Nous présenterons les techniques de modélisation et de simulation utilisées pour optimiser les performances de ces antennes dans la bande de fréquences souhaitée. Nous discuterons également des résultats obtenus, en mettant en évidence les avantages et les limites de chaque type d'antenne.

Le *quatrième chapitre* se concentrera sur les étapes de réalisation et de mesure des antennes conçues. Nous détaillerons les procédures de fabrication, les tech-

niques de mesure utilisées et les résultats obtenus. Nous comparerons également les résultats simulés avec les résultats expérimentaux afin d'évaluer la précision de notre approche de conception.

# LES ANTENNES MINIATURES

1

## 1.1 MINIATURISATION DES ANTENNES

La miniaturisation des antennes est un enjeu majeur dans le domaine des télécommunications et de l'électronique. Les chercheurs et ingénieurs travaillent sans relâche pour développer des antennes plus petites, plus performantes et moins coûteuses. Nous allons explorer les différentes techniques et matériaux utilisés pour la miniaturisation des antennes.

Tout d'abord, il est important de comprendre que la taille d'une antenne est inversement proportionnelle à sa fréquence de fonctionnement. Ainsi, la miniaturisation d'une antenne entraîne généralement une dégradation de ses performances électriques et de rayonnement. Les concepteurs doivent donc trouver un compromis entre le taux de miniaturisation et les performances souhaitées[3].

L'une des approches pour la miniaturisation des antennes consiste à utiliser des matériaux artificiels, tels que les méta-matériaux et les matériaux à bandes interdites électromagnétiques (BIE). Ces matériaux permettent de réaliser des antennes plus petites tout en conservant de bonnes performances en termes de gain, de directivité et de polarisation[4].

La miniaturisation des antennes est également cruciale pour le développement de la technologie RFID (Radio Frequency Identification). Les étiquettes RFID doivent être discrètes et peu coûteuses pour être largement adoptées. La miniaturisation des antennes RFID peut permettre d'augmenter les cadences de production et de réduire le coût unitaire des étiquettes[5].

Enfin, les matériaux magnéto-diélectriques, qui combinent des propriétés magnétiques et diélectriques, sont également étudiés pour la miniaturisation des antennes imprimées). Ces matériaux peuvent être utilisés comme substrat pour réduire la taille des antennes patch tout en conservant de bonnes performances [6].

La miniaturisation des antennes est un domaine de recherche en pleine effervescence, avec de nombreuses avancées technologiques et matériaux innovants. Les progrès réalisés dans ce domaine permettront de développer des dispositifs de communication plus compacts, performants et économiques, ouvrant la voie à de nouvelles applications et améliorations dans le domaine des télécommunications[7].

## 1.2 LES CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES

Les caractéristiques des antennes sont importantes pour comprendre leur fonctionnement et leurs performances. Voici quelques caractéristiques clés des antennes :

### 1.2.1 Fréquence d'utilisation

La fréquence d'une antenne dépend ses caractéristiques physiques[8]. Il n'y a pas de formule mathématique unique pour calculer la fréquence d'une antenne. Cependant, la fréquence de résonance d'une antenne peut être calculée en utilisant la formule 1.1

$$f = \frac{C}{\lambda} \quad (1.1)$$

Où  $f$  est la fréquence de résonance

$C$  est la vitesse de la lumière

$\lambda$  est la longueur d'onde

La longueur d'onde dépend de la fréquence et peut être calculée en utilisant la formule 1.2

$$\lambda = \frac{C}{f} \quad (1.2)$$

Les caractéristiques de l'antenne, telles que la taille, la forme et les matériaux utilisés, influencent la fréquence à laquelle elle fonctionne le mieux. Les antennes peuvent être conçues pour fonctionner à des fréquences spécifiques, telles que celles utilisées dans les systèmes de radar ou les dispositifs de communication mobile.

TABLE 1.1 – Classification des gammes de fréquences

Classification	Gamme de fréquences	Longueurs d'ondes	Utilisation
TLF - (Tremendously Low Frequencies)	Inférieure à 3 Hz	Supérieures à 100 000 kilomètres	Champs magnétiques et électromagnétiques
ELF - (Extremely Low Frequencies)	3 Hz à 30 Hz	100 000 à 10 000 kilomètres	Ondes sonores, infra-sons, physique
SLF - (Super Low Frequencies)	30 Hz à 300 Hz	10 000 à 1000 kilomètres	Ondes sonores, ondes électriques, courant alternatif
ULF - (Ultra Low Frequencies)	300 Hz à 3000 Hz	1000 à 100 kilomètres	Ondes sonores
VLF - (Very Low Frequencies)	3 kHz à 30 kHz	100 à 10 kilomètres	Ondes sonores, ultra-sons, ondes de sol
LF - (Low Frequencies)	30 kHz à 300 kHz	10 à 1 kilomètres	Ondes de sol
MF - (Medium Frequencies)	300 kHz à 3000 kHz	1 kilomètre à 100 mètres	Ondes de sol, réfléchies
HF - Hautes Fréquences (High Frequencies)	3 MHz à 30 MHz	100 à 10 mètres	Ondes réfléchies

Suite à la page suivante

**Table 1.1 – Suite de la page précédente**

Classification	Gamme de fréquences	Longueurs d'ondes	Utilisation
VHF - (Very High Frequencies)	30 MHz à 300 MHz	10 à 1 mètre	Ondes réfléchies, directes
UHF - (Ultra High Frequencies)	300 MHz à 3000 MHz	1 mètre à 10 centimètres	Ondes directes, micro-ondes
SHF - (Super High Frequencies)	3 GHz à 30 GHz	10 à 1 centimètre	Ondes directes espace
EHF - (Extremely High Frequencies)	30 GHz à 300 GHz	1 centimètre à 1 millimètre	Ondes directes, espace
THF - (Tremendously High Frequencies)	300 GHz à 3000 GHz	1 millimètre à 100 micromètres	Espace

### 1.2.2 Le coefficient de réflexion $S_{11}$

Le coefficient en question sert à optimiser l'antenne en mettant en évidence la manière dont elle transfère l'énergie. La fréquence de résonance correspond à la fréquence à laquelle le coefficient  $S_{11}$  subit une forte atténuation, ce qui permet d'obtenir le transfert de puissance maximal entre le générateur et la charge. Le coefficient varie en fonction de la fréquence[9], comme indiqué dans la figure ci-dessous.

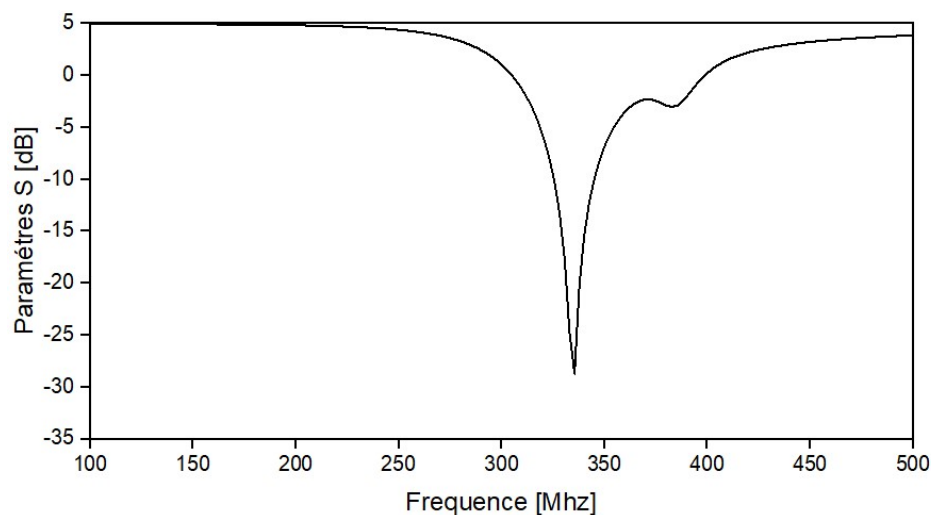


FIGURE 1.1 – coefficient de réflexion d'un dipôle.

### 1.2.3 Impédance d'antenne

#### Impédance d'entre

L'impédance d'une antenne est une mesure de la résistance qu'elle offre au courant électrique qui la traverse. Elle est exprimée en ohms et dépend de la géométrie de l'antenne. L'impédance d'antenne est importante pour assurer une bonne

adaptation entre l'antenne et le système de transmission auquel elle est connectée. Une bonne adaptation permet de minimiser les pertes de puissance et d'optimiser la transmission du signal[10]. L'impédance d'antenne est généralement complexe, avec une partie réelle (résistance) et une partie imaginaire (réactance).

La formule mathématique pour calculer l'impédance d'antenne dépend de la géométrie de l'antenne et des propriétés du matériau utilisé. Par exemple, pour une antenne dipôle, l'impédance est donnée par l'équation 1.3 :

$$Z = R + jX \quad (1.3)$$

Où R est la résistance de radiation

X est la réactance

j est l'unité imaginaire.

### Adaptation

L'impédance d'entrée de l'antenne est utilisée pour insérer cet élément de façon optimale dans la chaîne de l'émetteur (ou du récepteur). Si l'impédance caractéristique de la ligne de propagation est  $Z_0$  et l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_A$ , le signal se réfléchit à l'entrée de l'antenne avec un coefficient  $\Gamma$  dont l'expression 1.4 :

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (1.4)$$

Dans le cas où le coefficient de réflexion est non nul, un système d'ondes stationnaires apparaît et la puissance émise par le générateur n'est pas transmise de façon optimale à l'antenne. C'est donc ce cas de réflexion minimale à l'entrée de l'antenne qu'on visera. Il correspond à un paramètre de transmission de la matrice de répartition ( $S_{21}$ ) proche de 1 et à un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) proche de 0 (en valeurs linéaires).

On admet qu'une bonne adaptation est obtenue lorsque le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB. Cela correspond à un rapport d'ondes stationnaires (VSWR), compris entre 1 et 1,2. Le rapport d'ondes stationnaires est défini comme le rapport de la tension maximale à la tension minimale sur une ligne. Pour améliorer l'adaptation d'une antenne, tous les moyens associés aux techniques hyperfréquences sont utilisables.

En particulier, pour des antennes planaires, la gravure de lignes laisse une grande marge pour la conception, et les tronçons de lignes d'adaptation sont couramment introduits pour permettre l'adaptation entre la ligne et l'antenne. Des tronçons de lignes en parallèle peuvent aussi être ajoutés pour modifier la réactance.

Pour assurer une bonne adaptation, l'impédance d'antenne doit être égale à l'impédance caractéristique du système de transmission (généralement  $50\Omega$  pour les systèmes de communication)[11]. Si l'impédance d'antenne ne correspond pas à l'impédance caractéristique, des dispositifs d'adaptation d'impédance, tels que des transformateurs d'impédance ou des réseaux de correspondance, peuvent être utilisés pour ajuster l'impédance de l'antenne.

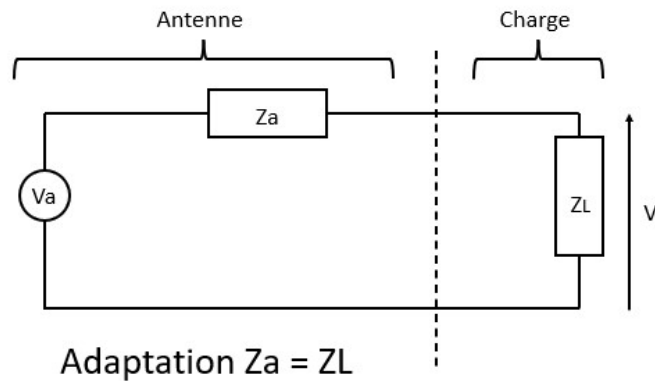


FIGURE 1.2 – Schéma électrique d'antenne à l'adaptation.

### 1.2.4 Bande passante

La bande passante est définie comme la plage de fréquences dans laquelle le transfert d'énergie est maximal[12], que ce soit de l'alimentation vers l'antenne ou de l'antenne vers le récepteur. On peut également déduire la bande passante à partir du coefficient de réflexion, sauf si le diagramme de rayonnement ne varie pas dans cette plage de fréquences (il n'y a pas de condition spécifique quant à la limite du coefficient de réflexion).

Si le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB sur la bande passante, cela indique une bonne performance de l'antenne dans cette plage de fréquences.

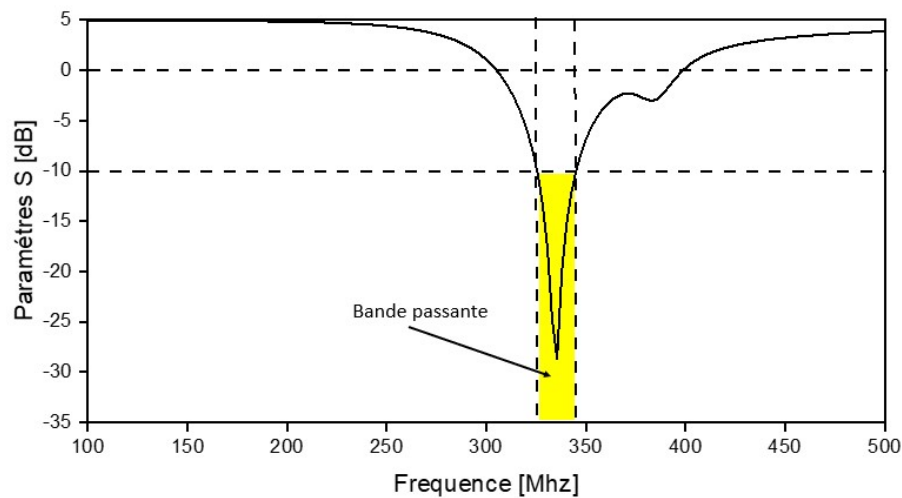


FIGURE 1.3 – La bande passante d'une antenne dipôle.

### 1.2.5 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est une représentation graphique de la puissance rayonnée par l'antenne dans différentes directions. Il est utilisé pour visualiser la directivité et la polarisation d'onde de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement peut être représenté en deux dimensions ou en trois dimensions. Les diagrammes de rayonnement en deux dimensions sont souvent utilisés pour les antennes omnidirectionnelles, tandis que les diagrammes de rayonnement en trois dimensions sont utilisés pour les antennes directionnelles.



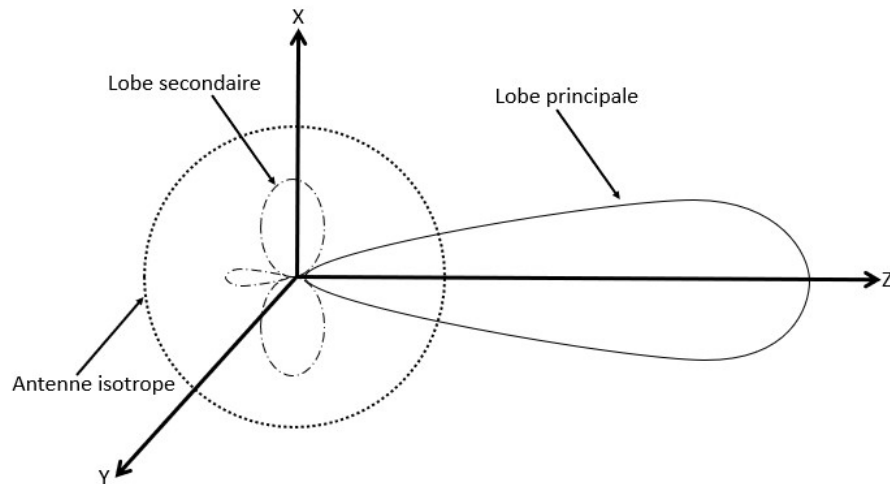


FIGURE 1.4 – Le diagramme de rayonnement d'une antenne par rapport à une antenne isotrope.

Les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus en mesurant la puissance rayonnée par l'antenne dans différentes directions à l'aide d'un équipement de mesure spécialisé. Les diagrammes de rayonnement peuvent être utilisés pour déterminer la directivité de l'antenne, la polarisation d'onde et la forme du faisceau[13]. Les formules mathématiques pour calculer le diagramme de rayonnement dépendent de la géométrie de l'antenne et de la direction de rayonnement.

### 1.2.6 Directivité

La directivité d'une antenne est une mesure de sa capacité à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction donnée. Elle est exprimée en décibels (dB) et est calculée en utilisant la formule 1.5

$$D = 4\pi \times \left( \frac{A}{\lambda^2} \right) \quad (1.5)$$

Où D est la directivité

A est la surface effective de l'antenne

$\lambda$  est la longueur d'onde.

La surface effective de l'antenne est la surface qui rayonne de l'énergie électromagnétique et dépend de la géométrie de l'antenne. La directivité est maximale dans la direction de rayonnement principal de l'antenne et diminue à mesure que l'on s'éloigne de cette direction. Les diagrammes de rayonnement sont utilisés pour visualiser la directivité d'une antenne et montrent la puissance rayonnée dans différentes directions.

Les antennes directionnelles, telles que les antennes paraboliques, ont une directivité élevée dans une direction donnée, tandis que les antennes omnidirectionnelles ont une directivité uniforme dans toutes les directions. La directivité est une mesure très importante pour la conception d'antennes[14].

### 1.2.7 Polarisation d'une onde

La polarisation d'onde d'une antenne est la direction du champ électrique de l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne[14]. Elle peut être linéaire, circu-

laire ou elliptique. La polarisation linéaire peut être verticale ou horizontale, tandis que la polarisation circulaire peut être droite ou gauche. La polarisation elliptique est une combinaison de polarisation linéaire et circulaire. La polarisation d'onde est déterminée par la géométrie et l'orientation de l'antenne. Les antennes linéaires, telles que les dipôles, ont une polarisation linéaire, tandis que les antennes à hélice ont une polarisation circulaire. La polarisation d'onde peut être représentée graphiquement en utilisant des diagrammes de polarisation. Les formules mathématiques pour calculer la polarisation d'onde dépendent de la géométrie de l'antenne et de la direction de rayonnement.

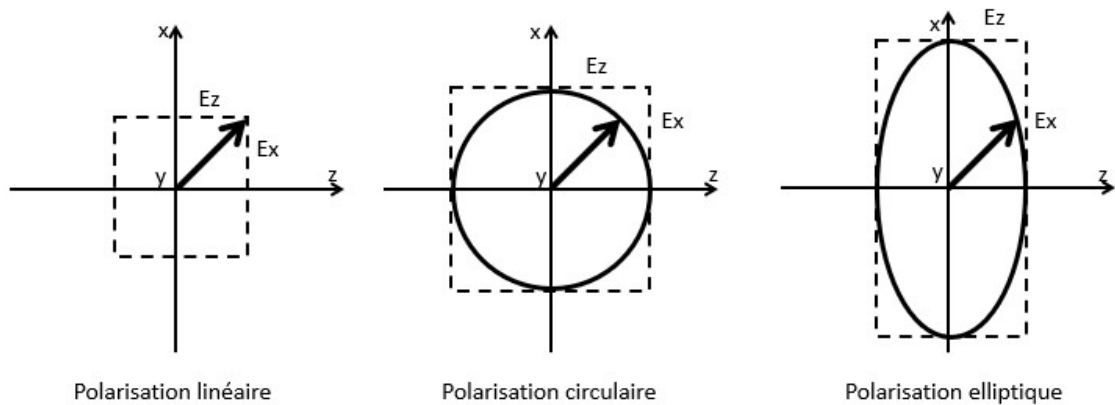


FIGURE 1.5 – Les types de polarisation d'une onde électromagnétique.

Les diagrammes de polarisation peuvent être utilisés pour visualiser la polarisation d'onde d'une antenne et sont utiles pour la conception d'antennes pour des applications spécifiques, telles que les communications par satellite.

### 1.2.8 Formes

Il existe plusieurs formes d'antennes, chacune ayant des caractéristiques spécifiques en termes de directivité, de polarisation et de fréquence de fonctionnement [14]. Voici quelques formes d'antennes courantes :

1. Antenne dipôle : C'est une antenne simple composée de deux éléments conducteurs de même longueur [15] [16], généralement un quart de la longueur d'onde ( $\lambda/4$ ). La formule pour calculer la longueur d'un dipôle est :

$$L = \frac{\lambda}{2} \tag{1.6}$$

Où L est la longueur totale du dipôle et  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal.

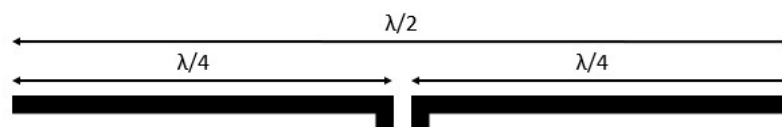


FIGURE 1.6 – Antenne dipôle demi-onde.

2. Antenne monopole : C'est une version simplifiée de l'antenne dipôle [16], composée d'un seul élément conducteur de longueur  $\lambda/4$ . Elle nécessite un plan de masse pour fonctionner correctement.

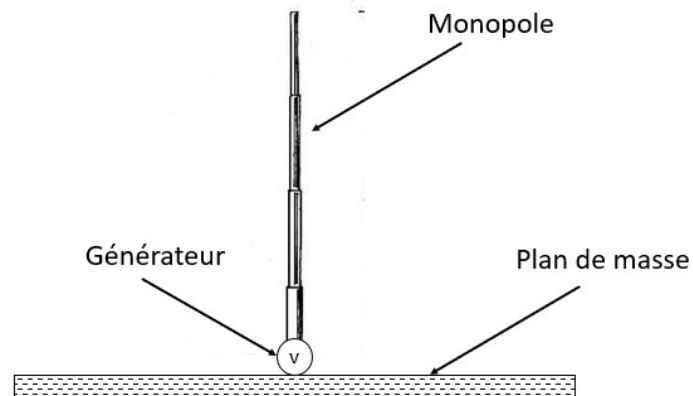


FIGURE 1.7 – Antenne monopole.

3. Antenne parabolique : Cette antenne directionnelle utilise un réflecteur parabolique pour concentrer l'énergie électromagnétique dans une direction spécifique[17]. Elle est couramment utilisée pour les communications par satellite et les radars.



FIGURE 1.8 – Antenne parabolique de type offset a foyer décalé.

4. Antenne patch : C'est une antenne planaire composée d'un élément rayonnant conducteur (patch) et d'un plan de masse, séparés par un substrat diélectrique. Les antennes patch sont couramment utilisées pour les applications de communication sans fil et les systèmes embarqués[18].

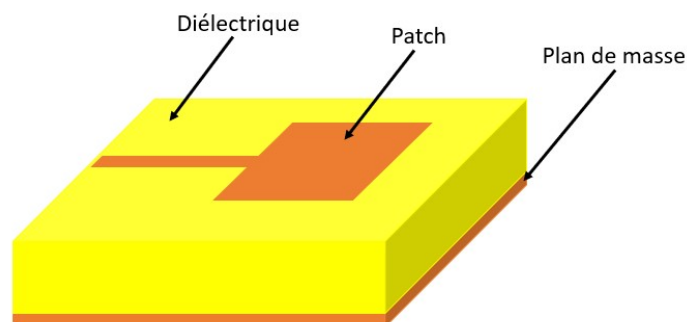


FIGURE 1.9 – Antenne patch.

5. Antenne en Yagi-Uda : Cette antenne directionnelle est composée d'un élément actif (dipôle ou monopôle) et de plusieurs éléments passifs (réflecteur et directeurs) disposés le long d'un axe. Elle offre un gain élevé et une directivité importante[19].

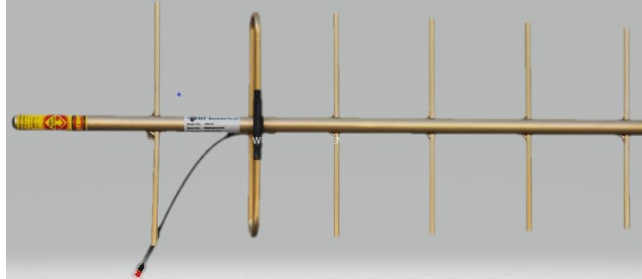


FIGURE 1.10 – Antenne yagi.

### 1.3 LIMITES FONDAMENTAUX DES ANTENNES MINIATURES

Les antennes miniatures, également appelées antennes électriquement petites (AEP)[20], présentent des limites fondamentales en termes de performances, notamment en ce qui concerne la bande passante, la directivité et l'efficacité de rayonnement. Ces limites sont principalement dues à la taille réduite de l'antenne par rapport à la longueur d'onde du signal.

#### 1.3.1 Efficacité de rayonnement

##### — Limite de Chu 1948

La limite de Chu, nommée d'après le scientifique Hong-Yee Chu, est une limite théorique sur l'efficacité de rayonnement des antennes qui sont relativement petites par rapport à leur longueur d'onde de fonctionnement[21]. Elle indique qu'il existe une efficacité maximale de rayonnement pour une antenne qui dépend de la taille de l'antenne et de sa longueur d'onde.

Dans la formule 1.7 la limite de Chu donne spécifiquement une borne supérieure sur le facteur de qualité de rayonnement  $Q$  de l'antenne :

$$Q \leq \kappa r^3 \quad (1.7)$$

Où  $\kappa$  est une constante de proportionnalité qui dépend de la géométrie de l'antenne,  $r$  est son rayon et  $Q$  est inversement proportionnel à l'efficacité du rayonnement.

La limite de Chu a été premièrement dérivée en 1948 par Hong-Yee Chu dans un document intitulé « Limitations physiques des antennes omnidirectionnelles »[21]. Ce document a montré que, pour qu'une antenne ait une efficacité de rayonnement supérieure à un seuil défini, elle doit être plus grande que certaine taille minimum. Cette taille varie en fonction de la forme et de la géométrie de l'antenne.

Bien que la limite de Chu soit un résultat théorique qui s'applique uniquement aux antennes électriquement petites, elle a des implications pratiques importantes pour la conception et le fonctionnement des antennes dans de nombreuses applications du monde réel. Les concepteurs d'antennes doivent prendre en compte la limite de Chu lors de la sélection de la taille et de la géométrie de leurs antennes, afin de maximiser leur efficacité de rayonnement et leurs performances globales[21].

— **Limite d'Harrington 1959**

La limite d'Harrington, publiée en 1959, est une limite théorique pour la taille minimale d'une antenne électrique qui peut rayonner efficacement une onde électromagnétique. Cette limite est également appelée la limite de la longueur d'onde/2 et elle est similaire à la limite d'Uzkov[22].

La limite d'Harrington est donnée par la formule 1.8 suivante :

$$D_{\min} = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (1.8)$$

où  $D_{\min}$  est la taille minimale de l'antenne et  $\lambda$  est la longueur d'onde de l'onde électromagnétique.

Cette limite est une conséquence mathématique de la théorie de la diffraction et elle est applicable à toutes les antennes électriques, qu'elles soient miniatures ou non. Elle indique que pour une efficacité de rayonnement suffisante, la taille de l'antenne doit être supérieure ou égale à  $\lambda/2\pi$ . Cette limite est plus restrictive que la limite d'Uzkov et impose une taille minimale encore plus grande pour les antennes.

Cependant, comme pour la limite d'Uzkov, il est possible de contourner la limite d'Harrington en utilisant des techniques spéciales de conception d'antennes, telles que l'utilisation d'antennes fractales ou d'autres structures qui permettent d'obtenir des propriétés électromagnétiques particulières. Ces techniques peuvent permettre de réaliser des antennes miniatures avec des performances satisfaisantes, malgré les contraintes imposées par la limite d'Harrington[22].

— **Limite de Geyi 2003**

La limite Geyi 2003 pour les antennes miniatures est une limite théorique qui permet de déterminer la taille minimale de l'antenne en fonction de sa fréquence d'opération, de son indice diélectrique et de son rendement[23].

Cette limite est définie suivant une formule mathématique 1.9 :

$$S_{\min} = \frac{k \times \lambda^2}{4 \times \pi \times n} \quad (1.9)$$

Où :

- $S_{\min}$  est la surface minimale de l'antenne en  $m^2$
- $\lambda$  est la longueur d'onde en mètres

- $n$  est l'indice diélectrique du matériau diélectrique utilisé
- $k$  est un coefficient qui dépend de la bande passante et du rendement de l'antenne. Ce coefficient peut être obtenu en utilisant les graphes de Geyi ou des simulations électromagnétiques.

Il est important de noter que cette limite est théorique et qu'il est difficile d'atteindre une antenne qui la respecte. La conception d'antennes miniatures prend en compte d'autres paramètres tels que les pertes d'insertion, les obstacles environnementaux, et les interactions avec d'autres éléments du circuit.

La limite Geyi 2003[23] est un outil de conception utile pour concevoir des antennes performantes et miniatures, car elle permet de déterminer la surface minimale de l'antenne qui permet d'atteindre un rendement satisfaisant. En utilisant cette limite, les ingénieurs peuvent alors concevoir des antennes adaptées pour les applications radio-fréquences, tels que la communication sans fil, la télédétection, et la surveillance.

### 1.3.2 La super-directivité des antennes miniatures

La super-directivité est un phénomène qui se produit lorsque l'on conçoit une antenne de manière à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière, ce qui augmente le gain de l'antenne dans cette direction. La direction de la super-directivité est généralement la direction de pointage de l'antenne[24].

La super-directivité est définie comme une directivité supérieure à celle d'une antenne de même taille avec une distribution de courant non optimisée. Elle est généralement obtenue en utilisant des sources de Huygens, qui sont des sources de courant distribuées le long de l'antenne qui sont choisies pour annuler les ondes qui se propagent dans des directions autres que la direction de pointage souhaitée.

La limite de super-directivité de Rayleigh est une limite théorique pour la directivité d'une antenne qui est basée sur la théorie de la diffraction. Elle est donnée par la formule 1.10 suivante :

$$D_{\max} = 10 \log \left( \frac{k^3 \times V}{4 \times \pi^2} \right) \quad (1.10)$$

Où  $k$  est le nombre d'onde,  $V$  est le volume de l'antenne et  $\pi$  est la constante mathématique Pi.

Il convient de noter que la super-directivité est soumise à des limites fondamentales en raison de la physique sous-jacente, telles que la limite de diffraction de Rayleigh et la limite de taille de l'antenne. La conception d'antennes miniatures avec une super-directivité est donc un défi important en ingénierie des antennes.

## 1.4 LES TECHNIQUES DE MINIATURISATION

Les techniques de miniaturisation des antennes sont essentielles pour les intégrer dans des dispositifs de communication de plus en plus compacts. La miniaturisation d'une antenne entraîne généralement une dégradation de ses performances électriques et de rayonnement, il est donc important de trouver un compromis entre la taille et les performances.

### 1.4.1 Conception fractale

La conception fractale est une technique de miniaturisation des antennes qui consiste à utiliser des motifs fractals pour créer une antenne avec une surface efficace plus grande[25]. Les motifs fractals sont des motifs mathématiques qui ont la même structure à différentes échelles. En utilisant des motifs fractals, on peut créer une antenne qui a une surface efficace plus grande, ce qui permet de réduire la taille de l'antenne tout en maintenant ses performances[26].

Les antennes fractales sont souvent utilisées dans les applications où la taille de l'antenne est un facteur critique, telles que les téléphones portables et les dispositifs sans fil. Les antennes fractales peuvent également être utilisées pour créer des antennes multibandes, ce qui permet d'utiliser une seule antenne pour plusieurs fréquences.

La conception fractale utilise des mathématiques complexes pour créer des motifs qui peuvent être utilisés pour créer des antennes de différentes tailles et formes. Les motifs peuvent être adaptés pour répondre aux besoins spécifiques de l'application, ce qui permet de créer des antennes efficaces pour des fréquences spécifiques.

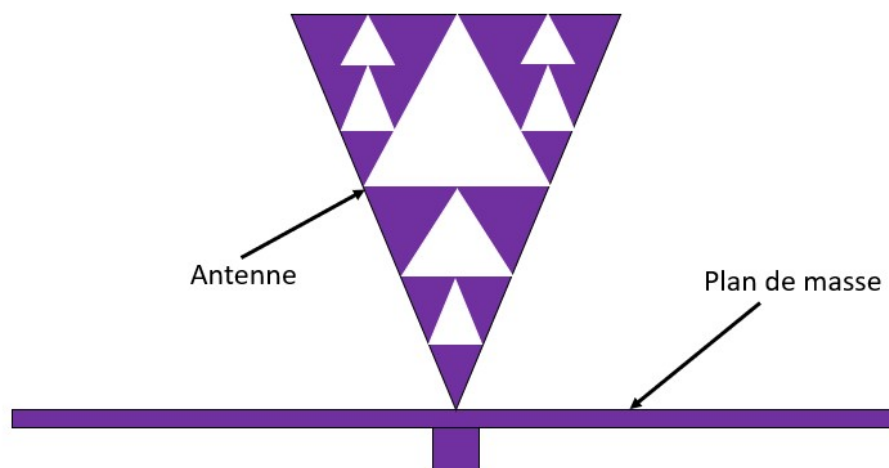


FIGURE 1.11 – Exemple d'antenne fractale.

Les antennes fractales sont souvent réalisées en utilisant des techniques d'impression 3D ou de gravure sur PCB, ce qui permet de créer des motifs précis et répétables à des coûts relativement faibles. Les antennes fractales peuvent également être intégrées dans des structures composites pour créer des antennes à faible profil et à haute performance[26].

### 1.4.2 Antennes à fentes

Les antennes à fentes sont un type d'antenne où le rayonnement est généré par une ou plusieurs fentes dans une plaque conductrice[27]. Les antennes à fentes sont souvent utilisées pour leur faible encombrement, leur large bande passante et leur polarisation linéaire.

La conception de l'antenne à fentes peut varier en fonction de la forme et de la taille de la fente, de la largeur de la plaque conductrice, de la distance entre la fente et le bord de la plaque et de la longueur de la fente. Les antennes à fentes peuvent être alimentées de différentes manières, telles qu'une alimentation à bout en court-circuit, une alimentation en bout ou une alimentation en ligne[27].



FIGURE 1.12 – Exemple d'antenne à fente.

L'antenne à fentes est souvent utilisée dans des applications telles que les systèmes de communication sans fil, les radars, les systèmes de navigation et les systèmes de surveillance. Les avantages de l'antenne à fentes comprennent sa taille compacte, sa large bande passante, sa polarisation linéaire et sa faible perte d'insertion.

Les inconvénients des antennes à fentes incluent une directivité relativement faible, une difficulté de réalisation pratique de certaines formes de fentes, et des pertes de rayonnement dues aux ondes de surface[27].

### 1.4.3 Antennes à circuits imprimés

Les antennes à circuits imprimés (ACI) sont des antennes miniatures fabriquées en utilisant des techniques de fabrication de circuits imprimés[28]. Elles sont populaires pour les applications de communication sans fil car elles sont compactes, légères et peu coûteuses à fabriquer en grandes quantités. Les ACI sont également faciles à intégrer avec d'autres circuits électroniques sur une même carte électronique.

Les antennes à circuits imprimés sont généralement conçues en utilisant des matériaux diélectriques à haute permittivité, tels que les céramiques, qui permettent de réduire la taille de l'antenne tout en augmentant son efficacité. Les formes d'antennes couramment utilisées pour les ACI comprennent les antennes patch, les antennes à fente, les antennes à boucle, les antennes à dipôle et les antennes à cornet[28].

La conception d'une antenne à circuits imprimés implique de déterminer les dimensions et la forme de l'antenne, ainsi que les propriétés électromagnétiques des matériaux utilisés. Les outils de simulation électromagnétique tels que CST



Studio Suite, HFSS et ADS sont couramment utilisés pour simuler le comportement de l'antenne avant sa fabrication.

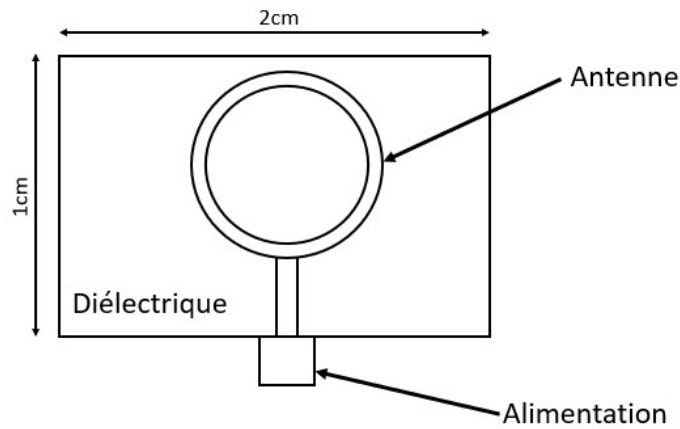


FIGURE 1.13 – Exemple d'antenne imprimé.

Les antennes à circuits imprimés présentent cependant certaines limites en termes de bande passante et de puissance de transmission maximale. Des techniques telles que l'utilisation de matériaux haute permittivité et la conception fractale peuvent être utilisées pour améliorer les performances des ACI.

#### 1.4.4 Matériaux à haute permittivité

L'utilisation de matériaux à haute permittivité est une technique couramment utilisée pour miniaturiser les antennes. La permittivité relative d'un matériau est une mesure de la capacité du matériau à stocker de l'énergie électrique dans un champ électrique. Les matériaux à haute permittivité permettent de réduire la longueur d'onde effective d'une antenne et ainsi de diminuer sa taille[29].

Cette technique peut être utilisée pour miniaturiser des antennes telles que les antennes patch, les antennes à fente, les antennes à fil, etc. En incorporant un matériau à haute permittivité dans la structure de l'antenne, la longueur physique de l'antenne peut être réduite sans compromettre sa performance. Cela permet de réduire l'encombrement de l'antenne sans sacrifier la directivité ou la bande passante.

Les matériaux à haute permittivité tels que les céramiques, les verres, les polymères et les métaux peuvent être utilisés pour cette technique. Les antennes patch avec substrat diélectrique en céramique ont une permittivité relative plus élevée que celles avec un substrat en FR-4 (un matériau d'isolation standard) et peuvent donc être plus petites. De même, les antennes à fente peuvent être miniaturisées en utilisant des matériaux à haute permittivité pour la couche diélectrique[29].

La formule 1.11 pour calculer la longueur d'onde effective d'une antenne en fonction de la permittivité relative :

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.11)$$

Où  $\lambda_{\text{eff}}$  est la longueur d'onde effective,  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide, et  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du matériau diélectrique utilisé dans l'antenne.

En réduisant la longueur d'onde effective de l'antenne, la taille de l'antenne peut être réduite sans compromettre sa performance. Cependant, l'utilisation de matériaux à haute permittivité peut également introduire des pertes supplémentaires et affecter la bande passante de l'antenne.

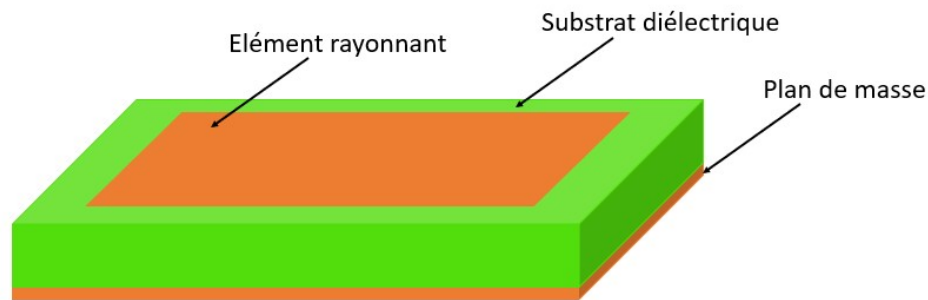


FIGURE 1.14 – Exemple d'antenne à Matériaux à haute permittivité .

## 1.5 ANTENNE MINIATURE A BASE DES MÉTAMATÉRIAUX

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour avoir des propriétés électromagnétiques inhabituelles, qui ne sont pas trouvées dans les matériaux naturels. Ils peuvent être utilisés pour miniaturiser les antennes en modifiant la propagation des ondes électromagnétiques.

Les antennes miniatures à base de métamatériaux utilisent des matériaux magnéto-diélectriques naturels et artificiels pour réduire la taille des antennes imprimées[30]. Ces matériaux sont utilisés comme substrat pour miniaturiser des antennes patch . Les Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA) sont également employés pour la miniaturisation d'antennes aux fréquences micro-ondes, en particulier pour les applications sub-GHz. Les structures à bande interdite électromagnétique (BIE) sont étudiées pour miniaturiser les antennes planaires, en utilisant des surfaces BIE comme plans réflecteurs pour réduire l'épaisseur globale de l'antenne.

Les antennes portables off-body pour les communications souterraines sont développées en utilisant des surfaces AMC (Artificial Magnetic Conductor) et l'algorithme génétique pour améliorer le gain d'une antenne Yagi-Uda. La co-conception d'antennes miniatures et de composants radiofréquences permet de réduire la taille de ces dispositifs et de les réaliser au plus près du circuit intégré, en concevant conjointement l'antenne avec d'autres fonctions de l'interface radio (filtres, baluns, amplificateurs à faible bruit...)[30].

Les métamatériaux peuvent être utilisés pour concevoir des antennes avec des propriétés telles que la focalisation des ondes électromagnétiques en un point, une polarisation spécifique ou une bande passante étendue. Cela peut être réalisé en

utilisant des structures telles que des réseaux de fentes, des résonateurs ou des lignes de transmission.

L'utilisation de métamatériaux dans la conception d'antennes miniatures a été largement étudiée dans la littérature scientifique. Cependant, leur utilisation dans les applications pratiques reste limitée en raison des difficultés techniques liées à leur fabrication et à leur intégration dans les systèmes électroniques[31].

# LES CONDUCTEUR MAGNÉTIQUE ARTIFICIELS

# 2

## 2.1 DÉFINITION

Les conducteurs magnétiques artificiels sont des matériaux conçus pour présenter des propriétés magnétiques exceptionnelles qui ne se trouvent pas dans les matériaux naturels. Ils sont fabriqués en utilisant des techniques de nanotechnologie pour créer des structures artificielles à l'échelle manométrique qui présentent des propriétés magnétiques spécifiques[32].

### 2.1.1 Applications des conducteurs magnétiques artificiels

Les conducteurs magnétiques artificiels trouvent des applications dans divers domaines, notamment l'électronique, l'informatique, la médecine et la science des matériaux. Ils sont utilisés pour créer des dispositifs magnétiques tels que des mémoires magnétiques, des capteurs, des actionneurs, des dispositifs de stockage d'énergie et des dispositifs de conversion d'énergie.

- **Stockage de données magnétiques** : Les conducteurs magnétiques artificiels sont utilisés pour créer des dispositifs de stockage de données magnétiques, tels que les disques durs, les cartes mémoire et les clés USB. Les propriétés magnétiques exceptionnelles de ces matériaux permettent de stocker des quantités importantes de données de manière fiable et efficace.
- **Électronique** : Les conducteurs magnétiques artificiels sont utilisés dans la conception de dispositifs électroniques tels que les transistors, les diodes et les capteurs. Les propriétés magnétiques de ces matériaux peuvent être utilisées pour créer des dispositifs électroniques plus rapides, plus efficaces et plus fiables.
- **Conversion d'énergie** : Les conducteurs magnétiques artificiels peuvent être utilisés pour convertir l'énergie électrique en énergie magnétique et vice versa. Cette propriété est utilisée pour créer des dispositifs de conversion d'énergie tels que les transformateurs et les bobines d'induction.
- **Imagerie médicale** : Les conducteurs magnétiques artificiels sont utilisés dans la conception de dispositifs d'imagerie médicale tels que les IRM. Les propriétés magnétiques de ces matériaux sont utilisées pour créer des images précises du corps humain.
- **Sécurité** : Les conducteurs magnétiques artificiels sont utilisés dans la conception de dispositifs de sécurité tels que les antivols et les systèmes de surveillance. Les propriétés magnétiques de ces matériaux peuvent être utilisées pour détecter les mouvements et les changements de position.

### 2.1.2 Propriétés magnétiques des conducteurs magnétiques

Les conducteurs magnétiques artificiels présentent des propriétés magnétiques uniques telles que Perméabilité magnétique, Susceptibilité magnétique, Moment magnétique, Hystérésis magnétique, e[33]. Ces propriétés sont utilisées pour conce-

voir des dispositifs électroniques plus rapides, plus efficaces et plus fiables[32].

- **Perméabilité magnétique ( $\mu$ )** : La perméabilité magnétique d'un matériau représente sa capacité à établir un champ magnétique en réponse à un champ magnétique appliqué. Elle est généralement exprimée en henris par mètre (H/m) ou en teslas par ampère par mètre (T/A.m)[34]. La relation entre le champ magnétique (H) et l'induction magnétique (B) est donnée par l'équation 2.1 :

$$B = \mu H \quad (2.1)$$

où B est l'induction magnétique et H est le champ magnétique.

- **Susceptibilité magnétique ( $\chi$ )** : La susceptibilité magnétique mesure la réaction d'un matériau à un champ magnétique appliqué. Elle représente la capacité du matériau à être magnétisé et est sans unité[34]. La relation entre l'aimantation (M) et le champ magnétique (H) est donnée par l'équation 2.2 :

$$M = \chi H \quad (2.2)$$

où M est l'aimantation et H est le champ magnétique.

- **Moment magnétique (m)** : Le moment magnétique d'un conducteur magnétique est une mesure de sa capacité à interagir avec un champ magnétique. Il est généralement exprimé en ampères-mètres carrés (A.m<sup>2</sup>)[34]. Le moment magnétique peut être calculé en multipliant l'aimantation (M) par le volume (V) du conducteur 2.3 :

$$m = M \times V \quad (2.3)$$

- **Hystérésis magnétique** : L'hystérésis magnétique est la propriété d'un matériau à conserver une certaine magnétisation même après la suppression du champ magnétique externe[34]. Cela est dû à des phénomènes de friction magnétique au niveau microscopique. L'hystérésis est souvent représentée par une boucle d'hystérésis dans un graphique qui représente l'évolution de B en fonction de H .

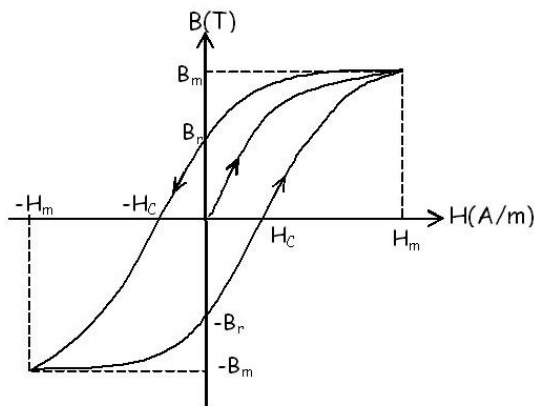


FIGURE 2.1 – cycle d'hystérésis du matériau[1].

### 2.1.3 Théorème des conducteurs artificielle

Le théorème des conducteurs magnétiques artificiels, également connu sous le nom de loi de Neumann, stipule que l'induction magnétique à l'intérieur d'un conducteur magnétique artificiel est proportionnelle au courant magnétique qui y circule[35]. Plus précisément, la loi de Neumann peut être formulée 2.4 comme suit :

$$B = \mu_0 M \quad (2.4)$$

Où  $B$  est l'induction magnétique à l'intérieur du conducteur,  $M$  est le courant magnétique qui y circule et  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique du vide.

Cette loi est similaire à la loi de Biot-Savart qui décrit le champ magnétique généré par un courant électrique dans un fil conducteur, sauf que dans le cas des conducteurs magnétiques artificiels, le courant électrique est remplacé par un courant magnétique qui est généré par des moments magnétiques localisés dans la structure du matériau.

La loi de Neumann a des implications importantes pour la conception de dispositifs magnétiques, tels que les transformateurs, les inducteurs et les capteurs magnétiques. Elle permet de calculer l'induction magnétique à l'intérieur d'un conducteur magnétique artificiel en fonction du courant magnétique qui y circule, ce qui peut être utilisé pour optimiser la performance des dispositifs magnétiques.

En résumé, le théorème des conducteurs magnétiques artificiels ou loi de Neumann est une loi fondamentale qui décrit la relation entre le courant magnétique et l'induction magnétique à l'intérieur d'un conducteur magnétique artificiel. Cette loi est largement utilisée dans la conception de dispositifs magnétiques pour optimiser leur performance[35].

### 2.1.4 Choix du conducteur magnétique artificiel

Le choix du conducteur magnétique artificiel approprié est essentiel pour garantir une performance optimale du dispositif. Dans cet article, nous allons discuter des différents paramètres à prendre en compte lors du choix d'un conducteur magnétique artificiel[32].

— **Propriétés magnétiques :**

La première considération lors du choix d'un conducteur magnétique artificiel est ses propriétés magnétiques. Il existe différentes propriétés magnétiques, telles que l'anisotropie magnétique, la magnétorésistance géante, l'effet tunnel magnétique et l'effet Hall quantique, qui peuvent affecter la performance du dispositif. Le choix du conducteur magnétique artificiel dépendra des besoins spécifiques du dispositif. Par exemple, un capteur magnétique nécessitera un matériau avec une magnétorésistance géante élevée, tandis qu'une mémoire magnétique nécessitera un matériau avec une faible coercivité.

— **Perméabilité magnétique :**

La perméabilité magnétique est un paramètre important à prendre en compte lors du choix d'un conducteur magnétique artificiel. La perméabilité magnétique affecte l'induction magnétique à l'intérieur du matériau en présence d'un champ magnétique externe. Les matériaux avec une perméabilité magnétique élevée sont préférables car ils ont une réponse magnétique plus forte aux champs magnétiques externes.

— **Fréquence de fonctionnement :**

La fréquence de fonctionnement est un autre paramètre important à considérer lors du choix d'un conducteur magnétique artificiel. Les propriétés magnétiques des matériaux peuvent varier en fonction de la fréquence de fonctionnement. Par conséquent, il est important de sélectionner un matériau qui présente des propriétés magnétiques stables sur la plage de fréquences de fonctionnement du dispositif.

— **Température :**

La température est un autre facteur important qui doit être pris en compte lors du choix d'un conducteur magnétique artificiel. Les propriétés magnétiques des matériaux peuvent varier avec la température, ce qui peut affecter la performance du dispositif. Il est donc important de sélectionner un matériau qui peut maintenir ses propriétés magnétiques sur la plage de températures de fonctionnement du dispositif.

— **Coût :**

Le coût est un facteur important à prendre en compte lors du choix d'un conducteur magnétique artificiel. Les matériaux avec des propriétés magnétiques optimales peuvent être coûteux, ce qui peut affecter le coût de fabrication du dispositif. Il est donc important de trouver un équilibre entre les propriétés magnétiques et le coût du matériau.

## 2.2 TECHNIQUE DE MINIATURISATIONS DES CMA

La miniaturisation des antennes est un domaine important de la recherche en ingénierie des télécommunications, car elle permet de réduire la taille des appareils électroniques tout en maintenant ou en améliorant leur performance en matière de communication sans fil. L'une des techniques de miniaturisation des antennes les plus prometteuses est l'utilisation de conducteurs magnétiques artificiels (CMA), qui permettent de réduire la taille des antennes tout en maintenant ou en améliorant leur performance. Dans cet article, nous allons explorer la technique de miniaturisation des antennes CMA en détail, en incluant des formules mathématiques pour mieux comprendre le fonctionnement de cette technique.



### 2.2.1 Utilisation des conducteurs magnétiques artificiels (CMA) pour la miniaturisation des antennes

L'utilisation des conducteurs magnétiques artificiels (CMA) est une technique couramment utilisée dans la miniaturisation des antennes CMA. Les CMA sont des matériaux diélectriques chargés de particules magnétiques qui présentent des propriétés magnétiques uniques qui permettent d'améliorer les performances des antennes.

Dans la technique de miniaturisation d'antennes CMA, les CMA sont utilisés pour augmenter la perméabilité magnétique effective du substrat diélectrique. Cela permet d'augmenter l'inductance de l'antenne, ce qui se traduit par une diminution de sa longueur physique. En réduisant la longueur de l'antenne, la fréquence de résonance de l'antenne peut être augmentée, ce qui permet une miniaturisation de l'antenne.

La perméabilité magnétique effective du substrat diélectrique est donnée par l'équation 2.5 suivante :

$$\mu_{eff} = \mu_r \times (1 + \chi_m) \quad (2.5)$$

Où  $\mu_r$  est la perméabilité relative du substrat diélectrique et  $\chi_m$  est la susceptibilité magnétique du CMA. En utilisant des CMA avec une forte susceptibilité magnétique, il est possible d'augmenter considérablement la perméabilité magnétique effective du substrat diélectrique.

En plus d'augmenter la perméabilité magnétique effective, l'utilisation de CMA peut également réduire les pertes par rayonnement de l'antenne. Cela est dû à la capacité des CMA à canaliser les champs magnétiques à l'intérieur de l'antenne, ce qui permet de réduire la perte d'énergie par rayonnement.

### 2.2.2 Les nouvelles approches

Il existe de nombreuses nouvelles approches pour la technique de miniaturisation d'antennes CMA, visant à améliorer les performances et à réduire encore plus la taille des antennes[36].

- Utilisation de matériaux CMA plus avancés : Les matériaux CMA sont le cœur des antennes CMA. Les avancées dans la synthèse de ces matériaux ont conduit à des améliorations significatives dans les performances des antennes. Les chercheurs travaillent sur le développement de matériaux CMA avec une susceptibilité magnétique plus élevée et des pertes plus faibles pour permettre une miniaturisation encore plus poussée des antennes. Certains des matériaux CMA les plus avancés comprennent les films minces de ferrite, les méta-matériaux magnétiques et les nano-structures magnétiques[29].
- Utilisation de structures fractales : Les structures fractales sont des motifs répétitifs qui présentent une auto-similarité à différentes échelles. Les antennes fractales CMA peuvent être construites en utilisant des matériaux CMA et présentent des performances améliorées et une miniaturisation

accrue. Les structures fractales sont très utiles pour les antennes à bande large et les antennes multi-bandes[25].

- Utilisation de l'électronique quantique : Les antennes CMA basées sur l'électronique quantique sont une nouvelle approche prometteuse pour la miniaturisation des antennes. Elles utilisent des matériaux CMA spécialement conçus pour l'électronique quantique, qui présentent des propriétés magnétiques encore plus avancées que les matériaux CMA classiques. Les antennes CMA basées sur l'électronique quantique ont une faible résistance et une bande passante large, ce qui les rend utiles pour les applications de communication.
- Utilisation de l'intelligence artificielle : L'intelligence artificielle peut être utilisée pour optimiser la conception d'antennes CMA. Les algorithmes d'apprentissage automatique sont utilisés pour optimiser la structure de l'antenne en fonction des performances souhaitées et des contraintes de taille. Cela permet de trouver des antennes CMA optimales pour des applications spécifiques.
- Utilisation de techniques d'impression 3D : Les techniques d'impression 3D permettent la fabrication de structures d'antennes CMA très complexes et précises. Cela permet une miniaturisation plus poussée des antennes et une personnalisation pour des performances spécifiques. L'impression 3D permet également de fabriquer des antennes CMA en série, ce qui est avantageux pour les applications à grande échelle[28].

Ces nouvelles approches pour la technique de miniaturisation d'antennes CMA ont un grand potentiel pour améliorer les performances des antennes tout en réduisant leur taille. Cela permettra une utilisation plus large des antennes dans de nombreux domaines, tels que la communication sans fil, la surveillance et la défense.

### 2.2.3 Association des dipôles avec CMA

L'association de dipôles avec des conducteurs magnétiques artificiels (CMA) est une technique de miniaturisation d'antennes qui permet d'améliorer leur performance en augmentant leur directivité, leur gain de rayonnement et leur bande passante. Cette technique est largement utilisée dans les applications de communication sans fil, telles que les téléphones portables, les ordinateurs portables, les points d'accès Wi-Fi et les systèmes de communication par satellite.

L'association de dipôles avec des CMA se fait en plaçant les dipôles à proximité des CMA. Les CMA créent un champ magnétique élevé autour du dipôle, ce qui augmente la force rayonnée de l'antenne et améliore sa directivité. Les CMA peuvent également être utilisés pour modifier les propriétés diélectriques de l'espace environnant de l'antenne, ce qui peut améliorer sa bande passante et son gain de rayonnement.

Les dipôles sont des éléments rayonnants couramment utilisés dans la conception d'antennes[36]. Ils sont généralement composés d'une paire de conducteurs de longueurs égales, connectés à un point commun appelé point d'alimentation. Les dipôles sont conçus pour rayonner des ondes électromagnétiques à partir de leur point d'alimentation.

Il existe plusieurs types de dipôles qui peuvent être associés à des CMA, notamment :

— **Dipôle à fente :**

Les dipôles à fente sont un type de dipôle utilisé dans la conception d'antennes. Comme leur nom l'indique, ces dipôles sont constitués d'une fente dans un conducteur métallique. Les dipôles à fente sont souvent utilisés dans les antennes à large bande et les antennes miniatures en raison de leur faible encombrement.

Dans les dipôles à fente, la fente crée une discontinuité dans le conducteur, ce qui permet de générer des ondes électromagnétiques. Le point d'alimentation est situé à une extrémité de la fente, où un signal électrique est appliqué. Les ondes électromagnétiques générées par la fente sont transmises dans l'espace libre sous forme d'une onde plane.

Lorsqu'ils sont associés à des conducteurs magnétiques artificiels (CMA), les dipôles à fente peuvent être intégrés à l'intérieur de la structure du CMA pour créer une antenne compacte et efficace. Les fils conducteurs qui traversent le matériau magnétique créent un champ magnétique à l'intérieur du CMA, ce qui permet d'amplifier la force rayonnée des dipôles à fente[37].

Les antennes à dipôles à fente associées à des CMA sont largement utilisées dans les applications de communication sans fil telles que les téléphones portables, les ordinateurs portables et les dispositifs IoT. Les antennes miniatures basées sur les dipôles à fente offrent des performances de rayonnement élevées avec une large bande passante, tout en étant compactes et peu coûteuses à produire.

Les dipôles à fente sont souvent utilisés avec des CMA pour obtenir des antennes à bande large. La modélisation de l'association d'un dipôle à fente avec un CMA peut être réalisée en utilisant les formules 2.6, 2.7 et 2.8 suivantes :

**Impédance caractéristique :**

$$Z_0 = \frac{120 \times \pi}{W \times \sqrt{\epsilon r_{eff}}} \quad (2.6)$$

où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique,  $W$  est la largeur de la fente,  $\epsilon r_{eff}$  est la constante diélectrique effective du CMA.

**Coefficient de réflexion :**

$$\Gamma = \frac{(Z_L - Z_0)}{(Z_L + Z_0)} \quad (2.7)$$

où  $Z_L$  est l'impédance de charge.

**Constante de propagation :**

$$Beta = \frac{2 \times \pi \times f}{C \times \sqrt{er_{eff}}} \quad (2.8)$$

où  $f$  est la fréquence de fonctionnement,  $C$  est la vitesse de la lumière dans le vide et  $er_{eff}$  est la constante diélectrique effective du CMA.

— **Dipôles à boucle**

Les dipôles à boucle ont une structure simple et compacte, ce qui les rend facilement intégrables dans les dispositifs électroniques. Ils peuvent être fabriqués à partir d'une grande variété de matériaux conducteurs, y compris le cuivre, l'aluminium, l'or et l'argent. Les dipôles à boucle peuvent être réalisés en utilisant différentes configurations, telles que les boucles circulaires, elliptiques et rectangulaires[37].

Lorsqu'ils sont associés à des conducteurs magnétiques artificiels (CMA), les dipôles à boucle peuvent être miniaturisés tout en conservant des performances de rayonnement élevées. Les CMA créent un champ magnétique élevé à l'intérieur de la boucle, ce qui amplifie la force rayonnée de l'antenne. Les dipôles à boucle associés à des CMA offrent une faible directivité et une large bande passante, ce qui les rend appropriés pour les applications de communication sans fil à courte portée.

Les dipôles à boucle sont souvent utilisés pour les antennes à faible profil. La modélisation de l'association d'un dipôle à boucle avec un CMA peut être réalisée en utilisant les formules suivantes 2.9, 2.10 et 2.11 :

**Impédance caractéristique :**

$$Z_0 = 120 \times \pi \times \frac{R}{h \times \sqrt{er_{eff}}} \quad (2.9)$$

où  $R$  est le rayon de la boucle,  $h$  est la hauteur du CMA et  $er_{eff}$  est la constante diélectrique effective du CMA.

**Coefficient de réflexion :**

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.10)$$

où  $Z_L$  est l'impédance de charge.

**Constante de propagation :**

$$Beta = \frac{2 \times \pi \times f}{C \times \sqrt{er_{eff}}} \quad (2.11)$$

où  $f$  est la fréquence de fonctionnement,  $C$  est la vitesse de la lumière dans le vide et  $er_{eff}$  est la constante diélectrique effective du CMA.

— **Dipôle filaire :**

Les dipôles filaires sont un type d'antenne qui utilise une paire de fils conducteurs pour émettre et recevoir des ondes électromagnétiques. Les dipôles filaires peuvent être utilisés pour les applications de communication sans fil, telles que les antennes de radio amateur, les antennes de communication par satellite, les antennes de radar et les antennes de réseaux de capteurs sans fil.

Les dipôles filaires ont une structure simple et peuvent être fabriqués à partir d'une grande variété de matériaux conducteurs, y compris le cuivre, l'aluminium, l'or et l'argent. Les dipôles filaires peuvent être réalisés en utilisant différentes configurations, telles que les dipôles demi-onde, les dipôles quart d'onde et les dipôles à plusieurs éléments[37].

Lorsqu'ils sont associés à des conducteurs magnétiques artificiels (CMA), les dipôles filaires peuvent être miniaturisés tout en conservant des performances de rayonnement élevées. Les CMA créent un champ magnétique élevé autour des fils conducteurs, ce qui amplifie la force rayonnée de l'antenne. Les dipôles filaires associés à des CMA offrent une directivité élevée et une large bande passante, ce qui les rend appropriés pour les applications de communication sans fil à longue portée.

Les dipôles filaires sont souvent utilisés pour les antennes à gain élevé. La modélisation de l'association d'un dipôle filaire avec un CMA peut être réalisée en utilisant les formules 2.12, 2.13 et 2.14 suivantes :

**Impédance caractéristique :**

$$Z_0 = 138 \times \log \left( 2 \times \frac{l}{D} + 1 \right) \quad (2.12)$$

où  $l$  est la longueur du dipôle,  $D$  est le diamètre du fil et  $Z_0$  est l'impédance caractéristique.

**Coefficient de réflexion :**

$$\Gamma = \frac{(Z_L - Z_0)}{(Z_L + Z_0)} \quad (2.13)$$

où  $Z_L$  est l'impédance de charge.

**Constante de propagation :**

$$Beta = \frac{2 \times \pi \times f}{C \times \sqrt{er_{eff}}} \quad (2.14)$$

où  $f$  est la fréquence de fonctionnement,  $C$  est la vitesse de la lumière dans le vide et  $er_{eff}$  est la constante diélectrique effective du CMA.

— **Dipôle patch :**

Les antennes à patch sont un type d'antenne planaire qui utilise un patch conducteur métallique pour rayonner des ondes électromagnétiques. Les antennes à patch sont largement utilisées dans les applications de communication sans fil,

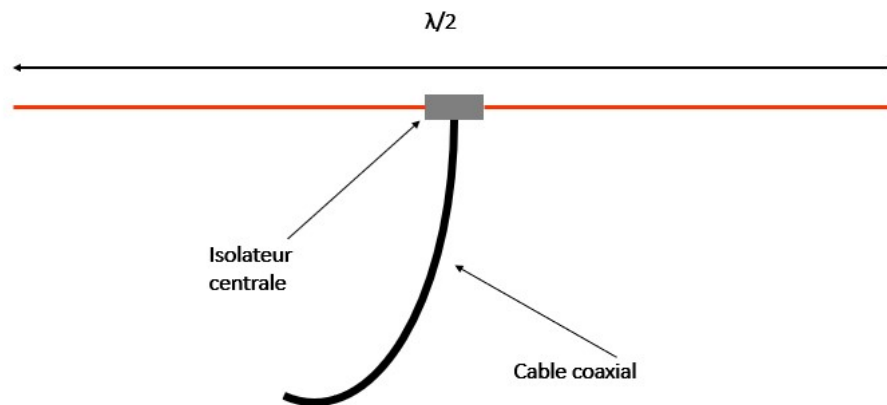


FIGURE 2.2 – Antenne dipôle filaire.

notamment dans les téléphones portables, les ordinateurs portables, les points d'accès Wi-Fi et les systèmes de communication par satellite.

Un dipôle à patch est une variante des antennes à patch qui utilise deux patches conducteurs pour rayonner des ondes électromagnétiques. Les deux patches sont placés l'un au-dessus de l'autre, séparés par une fine couche diélectrique. Les patches sont alimentés par une ligne d'alimentation à fente, qui fournit un signal électrique aux deux patches[37].

L'avantage des dipôles à patch est leur faible encombrement et leur faible poids, ce qui les rend adaptés aux applications de communication sans fil où l'espace et le poids sont limités. Cependant, leur faible épaisseur limite leur bande passante et leur gain de rayonnement.

Lorsqu'ils sont associés à des conducteurs magnétiques artificiels (CMA), les dipôles à patch peuvent être miniaturisés tout en améliorant leur bande passante et leur gain de rayonnement. Les CMA créent un champ magnétique élevé autour du patch conducteur, ce qui augmente la force rayonnée de l'antenne et améliore sa directivité. Les dipôles à patch associés à des CMA offrent une miniaturisation accrue, une bande passante élargie et un gain de rayonnement amélioré, ce qui les rend adaptés aux applications de communication sans fil à haute performance.

### 2.3 LA THÉORIE DES IMAGES

La théorie des images repose sur l'idée de modéliser les interactions entre une antenne et une surface conductrice à l'aide d'images virtuelles[? ]. Pour comprendre cette approche, examinons un exemple simple : une antenne filaire située à proximité d'un plan de masse conducteur.

Supposons que nous ayons une antenne filaire verticale de longueur  $L$ , située à une distance  $d$  de la surface conductrice (plan de masse). La présence de la surface conductrice perturbe le champ électromagnétique émis par l'antenne.

L'approche de la théorie des images consiste à introduire une image virtuelle

de l'antenne de l'autre côté du plan de masse, à une distance  $d$  par rapport à la surface[35]. Cette image virtuelle est une copie symétrique de l'antenne réelle, mais avec une polarité inversée. La figure suivante illustre cette configuration :

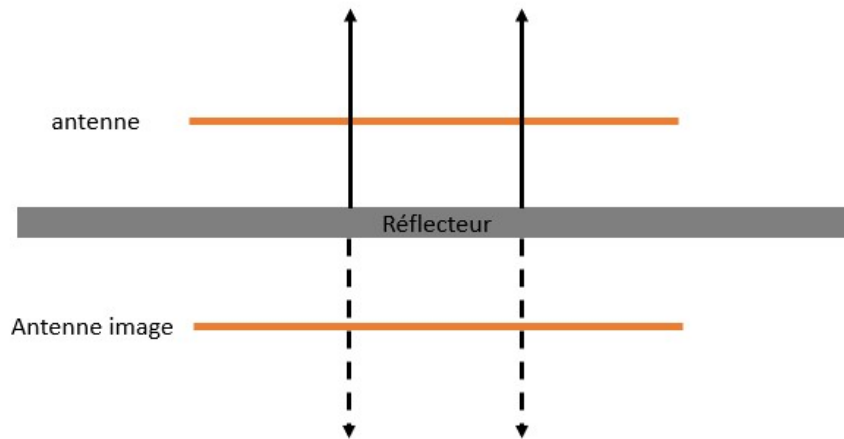


FIGURE 2.3 – Antenne sur un plan de masse.

### 2.3.1 Notion d'impédance de surface

La notion d'impédance de surface est étroitement liée à la théorie des images. L'impédance de surface est une propriété caractéristique d'une surface conductrice qui décrit sa capacité à réfléchir ou à transmettre les ondes électromagnétiques.

Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre une surface conductrice, une partie de l'énergie est réfléchi et une partie est transmise à travers la surface. L'impédance de surface est définie comme le rapport entre le champ électrique réfléchi et le champ magnétique incident à la surface. Elle est généralement notée  $Z_s$ .

Dans le contexte de la théorie des images, l'impédance de surface est utilisée pour modéliser l'interaction entre une antenne et une surface conductrice. En introduisant une antenne image symétrique de l'autre côté de la surface, l'impédance de surface est utilisée pour déterminer les coefficients de réflexion et de transmission entre l'antenne réelle et l'antenne image.

L'impédance de surface dépend des propriétés électromagnétiques du matériau conducteur et des caractéristiques de la surface, telles que sa rugosité et sa géométrie. Pour une surface idéalement plane et lisse, l'impédance de surface est généralement égale à l'impédance intrinsèque du matériau conducteur.

Dans le cas d'une antenne située près d'une surface conductrice, la présence de l'impédance de surface affecte les propriétés de rayonnement de l'antenne. Elle peut modifier la directivité, l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement de l'antenne. La théorie des images permet de prendre en compte ces effets en introduisant des images virtuelles et en ajustant les propriétés des antennes images en fonction de l'impédance de surface[35].

### 2.3.2 Antenne à proximité d'un réflecteur PEC

Lorsqu'une antenne est située à proximité d'un réflecteur métallique, la présence du réflecteur peut avoir un impact significatif sur les performances de l'antenne. La théorie des images est souvent utilisée pour analyser ce type de configuration.

Lorsqu'une antenne est proche d'un réflecteur métallique, la théorie des images permet de modéliser l'effet du réflecteur en introduisant des images virtuelles de l'antenne de l'autre côté du réflecteur. Ces images virtuelles sont des copies symétriques de l'antenne réelle, mais avec une polarité inversée.

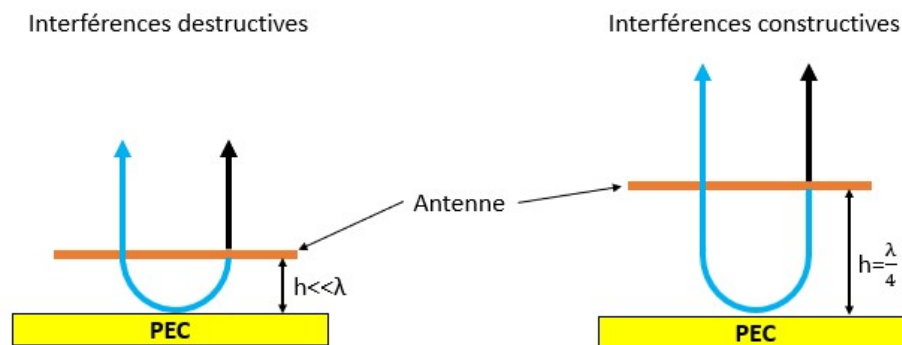


FIGURE 2.4 – Antenne avec réflecteur PEC.

L'antenne réelle et ses images virtuelles combinées créent des interférences électromagnétiques qui déterminent le rayonnement global de l'antenne dans cette configuration. La théorie des images permet de prendre en compte ces interférences pour évaluer les caractéristiques de rayonnement de l'antenne à proximité du réflecteur métallique.

L'analyse de l'antenne à proximité d'un réflecteur métallique peut inclure des paramètres tels que le gain, le diagramme de rayonnement, l'impédance d'entrée et la directivité de l'antenne[38]. La théorie des images permet de quantifier l'effet du réflecteur sur ces paramètres en utilisant les images virtuelles.

### 2.3.3 Antenne à proximité d'un réflecteur PMC

Lorsqu'une antenne est située à proximité d'un réflecteur magnétique, la présence du matériau magnétique peut également avoir un impact sur les performances de l'antenne. La théorie des images n'est généralement pas utilisée dans ce contexte, car les propriétés magnétiques nécessitent une approche différente de l'électromagnétisme.

Les matériaux magnétiques, tels que le fer, le nickel ou le cobalt, ont la capacité d'interagir avec les champs magnétiques. Lorsqu'une antenne est proche d'un réflecteur magnétique, le matériau magnétique peut modifier les lignes de champ magnétique environnantes et affecter la distribution du champ magnétique émis par l'antenne.



L'interaction entre l'antenne et le réflecteur magnétique peut se manifester de différentes manières. Par exemple, le réflecteur magnétique peut concentrer ou dévier les lignes de champ magnétique, ce qui peut influencer la directivité et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

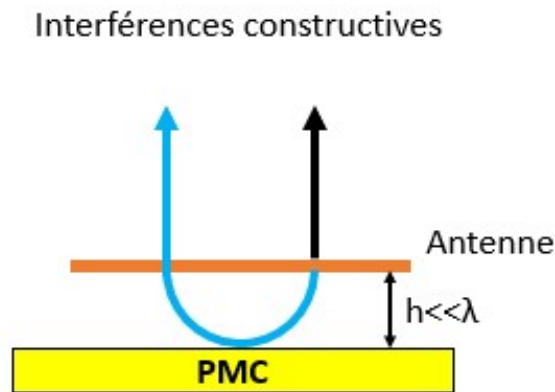


FIGURE 2.5 – Antenne avec réflecteur PMC.

L'analyse d'une antenne à proximité d'un réflecteur magnétique nécessite généralement l'utilisation de techniques de modélisation magnétique, telles que la méthode des éléments finis ou la méthode des moments, qui prennent en compte les propriétés magnétiques du matériau et les équations de Maxwell adaptées au magnétisme[38].

Il convient de noter que la modélisation précise des interactions entre une antenne et un réflecteur magnétique peut être complexe, car elle implique la prise en compte des propriétés magnétiques du matériau, des dimensions et des formes du réflecteur, ainsi que des caractéristiques de l'antenne elle-même. Des simulations numériques avancées sont souvent nécessaires pour obtenir une évaluation précise du comportement de l'antenne dans cette configuration

## 2.4 INTRODUCTION SUR LE SYSTÈME ILS

ILS (Instrument Landing System) est un système de navigation aérienne qui permet aux avions de se poser par temps de brouillard, de faible visibilité ou de nuit, en utilisant des instruments de bord pour suivre une approche précise vers la piste d'atterrissage. Il s'agit d'un système de précision qui fournit aux pilotes des informations sur leur position, leur altitude et leur vitesse par rapport à la piste d'atterrissage. L'ILS est un système crucial pour les aéroports à forte densité de trafic, où les conditions météorologiques peuvent affecter considérablement les horaires des vols et la sécurité des passagers. Dans cette optique, l'ILS contribue grandement à améliorer la sécurité et la ponctualité des vols.

### 2.4.1 Les faisceaux radio principaux d'ILS

Le système ILS utilise deux faisceaux radio principaux pour guider l'avion vers la piste d'atterrissage :

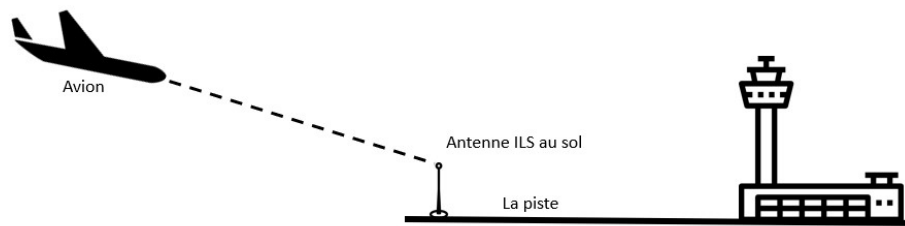


FIGURE 2.6 – *Système ILS.*

le faisceau localisateur (LOC) et le faisceau de planéité (GP), également connu sous le nom de faisceau de descente (GLID).

- Le faisceau localisateur (LOC) est un signal radio qui permet au pilote de se diriger horizontalement vers l'axe de la piste d'atterrissage. Le signal est émis à partir d'une antenne située près de la piste et transmis à l'avion via une antenne située sur le dessous de l'avion. Le pilote suit le signal en utilisant les instruments de bord pour maintenir l'avion sur l'axe du faisceau, ce qui permet à l'avion de suivre une approche précise vers la piste d'atterrissage.
- Le faisceau de planéité (GP) ou faisceau de descente (GLID) est un signal radio qui permet au pilote de se diriger verticalement vers la piste d'atterrissage. Le signal est émis depuis une antenne située sur le côté de la piste et transmis à l'avion via une antenne située sur le dessous de l'avion. Le pilote suit le signal en utilisant les instruments de bord pour maintenir l'avion sur la trajectoire de descente, ce qui permet à l'avion de suivre une approche précise vers la piste d'atterrissage.

En utilisant les signaux LOC et GP/GLID, le système ILS fournit aux pilotes les informations nécessaires pour suivre une approche précise vers la piste d'atterrissage, même dans des conditions de faible visibilité[39]. Ces signaux sont essentiels pour garantir une sécurité maximale lors de l'atterrissage de l'avion.

### 2.4.2 Antenne ILS au sol

L'antenne ILS au sol est un élément clé du système ILS et est utilisée pour émettre les signaux vers l'avion. Elle est généralement située près de l'extrémité de la piste et est constituée de plusieurs antennes distinctes.

Le faisceau localisateur (LOC) est généralement émis par une antenne en forme de boucle[39], qui est alignée avec l'axe de la piste. Cette antenne émet un signal qui est utilisé par l'avion pour se positionner latéralement par rapport à l'axe de la piste. La fréquence de travail de l'antenne LOC est de 108,10 à 111,95 MHz.

Le faisceau de planéité ou de descente (GP/GLID) est généralement émis par une antenne à corne, qui est orientée vers le bas et vers l'avant de la piste. Cette antenne émet un signal qui est utilisé par l'avion pour s'aligner sur la trajectoire de descente appropriée pour atterrir en toute sécurité. La fréquence de travail de

l'antenne GP/GLID est de 329,30 à 335,00 MHz.

L'antenne de balisage (MM) émet des signaux omnidirectionnels qui aident l'avion à identifier la position de la piste et la distance par rapport à l'aéroport. Cette antenne est généralement située à l'extrémité de la piste. La fréquence de travail de l'antenne de balisage est de 75,00 MHz.

Il est important que l'antenne ILS au sol soit correctement entretenue et calibrée pour garantir une précision maximale du système ILS. Des tests réguliers sont effectués pour s'assurer que l'antenne est en mesure d'émettre les signaux avec précision et que les faisceaux sont correctement alignés pour permettre une approche et un atterrissage en toute sécurité.

### 2.4.3 Antenne ILS à bord de l'avion

L'antenne ILS à bord de l'avion est responsable de la réception des signaux émis par les antennes ILS au sol. Cette antenne est généralement située sur le fuselage de l'avion, près de la queue.

L'antenne ILS de l'avion doit être capable de recevoir les signaux des deux faisceaux ILS : le faisceau localisateur (LOC) et le faisceau de planéité ou de descente (GP/GLID)[39]. Pour cela, elle est souvent composée de deux antennes distinctes.

L'antenne LOC est généralement une antenne en forme de boucle, qui est alignée avec l'axe de l'avion. Elle fonctionne à une fréquence de 108,10 à 111,95 MHz.

L'antenne GP/GLID est généralement une antenne à cornet, qui est orientée vers le bas et vers l'avant de l'avion. Elle fonctionne à une fréquence de 329,30 à 335,00 MHz.

L'antenne de balisage (MM) n'est généralement pas présente sur l'avion, car elle émet des signaux omnidirectionnels qui peuvent être reçus par n'importe quel avion dans la zone. Cependant, les avions peuvent être équipés d'un système de réception de balisage (MMR) pour recevoir ces signaux.

Comme pour les antennes ILS au sol, il est important que l'antenne ILS de l'avion soit correctement entretenue et calibrée pour garantir une précision maximale du système ILS. Des tests réguliers sont effectués pour s'assurer que l'antenne est en mesure de recevoir les signaux émis par les antennes ILS au sol avec précision.



FIGURE 2.7 – *Disposition possible des antennes ILS.*

# CONCEPTION D'UNE NOUVELLE ANTENNE ILS

# 3

## 3.1 LES STRUCTURE EBG

### 3.1.1 La structure EBG de type « champignon »

La structure EBG de type « champignon » [40], également connue sous le nom de structure de Sievenpiper, est une configuration d'antenne utilisée pour améliorer les performances des antennes à micro-ondes. Elle est basée sur l'utilisation d'une superstructure diélectrique qui recouvre l'élément rayonnant de l'antenne.

La structure EBG de type « Champignon » se compose généralement d'un élément rayonnant, tel qu'un dipôle ou une antenne imprimée, et d'une superstructure diélectrique qui est située au-dessus de l'élément rayonnant. La superstructure diélectrique est généralement un substrat diélectrique épais, souvent en céramique, qui est placé à une certaine distance au-dessus de l'élément rayonnant [40].

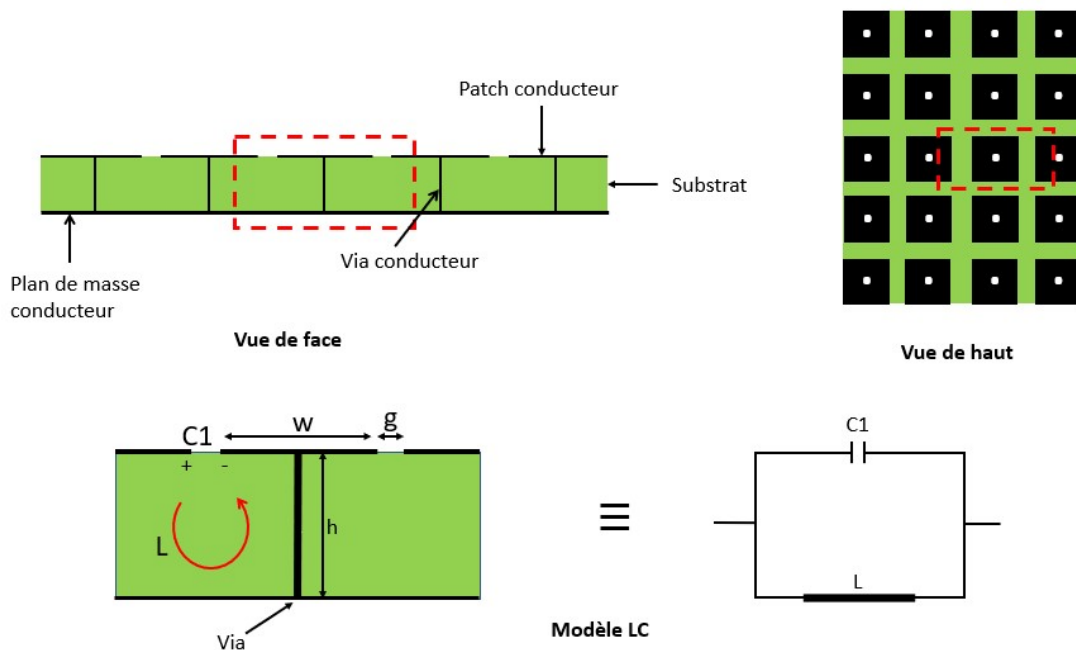


FIGURE 3.1 – Exemple d'une surface EBG de type champignon.

La superstructure diélectrique est caractérisée par des ouvertures ou des fentes périodiques, qui sont généralement de forme circulaire et réparties de manière régulière. Ces ouvertures constituent des éléments résonants qui agissent comme des résonateurs électromagnétiques. La superstructure diélectrique permet de créer des résonances de surface et d'induire des réflexions multiples des ondes électromagnétiques.

L'effet global de la structure EBG de type « champignon » est d'introduire une impédance élevée entre l'élément rayonnant et l'environnement extérieur. Cela permet d'améliorer l'adaptation d'impédance de l'antenne, d'élargir sa bande passante et de réduire les effets indésirables tels que les réflexions et les pertes de rayonnement.

La structure EBG de type « champignon » est souvent utilisée dans les antennes à microondes pour obtenir des performances supérieures en termes de gain, de

directivité et de rapport onde stationnaire (VSWR). Elle peut également être utilisée pour réduire les effets de couplage entre antennes, améliorer la sélectivité en fréquence ou encore augmenter l'efficacité globale du système d'antenne.

### 3.1.2 Structures EBG double couches

Il est souvent mentionné que les structures EBG fonctionnant à basses fréquences nécessitent des dimensions importantes ou des géométries complexes[41].

Le principal objectif de la structure EBG à double couches superposées, comme illustré dans la figure (3.2), est d'augmenter la valeur de la capacité totale, ce qui permet de réduire la fréquence de fonctionnement. En effet, les motifs métalliques situés en face l'un de l'autre forment une capacité supplémentaire. Cette capacité supplémentaire contribue à abaisser la fréquence de résonance de la structure EBG, ce qui peut être bénéfique dans certaines applications nécessitant une opération à des fréquences plus basses.

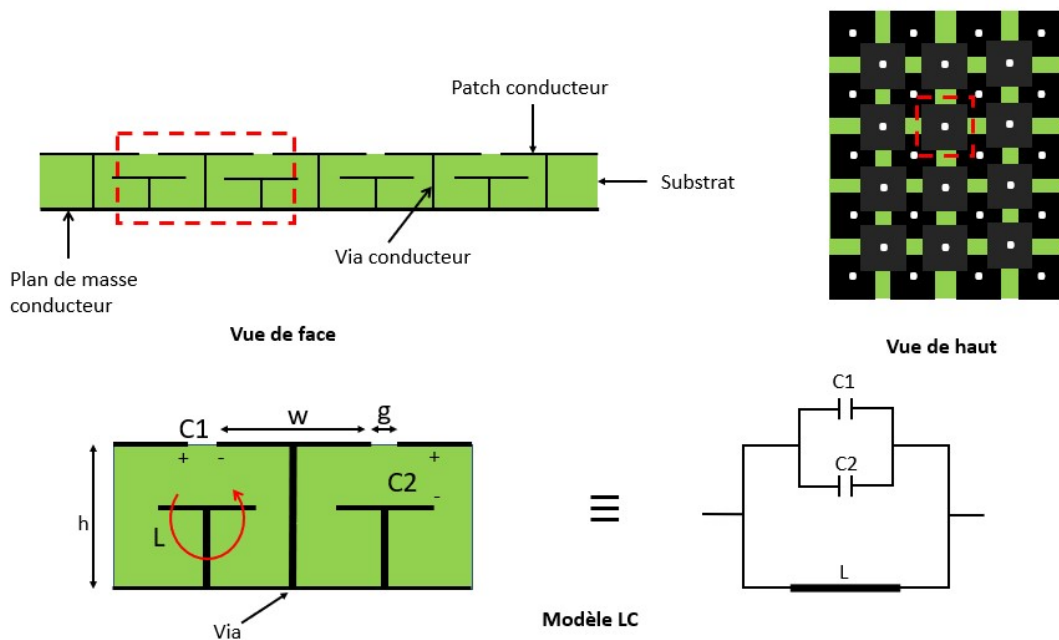


FIGURE 3.2 – Structures EBG double couches.

Les propriétés électromagnétiques des structures EBG sont déterminées par plusieurs paramètres, notamment :

- La largeur du patch ( $W$ ) : Il s'agit de la dimension transversale du motif métallique utilisé dans la structure EBG. La largeur du patch peut influencer la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne.
- La largeur du gap ( $g$ ) : C'est l'espace entre les motifs métalliques dans la structure EBG. La largeur du gap peut affecter l'impédance de surface et les propriétés de rayonnement de l'antenne.
- L'épaisseur du substrat ( $h$ ) : Il s'agit de l'épaisseur du matériau diélectrique utilisé dans la structure EBG. L'épaisseur du substrat peut influencer les

propriétés de propagation des ondes électromagnétiques, ainsi que l'impédance de surface.

- La constante diélectrique relative ( $\epsilon_r$ ) : C'est une mesure de la permittivité du matériau diélectrique par rapport à celle du vide. La constante diélectrique relative du substrat peut influencer les propriétés de propagation des ondes et l'impédance de surface de la structure EBG.
- Le rayon des vias ( $r$ ) : Les vias sont des ouvertures conductrices qui relient les couches métalliques de la structure EBG. Le rayon des vias peut affecter l'impédance de surface et les propriétés de propagation des ondes dans la structure EBG.

En modifiant ces paramètres, il est possible d'ajuster les caractéristiques électromagnétiques de la structure EBG, telles que la fréquence de résonance, la bande passante, l'impédance de surface et les propriétés de rayonnement. Les valeurs optimales de ces paramètres dépendront de l'application spécifique et des objectifs de conception de l'antenne.

## 3.2 CONCEPTION D'UNE SURFACE EBG POUR LE SYSTÈME ILS EN BANDE VHF

Au sein de notre projet, notre objectif principal est de concevoir une surface EBG (Electromagnetic Band Gap) fonctionnant efficacement dans la bande VHF précisément dans la bande de fonctionnement de l'ILS (GLID)(329-335 MHz). Pour atteindre cet objectif, nous avons entrepris une étude approfondie en se basant sur les paramètres fréquentiels et géométriques de la structure. Cette étude paramétrique revêt une importance cruciale dans le processus de conception de la surface EBG, car elle nous permettra de prendre en considération les variations des paramètres et leur impact sur les performances recherchées. Ainsi, en optimisant la conception en fonction de ces résultats, nous visons à obtenir une surface EBG qui répondra parfaitement aux exigences spécifiques de la bande VHF.

### 3.2.1 Géométrie de la nouvelle cellule EBG « CROSS »

La cellule EBG (double couches) a été créée sur HFSS dont le design est constitué sur une fréquence de 300 MHz ce design a été créé en plusieurs étapes qui sont présentés dans les figures (3.3) ci-dessous et montrant les différents résultats à chaque étape de simulation pour arriver au résultat recherché ce qui donne le design final, cette cellule se compose d'un plan de masse en forme carré et en dessus un substrat de type (FR4EPOXY) Flame-Resistant 4 situé sur sa partie supérieure deux niveaux de patch carré, les quatre niveaux sont reliés par un via conducteur.



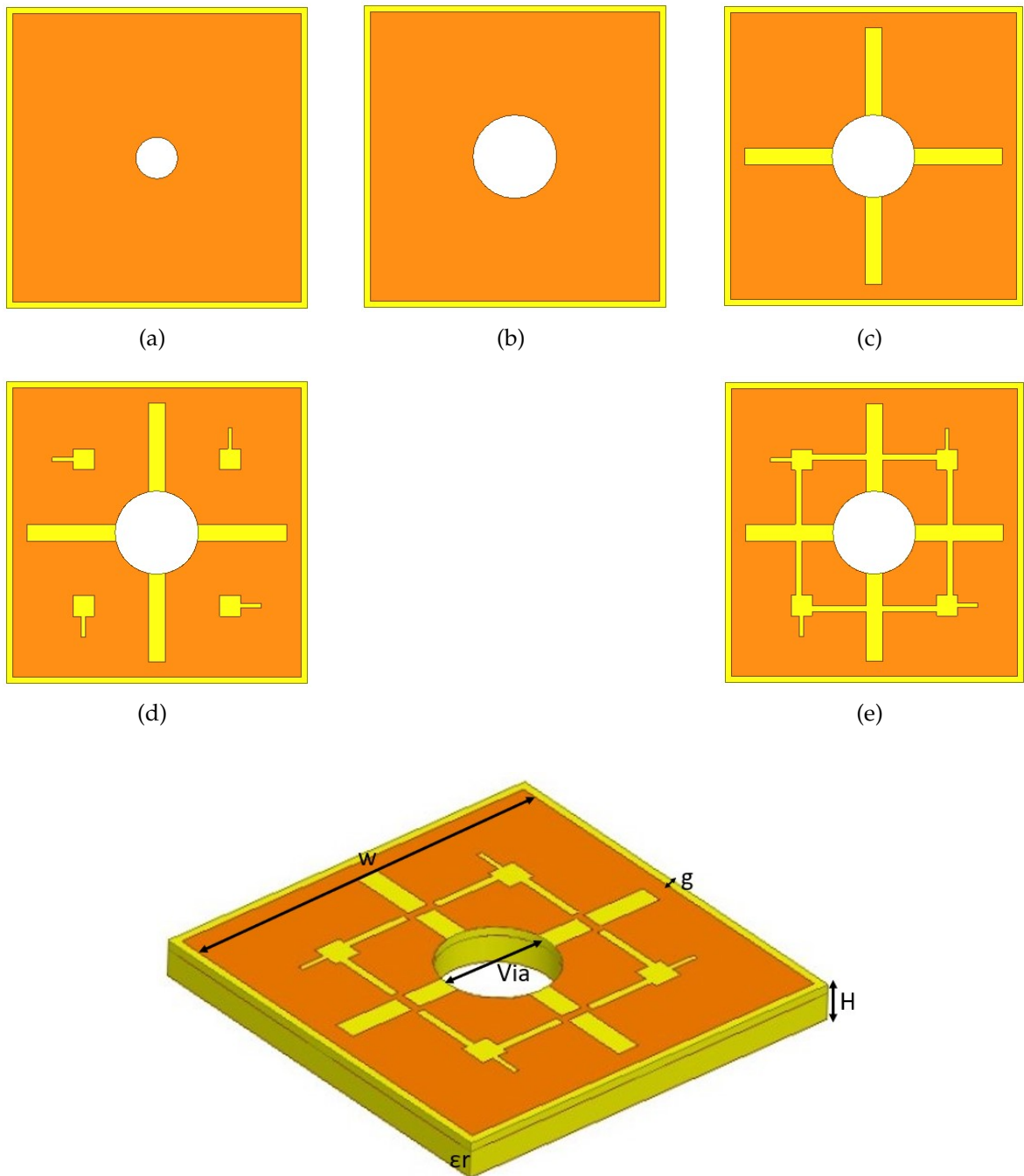


FIGURE 3.3 – Les étapes de création de la cellule CROSS.

Grâce à notre étude paramétrique, nous pouvons conclure que pour obtenir une structure EBG fonctionnant en bande VHF avec une faible hauteur, il sera nécessaire d'optimiser les paramètres  $g$ ,  $w$  afin d'obtenir la fréquence de résonance et la bande passante souhaitées. Après l'optimisation des paramètres de la cellule nous avons obtenu les résultats présentés dans la figure 3.4 et le tableau 3.1.

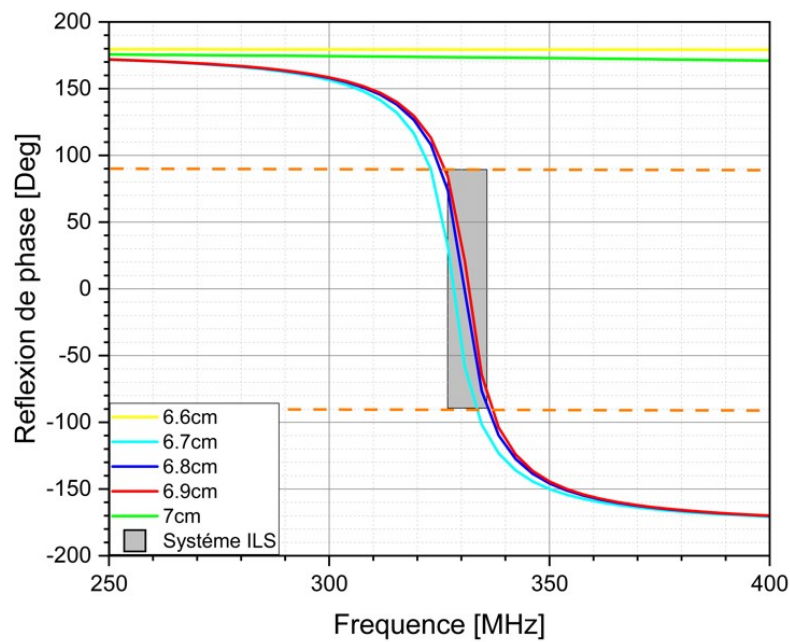


FIGURE 3.4 – Diagramme de réflexion de phase variations.

TABLE 3.1 – Les paramètres d'optimisation.

Paramètre	W	g
Valeur 1	6.6cm	0.3cm
Valeur 2	6.7cm	0.25cm
Valeur 3	6.8cm	0.2cm
Valeur 4	6.9cm	0.15cm
Valeur 5	7cm	0.1cm

### 3.2.2 Modèle final cellule EBG Cross

Suite à l'optimisation des paramètres géométriques, on a décidé d'utiliser le modèle qui contient patch à double niveau Afin de miniaturiser l'antenne ILS par la suite de notre travaille, le modèle est illustré dans la figure 3.5.

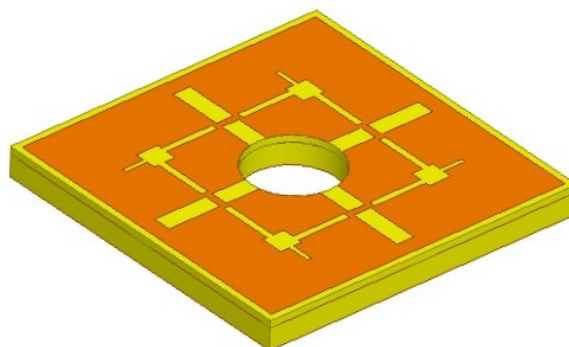


FIGURE 3.5 – design final cross.

### 3.2.3 Caractéristiques géométriques du design final de la cellule cross

Les caractéristiques géométriques sont données dans les Figures 3.6 et le tableau 3.2 suivantes pour le design final choisit, La largeur du patch W, la distance

séparant deux patches consécutifs  $g$  appelée gap, la hauteur  $h$  du substrat et s'expriment en général en fonction de la longueur d'onde, Les longueurs d'ondes des paramètres géométriques sont calculées à la fréquence de 300 MHz.

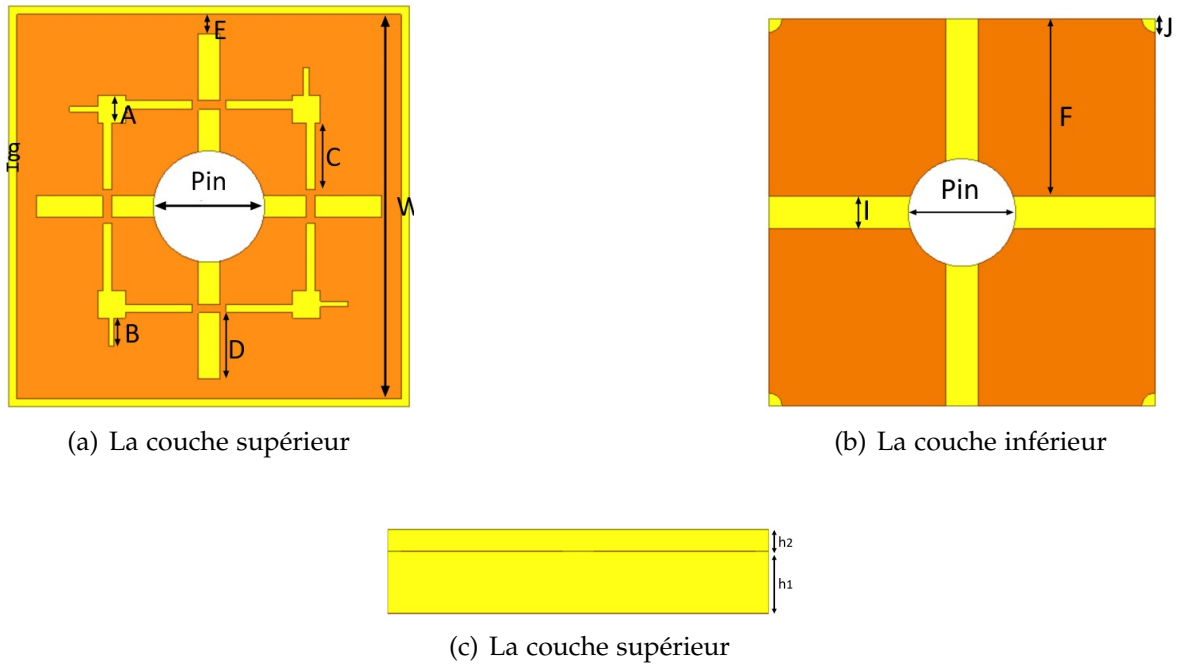


FIGURE 3.6 – Les paramètres géométriques sur le design CROSS.

W	g	h2	h1	A	B	C	D	E	f	i	j	Pin
6.9cm	0.15cm	0.16cm	0.48cm	0.5cm	0.5cm	1.2cm	1.2cm	0.35cm	3.3cm	0.6cm	0.25cm	2cm

TABLE 3.2 – Caractéristiques géométriques du design final de la cellule cross

### 3.2.4 Résultat de simulation

Dans le cadre de l'analyse, nous examinons la réflexion d'une onde plane incidente normale en utilisant un point d'accès de Floquet positionné à une distance de  $\lambda/4$  (à une fréquence de 300 MHz) du patch conducteur de la cellule.

Lors du calcul de la phase du coefficient de réflexion, le port Floquet est virtuellement ramené à la surface supérieure de la cellule. Des conditions aux frontières de type maître/esclave sont appliquées. La réponse en termes de phase de réflexion de la cellule EBG est présentée dans la figure 3.7 La bande de fréquence correspondant à cette plage (327MHz-337MHz) de la phase du coefficient de réflexion est dite bande de réflexion en phase Cette courbe présente La région de fréquences correspond à une réflexion en phase ( $90^\circ \pm 90^\circ$ ).

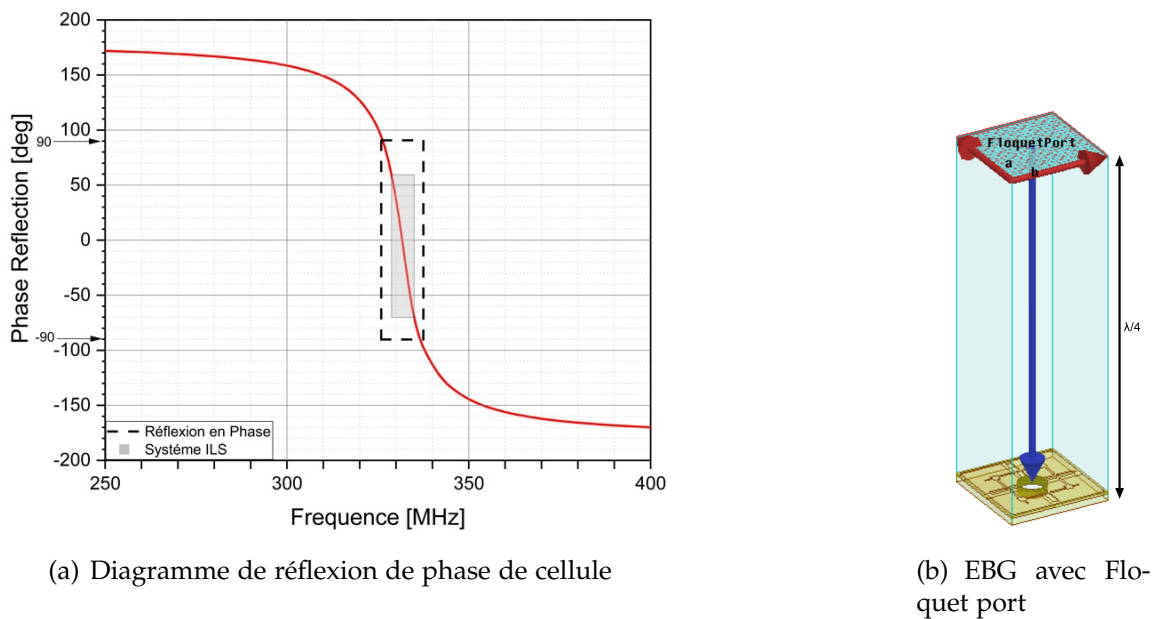


FIGURE 3.7 – Simulation de cellule CROSS.

### 3.2.5 Structure EBG CROSS (CMA)

À partir de la cellule EBG cross simulé et détaillé en dessus on a créé sur HFSS une structure EBG ou conducteurs magnétiques artificielle (CMA) d'une taille de 7x2 avec les mêmes propriétés géométriques cité en haut.

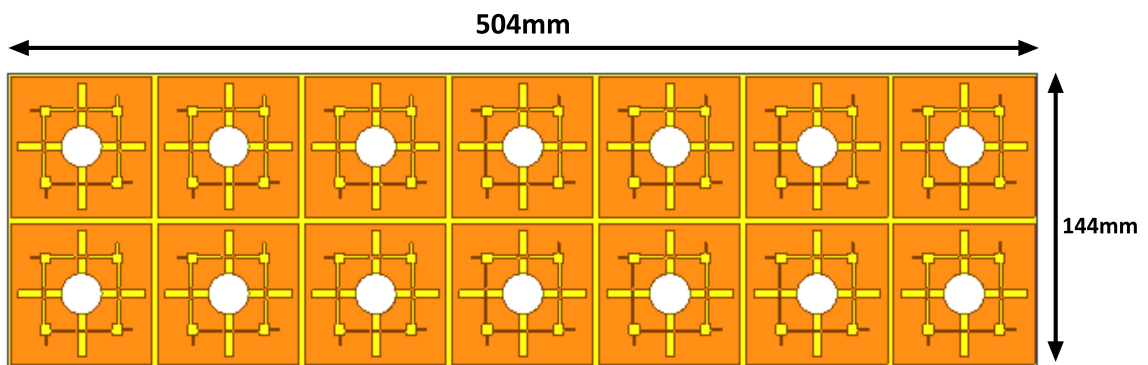


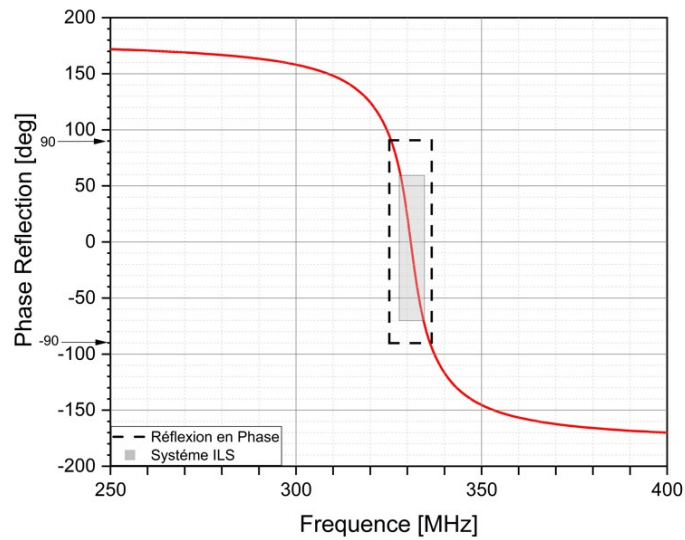
FIGURE 3.8 – structure EBG 7x2 (CMA).

### 3.2.6 Résultats de simulation CMA

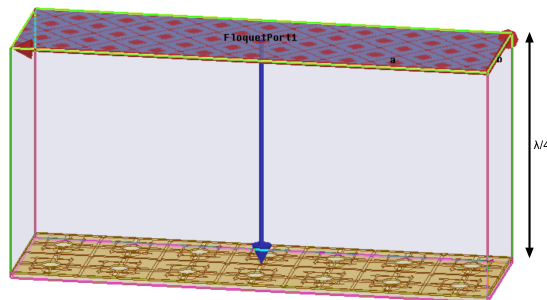
Après avoir simulé la structure EBG on remarque que La variation de la phase du coefficient de réflexion de la structure en fonction de la fréquence est comprise entre  $+180^\circ$  et  $-180^\circ$ . Cependant, pour un conducteur électrique parfait (PEC), cette phase est égale à  $180^\circ$ , tandis que pour un conducteur magnétique parfait (PMC), qui n'existe pas dans la nature, elle est de  $0^\circ$ . La figure 3.9 illustre l'allure de la courbe de la phase du coefficient de réflexion des structures. Cette courbe présente La région de fréquences correspond à une réflexion en phase ( $90^\circ \pm 90^\circ$ ), où la structure EBG rayonne en phase au lieu d'un rayonnement déphasé observé dans le cas

d'un PEC. De plus, la phase est nulle à la fréquence de résonance  $f_0$ . Aux environs de zéro degré ( $0^\circ$ ) de la phase du coefficient de réflexion, le champ magnétique tangentiel approche zéro, ce qui confère à la structure une impédance de surface très élevée. Ainsi, la structure se comporte comme un conducteur magnétique artificiel (AMC).

On remarque qu'aux très basses fréquences, la phase du coefficient de réflexion est égale à  $0^\circ$  et la structure EBG se comporte comme un conducteur électrique parfait (PEC) c'est-à-dire comme un métal à la fréquence de résonance la phase du coefficient de réflexion passe par zéro et la structure EBG se comporte comme un conducteur magnétique artificiel (AMC), et aux hautes fréquences au-dessus de la résonance, la phase retourne à  $(-\pi)$ . Quand l'impédance de surface est très grande devant l'impédance caractéristique de l'espace libre, la phase du coefficient de réflexion chute de  $(+\pi/2)$  à  $(-\pi/2)$ .



(a) Diagramme de réflexion de phase de la plaque 7x2



(b) Plaque CMA avec Floquet port

FIGURE 3.9 – Simulation de cellule CROSS.

On peut visualiser la distribution du champ électromagnétique dans la figure 3.10, on remarque que le champ est distribué au long de la structure.

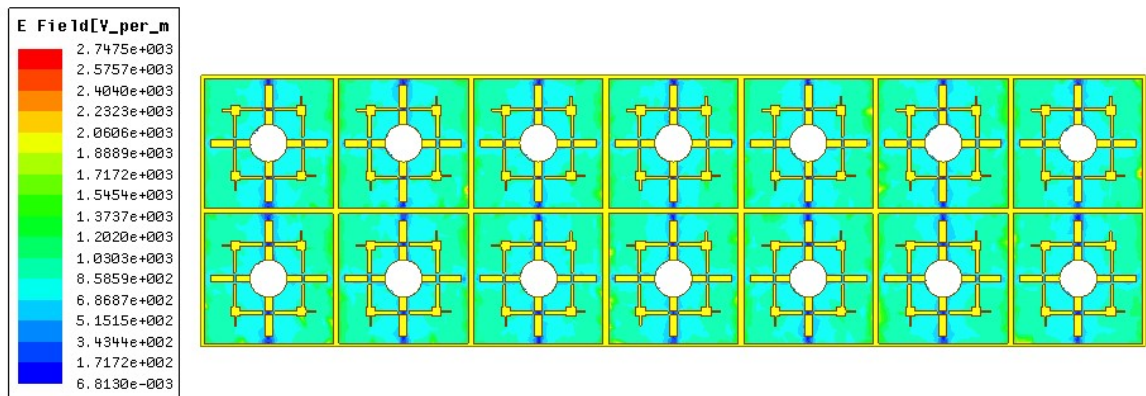


FIGURE 3.10 – Le champ électromagnétique distribué au long de la structure EBG.

### 3.3 ANTENNE DIPÔLE FILAIRE POUR LE SYSTÈME ILS AVEC LES CMA

Dans cette section, nous allons construire le modèle d'une antenne dipôle filaire pour le système ILS, conçue pour fonctionner dans la bande de fréquences de 319 à 342 MHz. Cette antenne a une longueur de  $H_c=40\text{cm}$  et un diamètre de  $D=2.7\text{mm}$ . Elle est positionnée parallèlement à la surface du CMA de taille  $7 \times 2$ . L'antenne est alimentée en son centre par une source de tension localisée avec une impédance interne de  $50\Omega$ . Après avoir optimisé la distance entre l'antenne et CMA montré dans la figure Nous plaçons ce dipôle au centre et à une hauteur  $H_{op}=5\text{cm}$  comme il est présenté dans la figure 3.11.

Hc	48cm	46cm	44cm	42cm	40cm
Hop	25cm	20cm	15cm	10cm	5cm
D	2.7mm	2.25mm	1.8mm	1.4mm	1.15mm

TABLE 3.3 – Paramètres d'antenne pour l'optimisation.

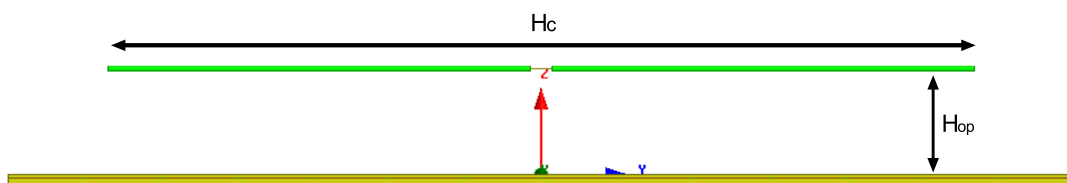


FIGURE 3.11 – Paramètres géométriques du dipôle filaire.

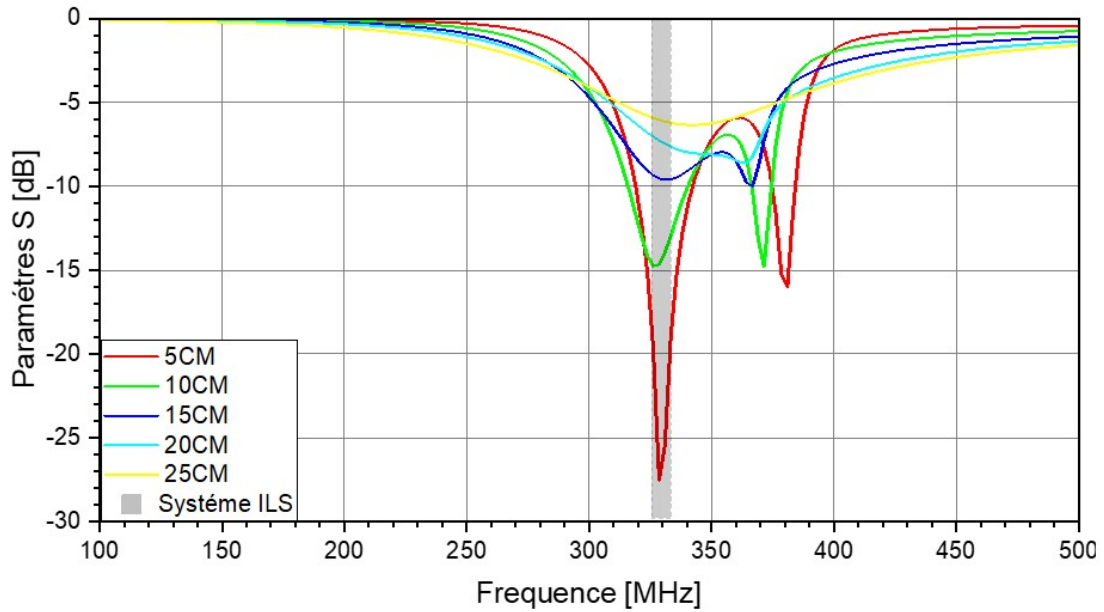


FIGURE 3.12 – Optimisation de la distance entre l'antenne et structure CMA.

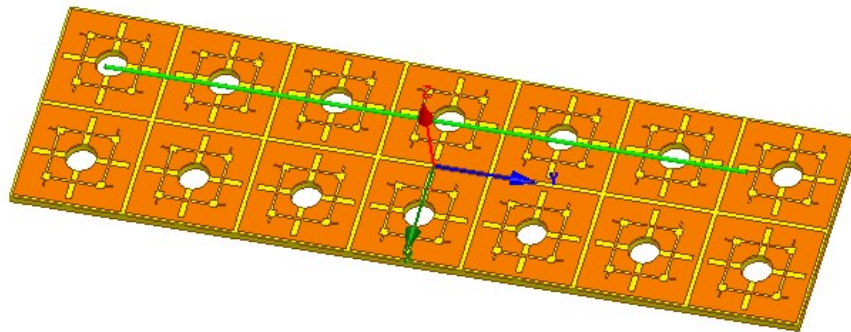
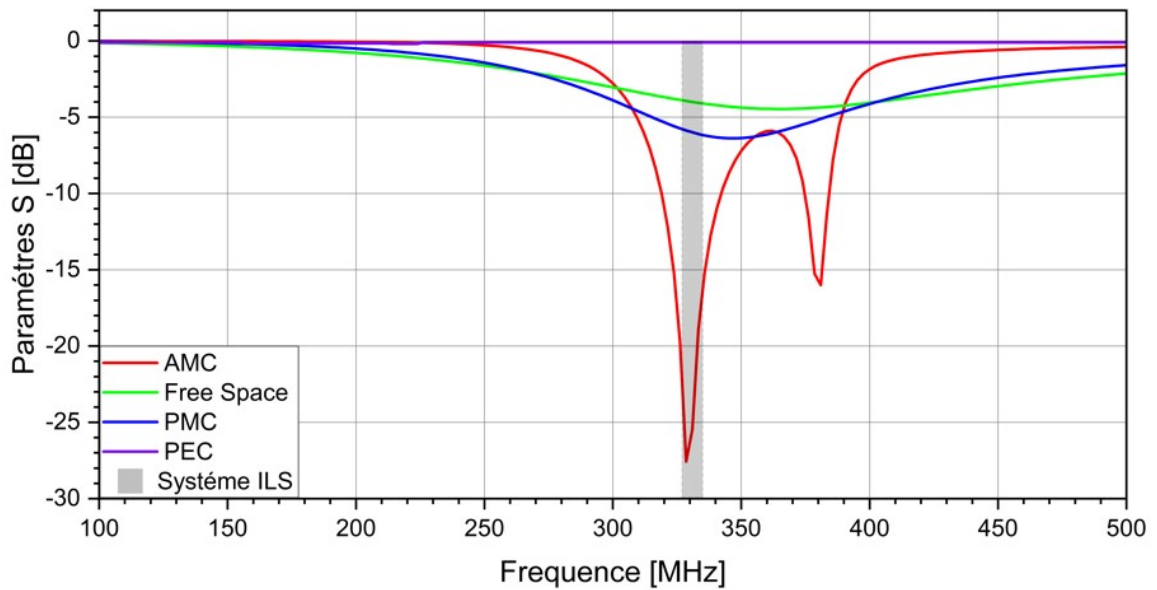


FIGURE 3.13 – vue isométrique.

### 3.3.1 Résultat de simulation Coefficient de réflexion du dipôle filaire avec les CMA

En se référant aux résultats de simulation présentés dans la Figure 3.27, il est observé que l'antenne présente une adaptation avec  $S_{11}$  -10 dB sur la bande de fréquence de 319 à 342 MHz. Par conséquent, l'antenne couvre la plage de fréquence du système ILS Glide, soit 329 à 335 MHz. Cette observation démontre l'avantage de l'utilisation d'une structure EBG à double niveau, qui permet de réduire la taille géométrique de l'antenne tout en maintenant des performances fréquentielles similaires.

Les résultats de simulation des paramètres  $S_{11}$  de l'antenne sont présentés dans la Figure 3.27. Pour le dipôle en espace libre, la plage de fréquence pour laquelle  $S_{11} < -10$  dB correspond à la zone de réflexion (90,-90) de la surface EBG. Lorsque le plan de masse est un conducteur électrique parfait (PEC), l'antenne ne présente pas d'adaptation sur la bande de fréquence. En revanche, en utilisant un plan de masse en conducteur magnétique parfait (PMC), l'antenne présente une adaptation, et la courbe de  $S_{11}$  présente la même variation que celle de l'antenne.


 FIGURE 3.14 – Résultat  $S_{11}$  et comparaison MCA, PEC, PMC, espace libre.

En espace libre. L'utilisation d'une surface EBG composée de  $(7 \times 2)$  cellules permet d'adapter l'antenne sur la plage de fréquence de 319 à 342 MHz ( $S_{11} < -10$  dB) et déplace la fréquence de résonance du dipôle en espace libre vers les hautes fréquences.

### 3.3.2 Diagramme de rayonnement dipôle filaire avec les CMA

Dans les Figure 3.15, 3.16 et 3.18, nous pouvons observer le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan  $(xOy)$  nous constatons un gain max de 1.4 dB.

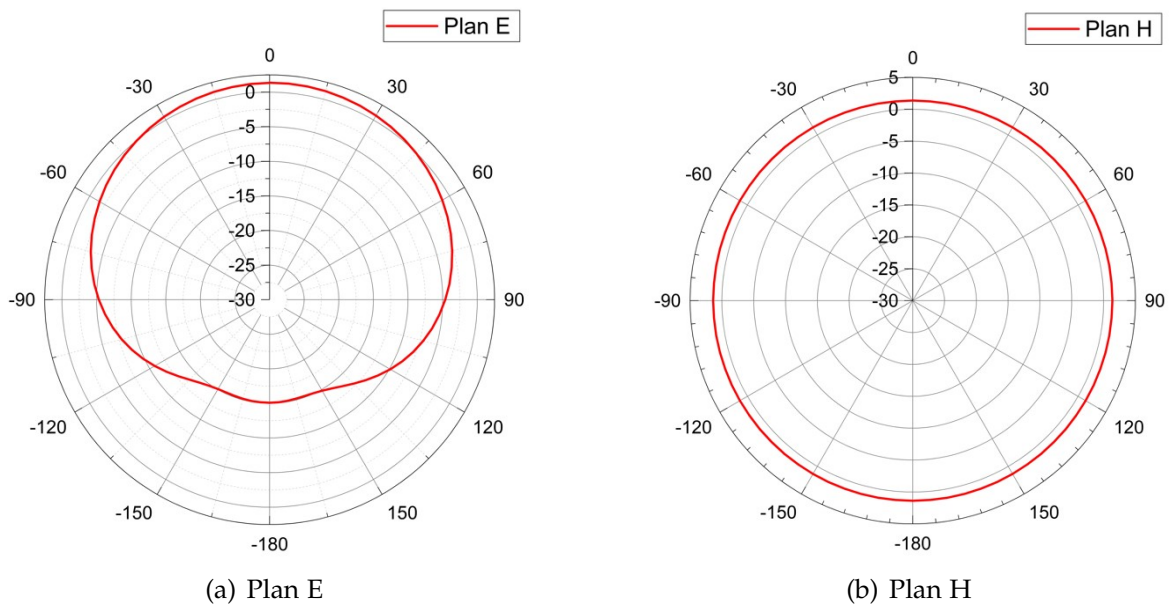


FIGURE 3.15 – Diagramme de rayonnement en 2D de dipôle filaire sur CMA.



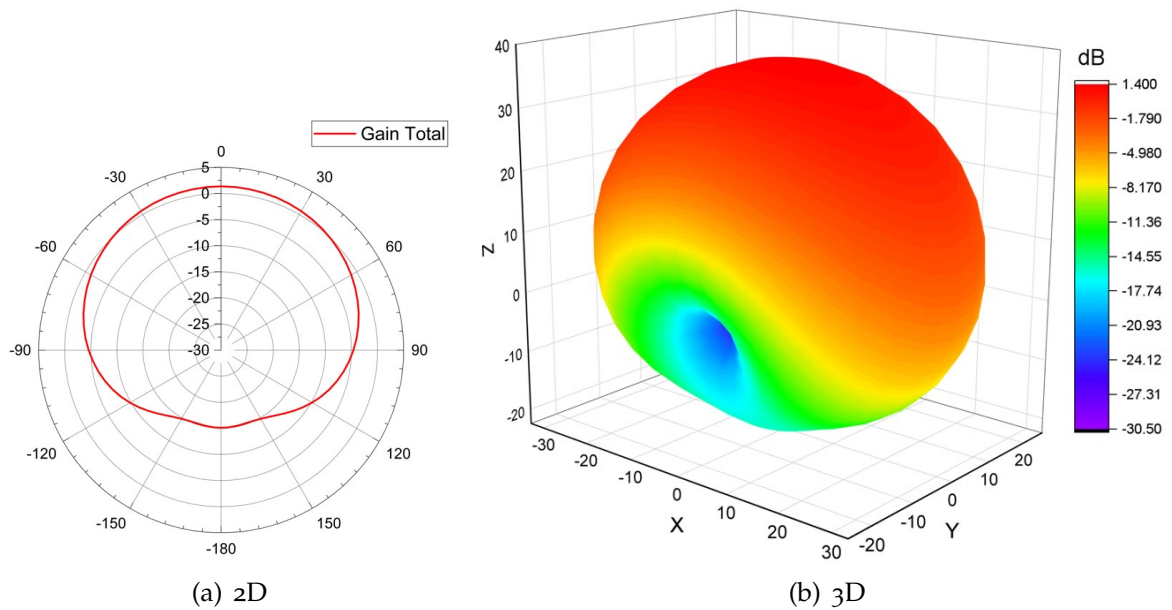


FIGURE 3.16 – gain total en 3D et en 2D de dipôle filaire sur CMA.

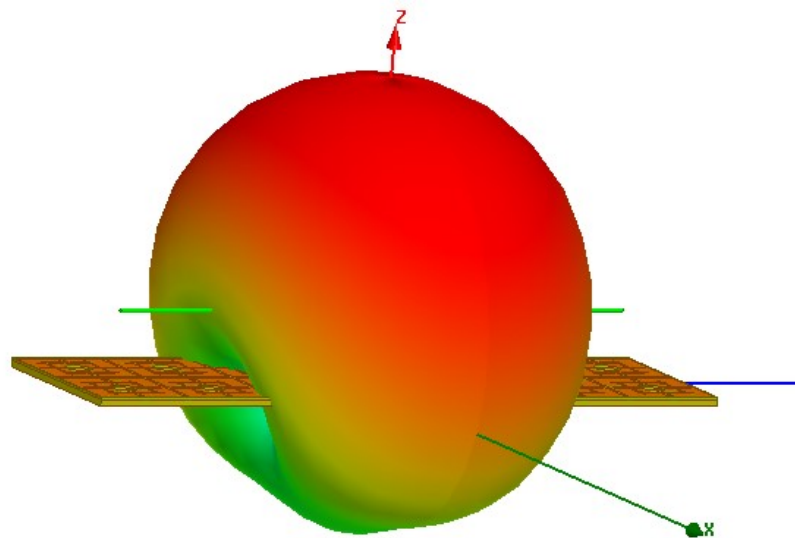


FIGURE 3.17 – Diagramme de rayonnement de dipole filaire en 3D.

### 3.4 ANTENNE DIPÔLE PLANAIRE POUR LE SYSTÈME ILS AVEC LES CMA

Dans le cadre de notre objectif visant à proposer une antenne de dimensions plus compactes, nous aborderons ici une nouvelle approche en remplaçant le dipôle filaire par un dipôle planaire. Cette antenne repose sur le même principe que celui évoqué précédemment et est conçue pour fonctionner dans la bande VHF, en particulier pour le système ILS GLIDE. Le substrat utilisé est le FR4EPOXY, d'une épaisseur de  $h = 1.6$  mm et de dimensions (6 cm x 38 cm). Le dipôle et le plan de masse sont imprimés sur la face supérieure du substrat, comme illustré dans la figure 3.18.

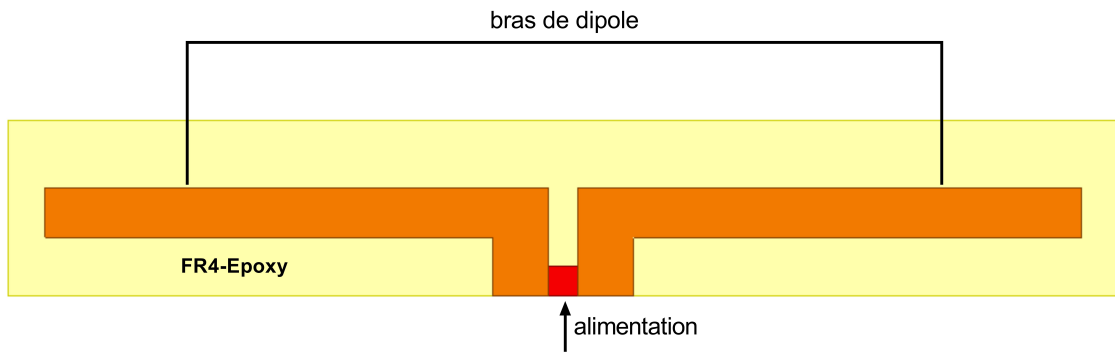


FIGURE 3.18 – propriétés dipôle planaire.

L1	L2	Ac 3	Bc 4	Hc	Fc 6	Gap
38cm	36cm	1.7cm	1.9cm	17.2cm	2cm	1cm

TABLE 3.4 – Paramètres géométriques de l'antenne planaire.

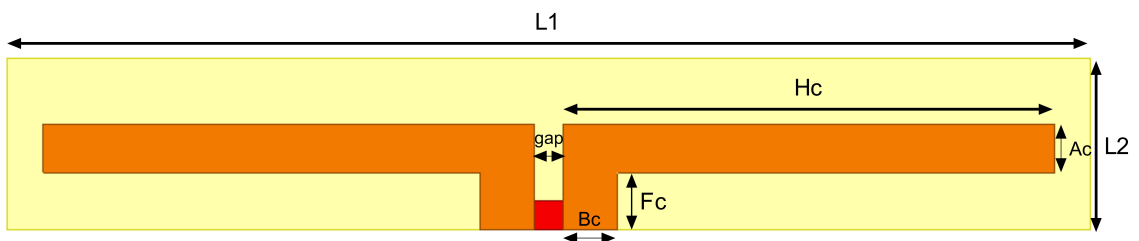


FIGURE 3.19 – propriétés dipôle planaire.

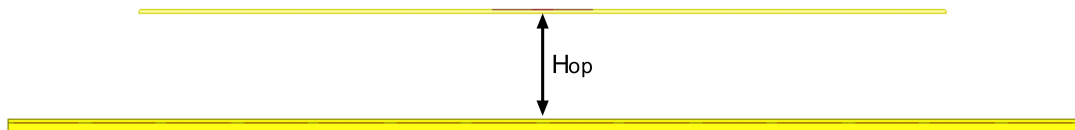


FIGURE 3.20 – La hauteur entre le dipôle planaire et CMA.

Le dipôle planaire est ensuite disposé à une hauteur  $H_{op} = 5\text{cm}$  de la surface EBG (7x2) présentée dans la figure 3.20.

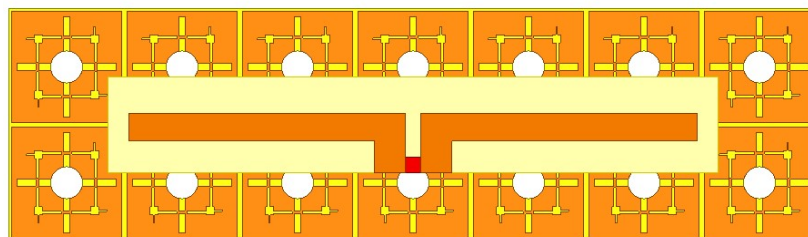


FIGURE 3.21 – vue de haut.

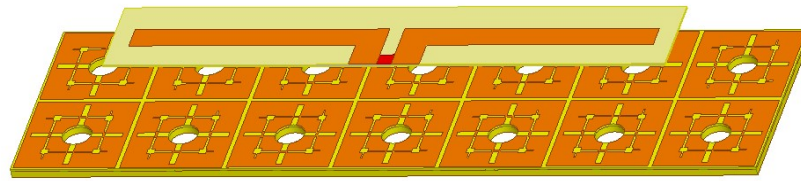


FIGURE 3.22 – vue isométrique.

### 3.4.1 Résultat de simulation Coefficient de réflexion du dipôle planaire avec les CMA

On simule le paramètre  $S_{11}$  de l'antenne en alimentant le dipôle par une source de tension localisée dont l'impédance interne est de  $50\Omega$ . Le paramètre  $S_{11}$  est présenté dans la figure 3.23. On remarque que le coefficient de réflexion du dipôle planaire dispose d'une plus large bande passante de 320MHz à 352MHz avec  $S_{11}$  (-31dB) et une fréquence de résonance de 335 MHz.

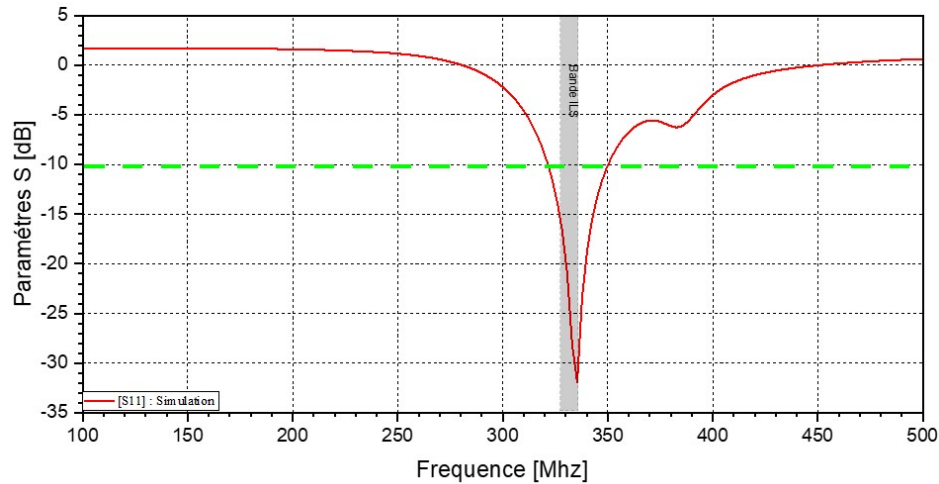


FIGURE 3.23 – Paramètres  $S_{11}$  de l'antenne.

On peut visualiser la distribution du champ électromagnétique dans la figure 3.24, on remarque que le champ est distribuée au long des bras du dipôle planaire.

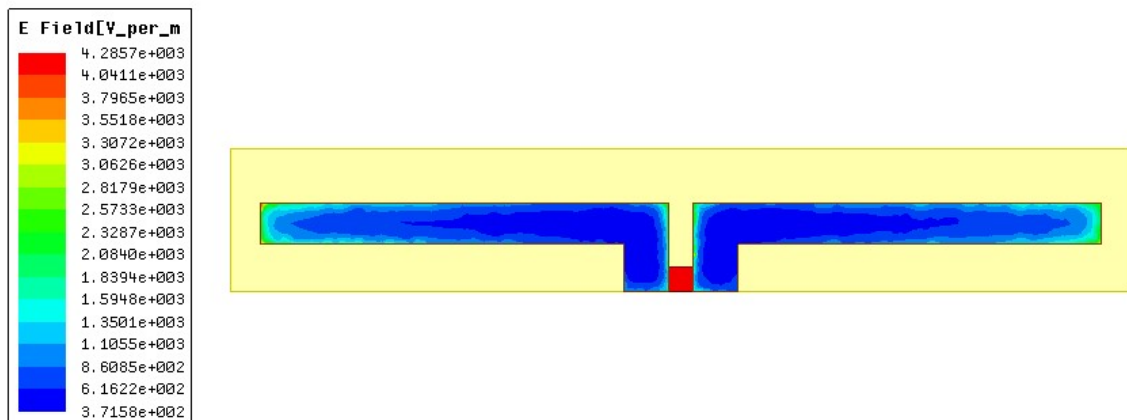


FIGURE 3.24 – Le champ électromagnétique distribuée au long des bras du dipôle planaire.

### 3.4.2 Diagramme de rayonnement dipôle planaire

Dans la Figure 3.25, 3.26 et 4.9, nous pouvons observer le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan (xOy), nous constatons un gain max de 0,56 dB.

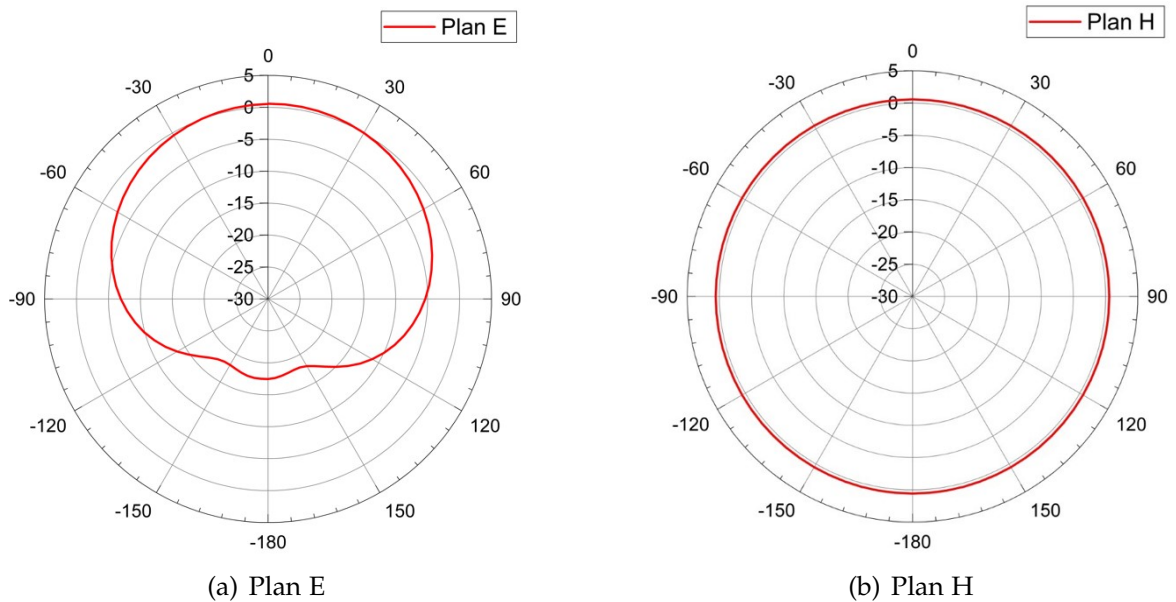


FIGURE 3.25 – Diagramme de rayonnement en 2D de dipôle PLANAIRE sur CMA.

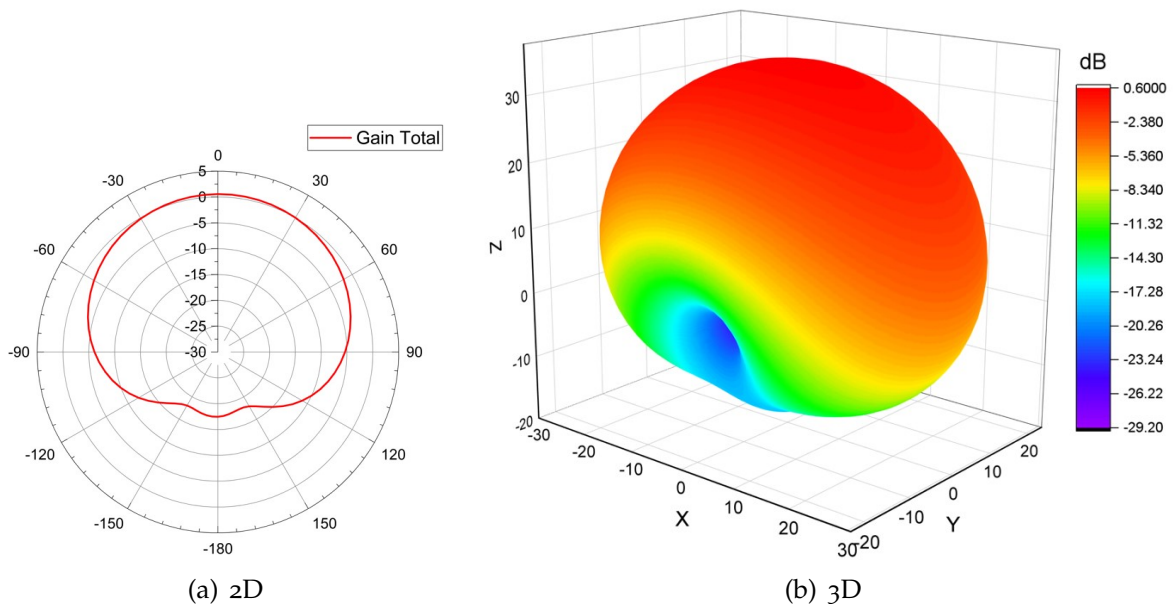


FIGURE 3.26 – gain total en 3D et en 2D de dipôle planaire sur CMA.

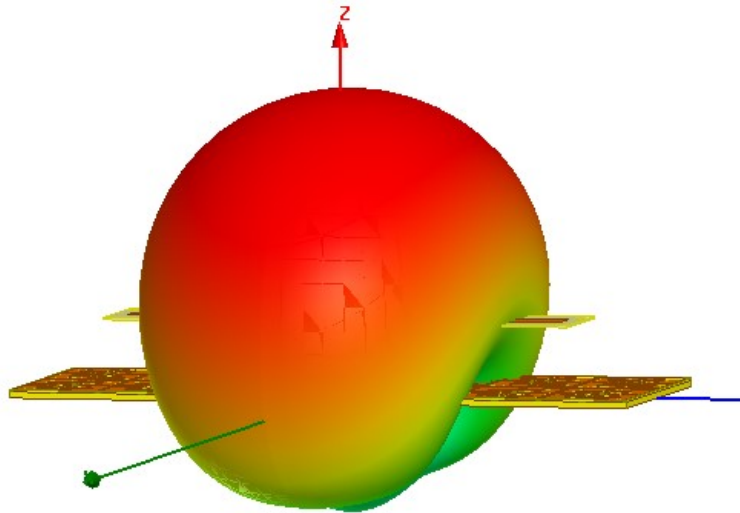


FIGURE 3.27 – Diagramme de rayonnement de dipôle planaire en 3D.

## CONCLUSION DU CHAPITRE

Ce chapitre a présenté une étude approfondie sur les surfaces EBG et les antennes dipôle filaire et planaire pour le système ILS GLIDE en bande VHF. Les simulations réalisées sur HFSS ont permis d'optimiser les paramètres géométriques des structures EBG et de caractériser leur comportement en termes de bande passante et de phase de réflexion. Les résultats ont montré une bonne adaptation et une large bande passante pour les deux types d'antennes dipôle. Les diagrammes de rayonnement dans le plan H ont révélé une directivité notable avec des gains maximaux de 1,4 dB pour le dipôle filaire et 0,56 dB pour le dipôle planaire. Ces résultats prometteurs ouvrent des perspectives intéressantes pour des applications futures dans le domaine du système ILS GLIDE en bande VHF.

# RÉALISATION ET MESURES

# 4

## 4.1 CHAIRE DE CHARGE (MATÉRIELLES UTILISÉ)

### 4.1.1 Matérielles de réalisation

Pour effectuer la réalisation de notre modèle CMA avec les deux types d'antenne dipôle filaire et planaire on avait besoin de plusieurs matériaux qui sont cités ci-dessus et dans les figures suivant :

1. FR4 Epoxy : Une feuille A4 de FR4 epoxy est un matériau composite utilisé dans l'industrie électronique. Elle est composée d'un substrat en fibre de verre et d'une résine epoxy, offrant une isolation électrique efficace et une résistance mécanique élevée. Ces feuilles sont couramment utilisées dans la fabrication de circuits imprimés et de cartes électroniques. Elles sont durables, résistantes à la chaleur et aux produits chimiques, et compatibles avec les processus de fabrication traditionnels

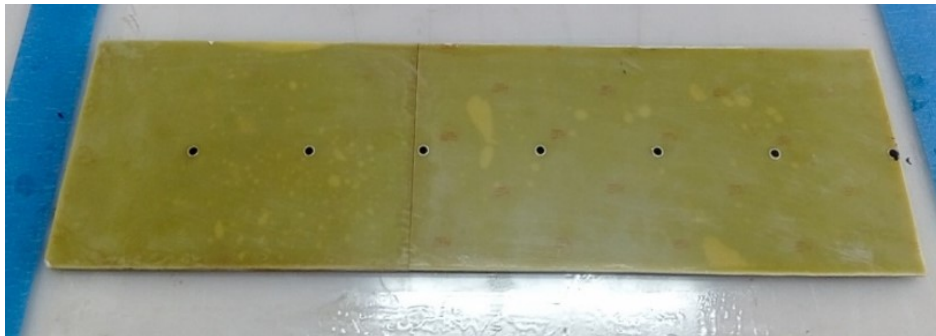


FIGURE 4.1 – Feuille A4 de FR4 epoxy.

2. La résine et 207 durcisseur : la résine epoxy est un polymère liquide qui, lorsqu'elle est mélangée avec un durcisseur tel que le durcisseur 207, durcit pour former un matériau solide et durable. Ce système epoxy est utilisé dans diverses applications industrielles pour sa résistance chimique, sa résistance mécanique et son adhérence.



FIGURE 4.2 – La résine et 207 durcisseur.

- Machine CNC plasma : Une machine CNC plasma est un type de machine-outil utilisée pour découper des matériaux conducteurs, tels que l'acier, l'aluminium, le cuivre et d'autres métaux, à l'aide d'un jet de plasma. CNC signifie "Computer Numerical Control" (commande numérique par ordinateur), ce qui signifie que la machine est contrôlée par un ordinateur qui exécute des instructions précises pour réaliser des coupes et des formes spécifiques.



FIGURE 4.3 – Machine CNC plasma.

- Fils électrique : Les fils électriques sont des conducteurs utilisés pour acheminer l'électricité dans les installations électriques. Ils sont essentiels pour le fonctionnement des systèmes électriques et sont couramment utilisés dans les maisons, les bâtiments commerciaux, l'industrie et d'autres applications.

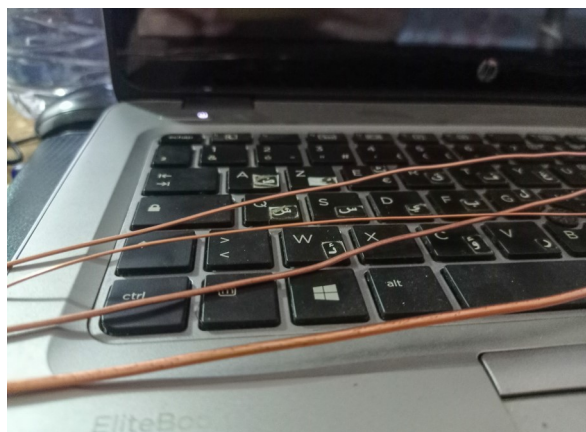


FIGURE 4.4 – Des fils électrique de différent section 1, 1.5, 2.5 et 4.

- Machine sous vide : Une machine sous vide est un appareil utilisé pour réaliser le processus de mise sous vide. Elle est conçue pour extraire l'air d'un contenant scellé, créant un vide partiel ou complet à l'intérieur.



FIGURE 4.5 – *Machine sous vide.*

### 4.1.2 Matériels de mesure

Pour effectuer les mesures des structures que nous avons réalisées, nous aurons besoin de différents outils spécifiques. les figures ci-dessous récapitulent les outils requis pour mener à bien ces mesures.

1. **Chambre anéchoïque** : Une chambre anéchoïque pour antenne est une installation spécifique conçue pour mesurer et caractériser les performances d'une antenne dans un environnement contrôlé et sans interférences extérieures. Cette chambre anéchoïque est conçue pour réduire les réflexions d'ondes électromagnétiques et permettre des mesures précises des caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

FIGURE 4.6 – *Chambre anéchoïque.*

2. **Antenne émission** : Antenne pour l'émission de type Aaronia HyperLOG 20600 EMI est une antenne directionnelle conçue pour les applications de CEM et d'analyse des signaux électromagnétiques. Elle offre une large bande passante allant de 20 MHz à 6 GHz, gain de 8dBi, une directivité élevée et une sensibilité accrue. Elle est utilisée dans des applications de tests, de mesure de spectre RF et d'analyse des émissions électromagnétiques.

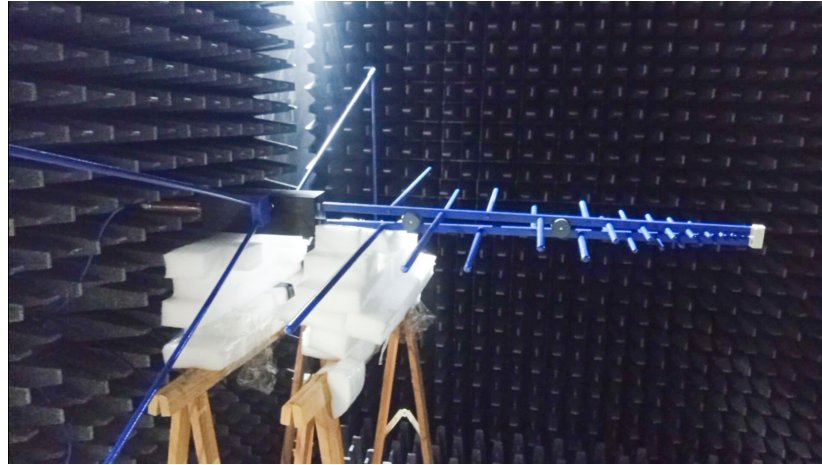


FIGURE 4.7 – Antenne pour l'émission de type "Aronia HyperLOG 20600 EMI".

3. Générateur de signal RF et Analyseur de spectre RF/MW : Un générateur RF, également appelé générateur de signal RF, est un appareil électronique utilisé pour produire des signaux électromagnétiques à des fréquences radio (RF). Il est largement utilisé dans les domaines de la recherche, des télécommunications, de la radio, de la télévision, de la mesure et du test.

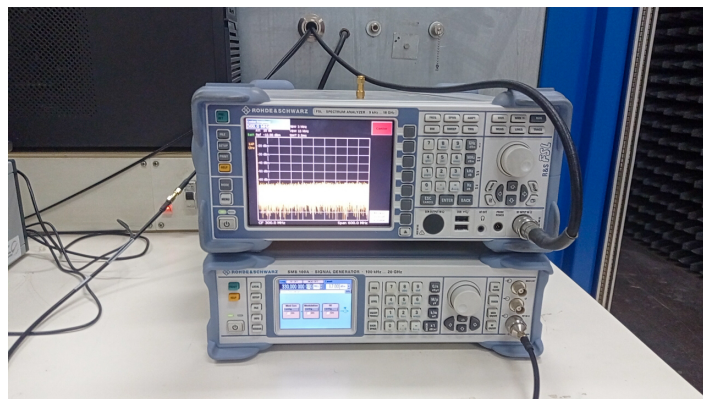


FIGURE 4.8 – Générateur de signal RF.

Pour effectuer les mesures des structures que nous avons réalisées, nous aurons besoin de différents outils spécifiques. Le tableau et les figures ci-dessous récapitulent les outils requis pour mener à bien ces mesures.

## 4.2 RÉALISATION DES CONDUCTEURS MAGNÉTIQUES ARTIFICIELS (CMA)

L'objectif principal est de fournir une compréhension approfondie des étapes nécessaires à la fabrication des structures CMA. Nous examinerons en détail les procédures et les techniques utilisées pour concevoir, fabriquer et caractériser ces structures.

### 4.2.1 Impression CMA

Pour la réalisation des structures CMA, il est essentiel de suivre une méthodologie précise. Tout d'abord, nous devons créer des fichiers PDF contenant le design de notre structure EBG en utilisant le logiciel KiCad montré dans la figure 4.9. Ce logiciel, largement utilisé par les concepteurs électroniques, offre une interface conviviale et des fonctionnalités avancées pour concevoir des PCB professionnels et fonctionnels. Étant donné que notre structure CMA comporte plusieurs couches, nous devons générer un fichier PDF pour chaque couche à l'aide de KiCad. Ces fichiers PDF serviront de référence lors de l'impression de la structure sur une machine CNC.

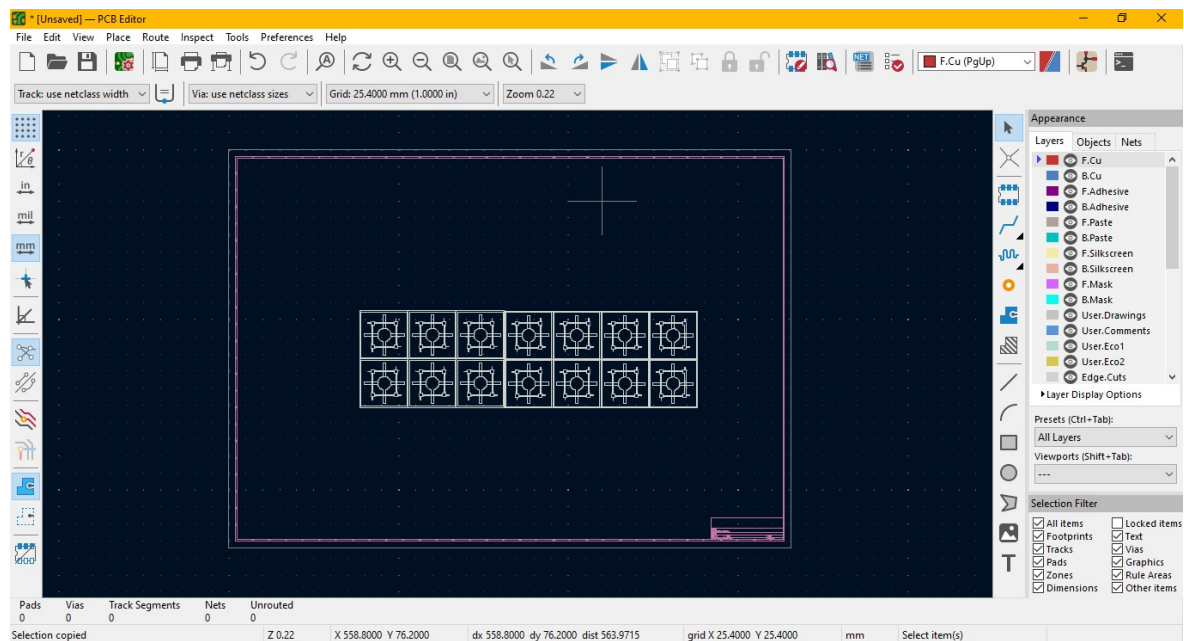


FIGURE 4.9 – la structure CMA CROSS sous logiciel Kicad.

Pour cette impression, nous utiliserons des feuilles de FR4-Epoxy, qui ont une permittivité relative de 4.4 et une tangente des pertes de 0.02. L'épaisseur des feuilles sera de 1.6 mm, conformément aux spécifications de notre conception. Cependant, en raison des dimensions de notre structure CMA, il est important de noter que la machine d'impression CNC ne peut pas imprimer l'ensemble de la structure en une seule fois. Nous devons donc diviser la structure en deux parties. La première partie aura une longueur de 36 cm, tandis que la deuxième partie aura une longueur de 14.4 cm. En combinant ces deux parties, nous obtiendrons une structure complète d'une longueur totale de 50.4 cm.

Cette approche de division en deux parties nous permet de réaliser l'impression complète) de la structure CMA tout en tenant compte des limitations techniques de la machine CNC, le résultat est illustré dans la figure 4.10. Ainsi, nous assurons une réalisation précise et efficace de notre structure CMA, en suivant une méthode étape par étape pour obtenir des résultats optimaux

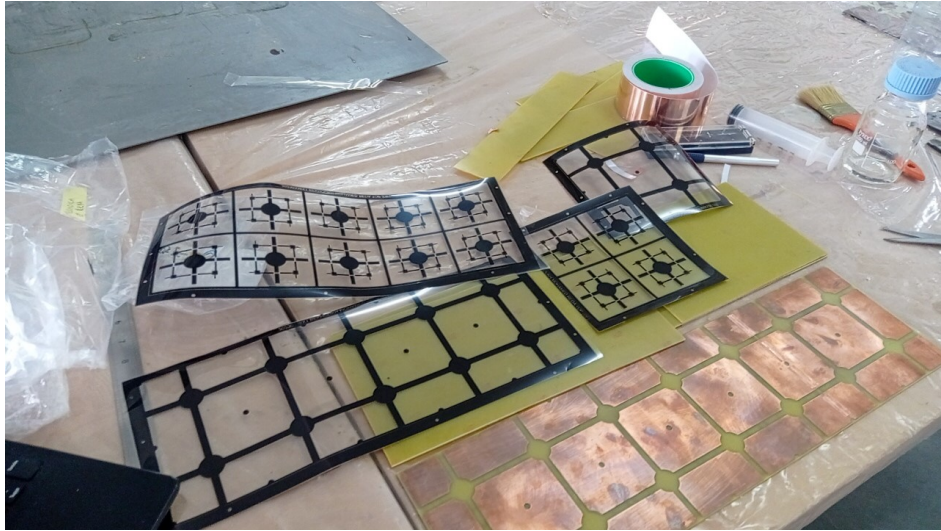


FIGURE 4.10 – plaque CROSS imprimé avec les films.

### 4.2.2 Collage

Dans cette étape de la réalisation de la structure CMA, nous abordons le processus de collage des différentes parties. Pour cela, nous disposons de 5 feuilles de FR4-Epoxy que nous avons préalablement coupées selon nos besoins spécifiques pour construire la structure CMA comme le montre la figure 4.11.



FIGURE 4.11 – La césure des feuilles FR4-Epoxy.

Le tout premier aspect auquel nous sommes attelés est la préparation du plan de travail dédié à ce collage. Nous avons veillé à mettre en place les bonnes conditions pour mener à bien cette opération présentée sur la figure 4.12.

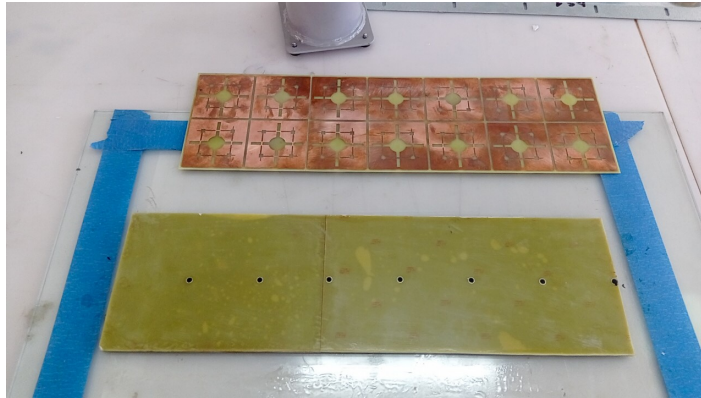


FIGURE 4.12 – Plan de travail dédié au collage.

Dans un premier temps, nous avons procédé au collage des deux morceaux de FR4- Epoxy constituant la première couche, qui correspond au plan de masse illustré dans la figure 4.13, en utilisant un scotch Copper de 35  $\mu\text{m}$ . Cette même procédure a été répétée pour la deuxième couche

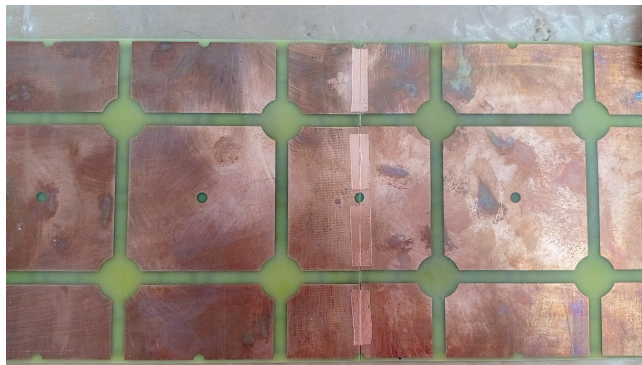


FIGURE 4.13 – collage avec le scotch cuivre.

Ensuite, nous avons préparé un mélange de résine Epoxy avec le durcisseur 207, que nous avons étalé sur les deux couches à l'aide d'un pinceau de 5 cm. Ensuite, nous les avons assemblées l'une sur l'autre de manière appropriée comme il est montré dans la figure 4.14 en dessous.



FIGURE 4.14 – Étalement de la résine Epoxy.

Préalablement à cette étape, nous avons pris soin de préparer l'espace de travail sous vide. Nous avons opté pour cette méthode afin d'empêcher la formation d'une autre couche de résine époxy et de permettre l'évacuation de l'air entre les deux couches, favorisant ainsi une bonne adhérence comme le présente la figure 4.15.



FIGURE 4.15 – application de sous vide.

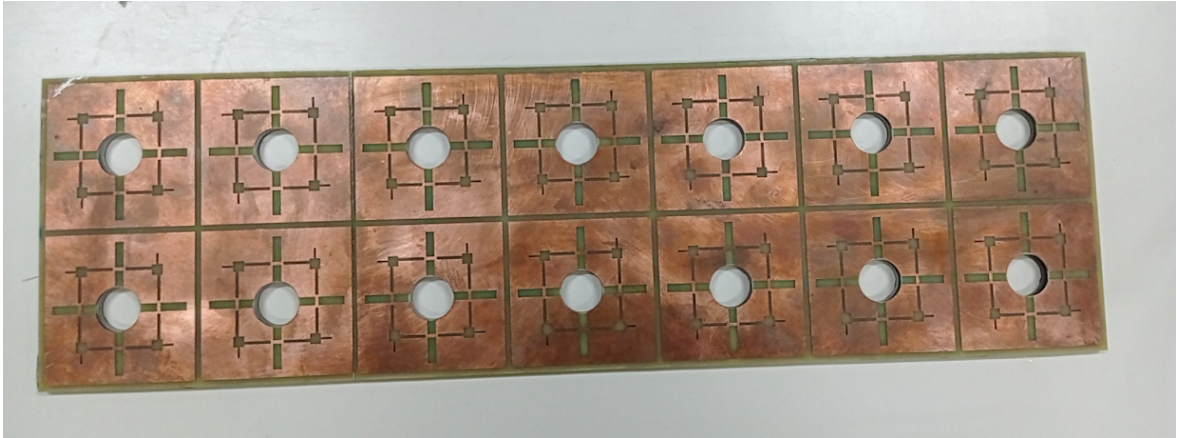
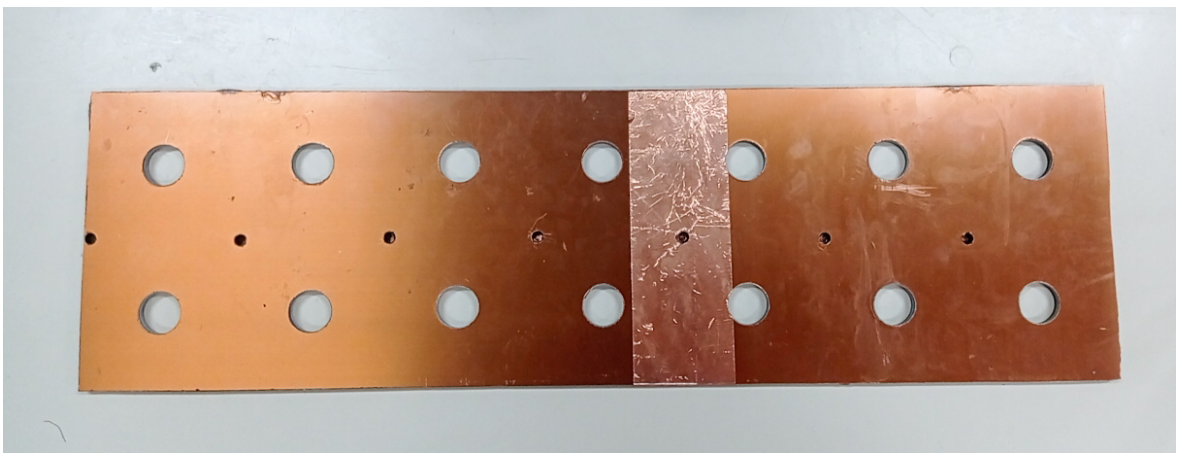
Ensuite, nous avons laissé sécher les couches assemblées pendant une durée de 8 heures sous vide. Par la suite, nous avons répété le même processus pour la dernière couche imprimée en double face, en respectant un temps de séchage supplémentaire de 8 heures.

En dernière étape, nous avons procédé à la création de trous de diamètre 2 cm à l'aide d'un outil spécialisé appelé "Scie-cloche". Les trous sont soigneusement positionnés et dimensionnés pour garantir une intégration optimale et une fonctionnalité adéquate de l'ensemble. la figure 4.16 explique cette dernière étape.



FIGURE 4.16 – Scie-cloche.

L'utilisation de cette méthode de collage s'explique par l'indisponibilité, sur le marché, d'une structure CMA avec l'épaisseur spécifique que nous avons choisie pour notre projet, en utilisant des feuilles de FR4-Epoxy aux dimensions adéquates. Par conséquent, nous avons adapté notre approche en réalisant le collage de manière personnalisée pour répondre à nos exigences spécifiques.

FIGURE 4.17 – *vue de haut.*FIGURE 4.18 – *vue de dessus.*

### 4.3 RÉALISATION D'ANTENNE DIPÔLE FILAIRE POUR LE SYSTÈME ILS

Dans le cadre de la réalisation d'un dipôle filaire de diamètre 1,35 mm, nous adhérons à une méthodologie rigoureuse pour garantir une structure à la fois solide et fonctionnelle. Pour ce faire, nous sélectionnons soigneusement un fil conducteur en cuivre de haute qualité, ayant un diamètre de 1,35 mm. En prenant en considération la fréquence de fonctionnement souhaitée, nous procédons à une mesure précise de la longueur requise pour notre dipôle filaire. Nous effectuons ensuite la découpe précise du fil à la longueur appropriée. Pour terminer, nous procédons à la fixation de l'antenne sur la structure CMA en utilisant un support spécialement conçu à partir de marbre d'une hauteur de 5 cm. Cette étape est essentielle pour assurer la stabilité et l'alignement précis de l'antenne par rapport à la structure CMA. Le marbre est choisi en raison de sa rigidité et de sa résistance aux vibrations, ce qui permet de minimiser les perturbations indésirables et d'optimiser les performances de l'antenne. Grâce à ce support en marbre, l'antenne peut être solidement fixée et maintenue dans la position requise, garantissant ainsi une meilleure qualité de signal et une plus grande fiabilité du système. Les détails sont montrés dans la figure 4.19

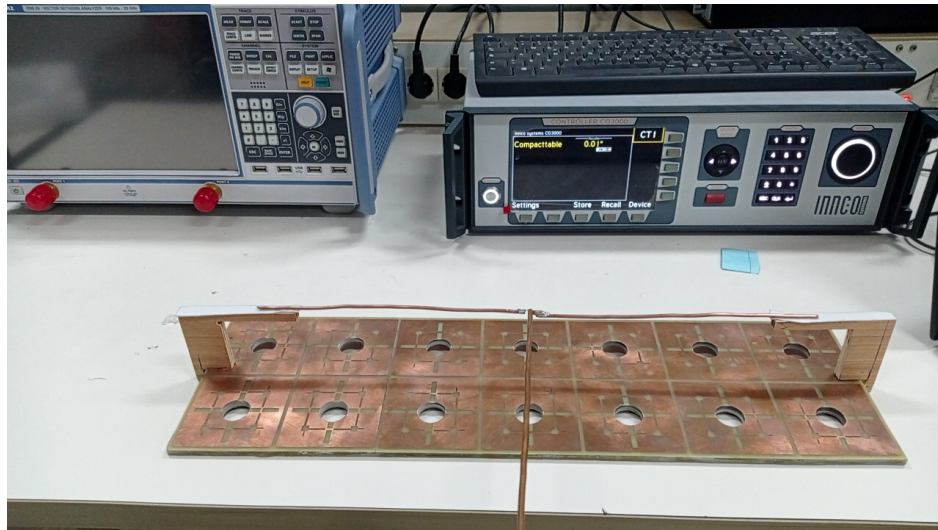


FIGURE 4.19 – antenne filaire avec MCA.

### 4.3.1 Alimentation

L'alimentation d'un dipôle filaire consiste à fournir une source de signal électrique pour le faire fonctionner, il est appliqué à l'extrémité du dipôle filaire à travers un câble d'alimentation approprié. Cette alimentation permet au dipôle filaire de rayonner le signal électromagnétique correspondant à la fréquence de fonctionnement. L'objectif de l'alimentation est de fournir une excitation adéquate au dipôle filaire afin qu'il puisse émettre le signal électromagnétique de manière efficace et conforme aux spécifications requises. Il est montré dans la figure 4.20



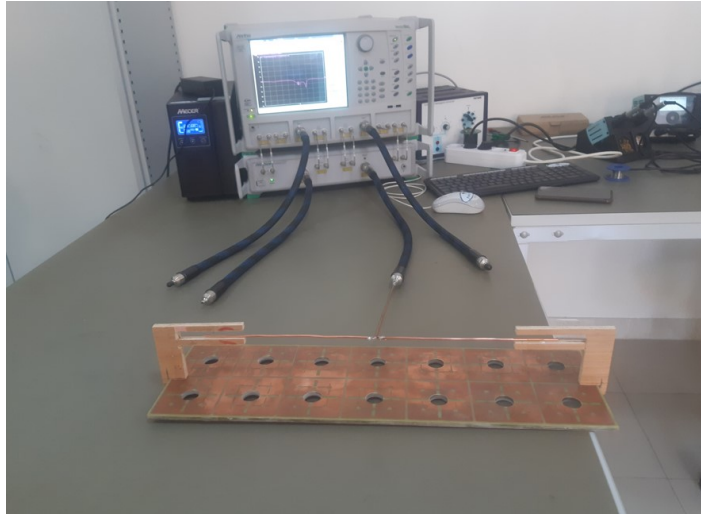
FIGURE 4.20 – Câble d'alimentation 50 Ohm.

### 4.3.2 Mesures et résultats

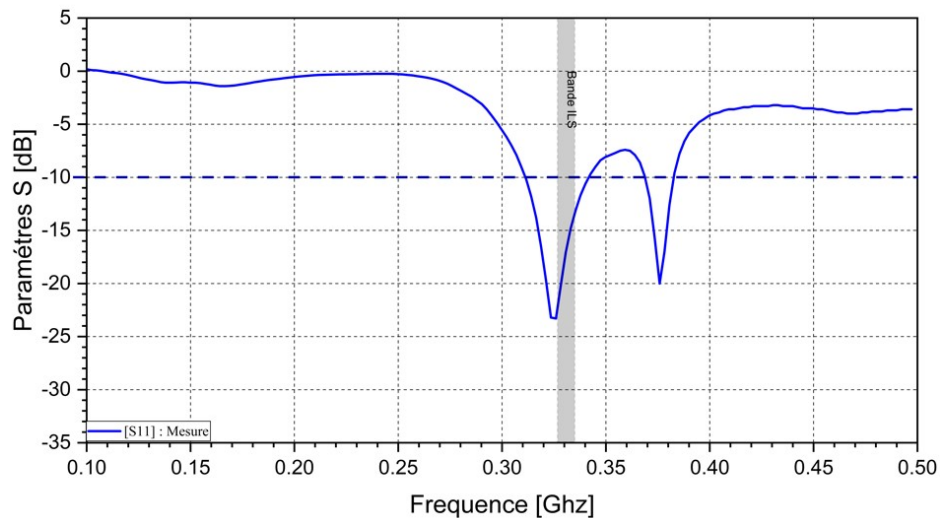
#### mesures du paramètre $S_{11}$

Lors de la caractérisation de l'antenne dipôle filaire, l'une des mesures essentielles est le paramètre  $S_{11}$ . Il s'agit d'un coefficient de réflexion qui indique la quantité d'énergie réfléchi par l'antenne par rapport à l'énergie incidente. Pour mesurer le paramètre  $S_{11}$ , nous utilisons un analyseur de réseau vectoriel (VNA) illustré dans la figure 4.21.



FIGURE 4.21 – Mesure de parametre  $S$ .

En connectant l'antenne dipôle filaire à l'analyseur de réseau, nous pouvons mesurer la réflexion du signal à différentes fréquences. Cela nous permet de caractériser l'adaptation d'impédance de l'antenne et de déterminer son comportement à différentes fréquences. Une bonne adaptation d'impédance se traduit par un faible niveau de réflexion, indiquant une transmission efficace de l'énergie.

FIGURE 4.22 –  $S_{11}$  mesuré.

Ensuite nous procédons à une comparaison approfondie entre les résultats mesurés expérimentalement et ceux obtenus par simulation pour le paramètre  $S_{11}$  de l'antenne dipôle filaire. En comparant les deux ensembles de résultats, nous sommes en mesure de déterminer la cohérence et l'exactitude de notre modèle de simulation par rapport à la réalité expérimentale. Cette analyse comparative est essentielle pour évaluer la précision de notre modèle et pour valider sa capacité à prédire avec fiabilité le comportement de l'antenne dipôle filaire. La figure suivante caractérise la comparaison entre le  $S_{11}$  mesuré et celui simulé

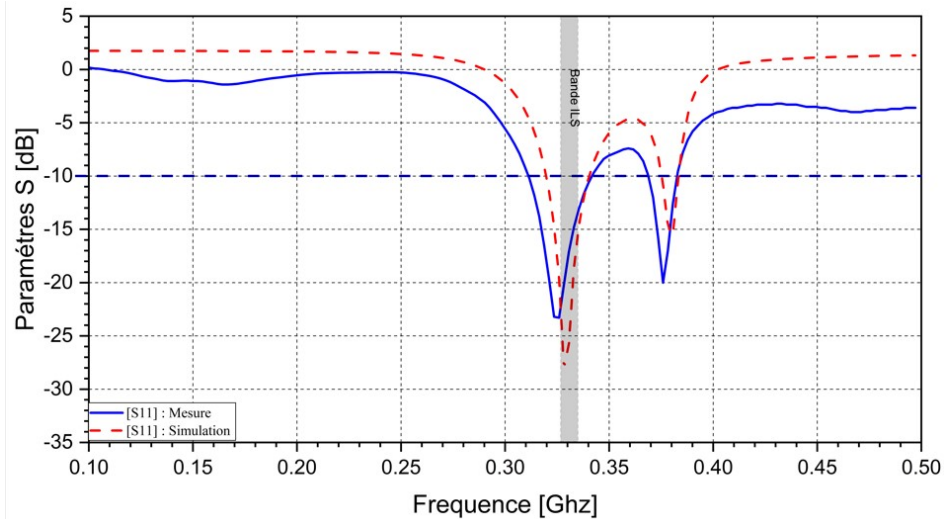


FIGURE 4.23 – Comparaison  $S_{11}$  simulé avec celui mesuré.

On remarque que les résultats obtenus révèlent que Cette constatation suggère une correspondance étroite entre les valeurs simulées et mesurées, démontrant ainsi une bonne concordance entre les performances prédites et réelles de l'antenne dipôle filaire étudiée. Cette cohérence entre les données théoriques et expérimentales confirme la fiabilité de notre approche de modélisation et met en évidence l'efficacité de l'antenne dans sa configuration spécifique

#### mesure du diagramme de rayonnement

Nous avons réalisé des mesures du diagramme de rayonnement pour évaluer la directivité et la répartition spatiale de l'énergie rayonnée par l'antenne. Dans une chambre anéchoïque à l'université des sciences et technologies Houari-Boumediene Alger avec une antenne de référence YAGI(antenne aaronia hyperlog 20600 emi), nous avons effectué des mesures dans différentes directions angulaires autour de l'antenne sur le plan H et le plan E comme il est montré dans les figures 4.24 .

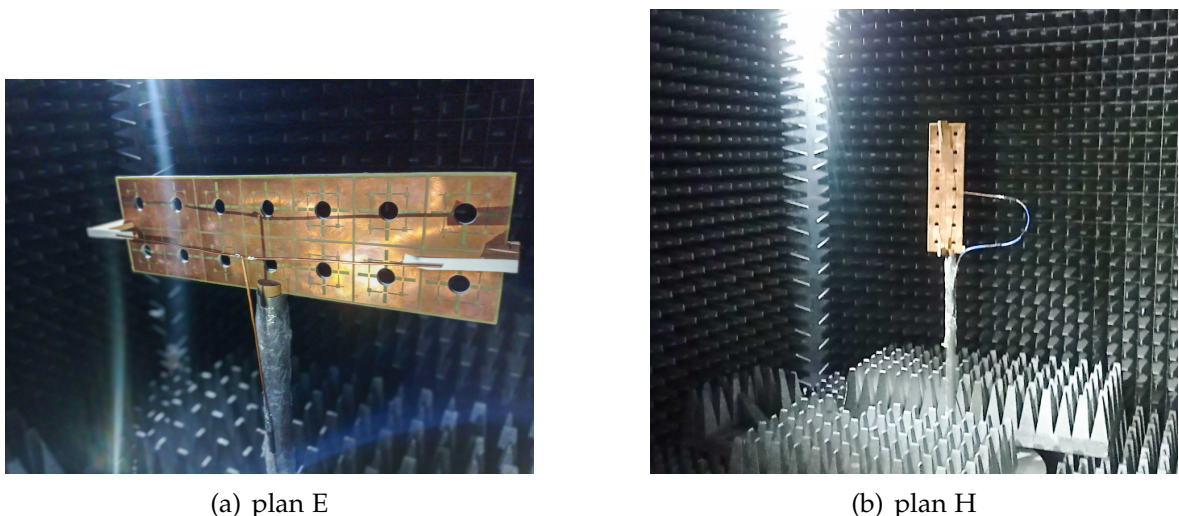


FIGURE 4.24 – mesure du diagramme de rayonnement filaire.

Les résultats obtenus nous permettent de caractériser le diagramme de rayonnement en termes de lobes principaux, de lobes secondaires, de directivité et de gain. Cette analyse approfondie du diagramme de rayonnement nous fournit des informations essentielles sur les performances de l'antenne dipôle filaire

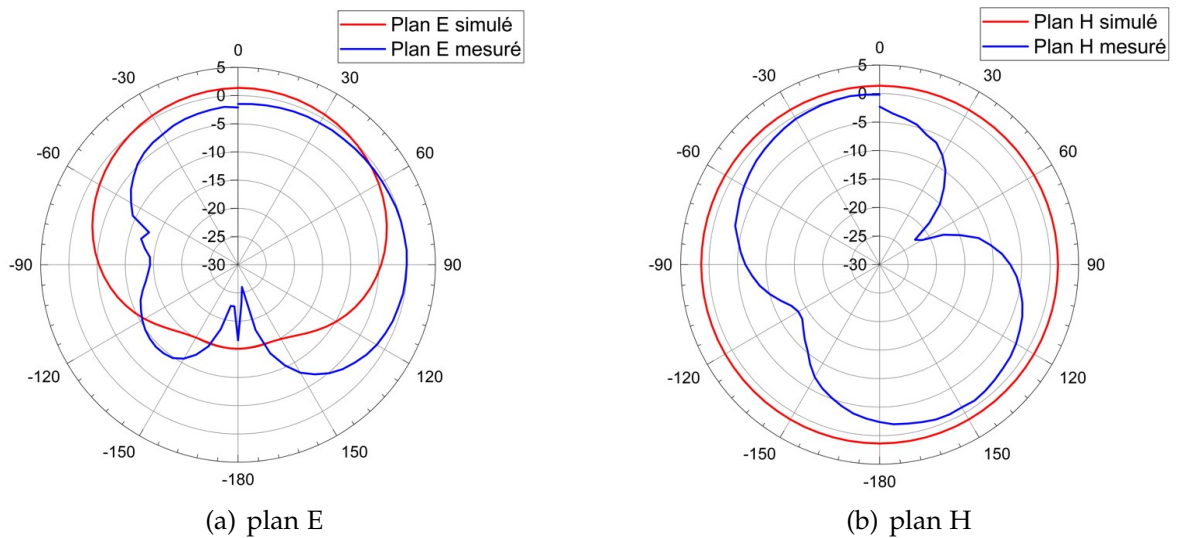


FIGURE 4.25 – comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré.

Les figures 4.25 nous montre la comparaison entre les diagrammes de rayonnement mesuré et celles simulé

## 4.4 RÉALISATION ANTENNE DIPÔLE PLANAIRE POUR LE SYSTÈME ILS

### 4.4.1 Impression d'une antenne planaire

Avant de procéder à la réalisation de notre antenne dipôle planaire, nous devons pré- paré les fichiers de conception en utilisant le logiciel KiCad. Ces fichiers, sous format PDF, seront essentiels lors de l'étape d'impression de l'antenne. Nous utiliserons une machine CNC pour imprimer l'antenne sur une feuille de FR4-Epoxy, conformément à notre design. Cette étape est cruciale pour obtenir une structure précise et fonctionnelle. Le choix du matériau FR4-Epoxy est basé sur ses propriétés électriques et mécaniques qui conviennent à notre application. En utilisant ces fichiers PDF et la machine CNC, nous serons en mesure de créer une antenne dipôle planaire conforme à nos spécifications de conception. La figure en dessous montre le fichier kicad

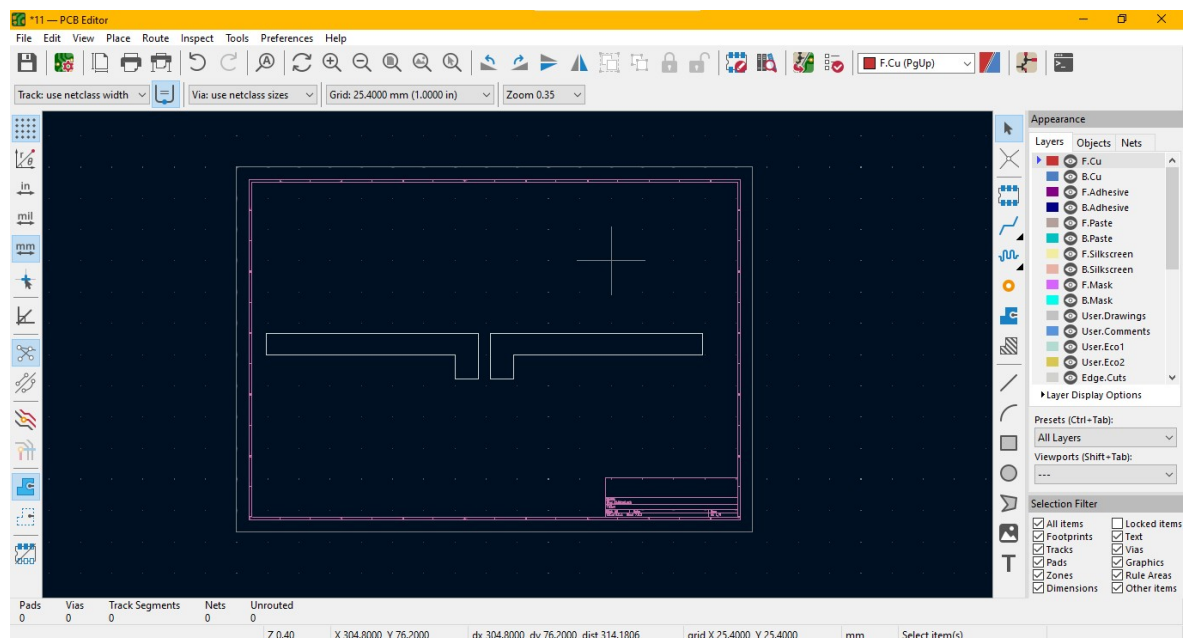


FIGURE 4.26 – antenne planaire sous logiciel kicad .

Ensuite Pour garantir une stabilité et un alignement précis, nous procédons à la fixation de l'antenne sur la structure CMA à l'aide d'un support en marbre d'une hauteur de 5 cm. Cette étape est d'une importance capitale pour maintenir l'antenne en place de manière solide. Le marbre est un matériau privilégié en raison de sa robustesse et de sa capacité à réduire les vibrations indésirables. Grâce à ce support en marbre, la qualité du signal est améliorée, ce qui renforce la fiabilité globale du système. la figure 4.27 montre le résultat

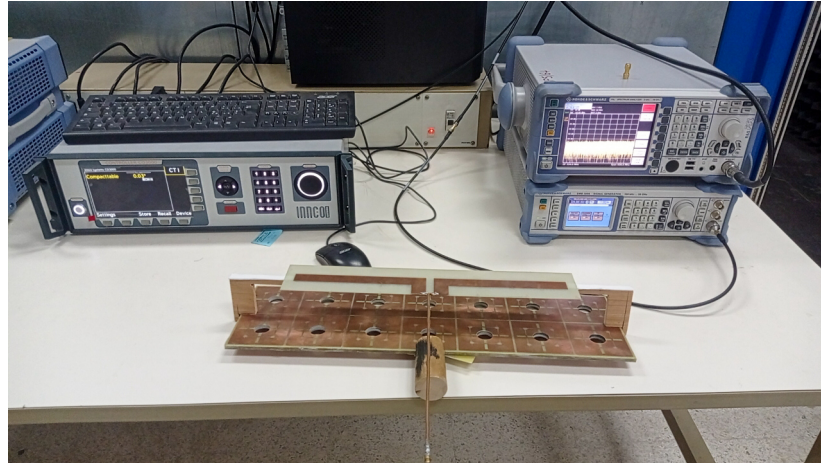


FIGURE 4.27 – Antenne planaire.

#### 4.4.2 Alimentation

L'alimentation du dipôle planaire se fait en appliquant une source de signal électrique à une extrémité du dipôle via un câble d'alimentation adapté. Cela permet au dipôle de rayonner le signal électromagnétique correspondant à sa fréquence de fonctionnement.

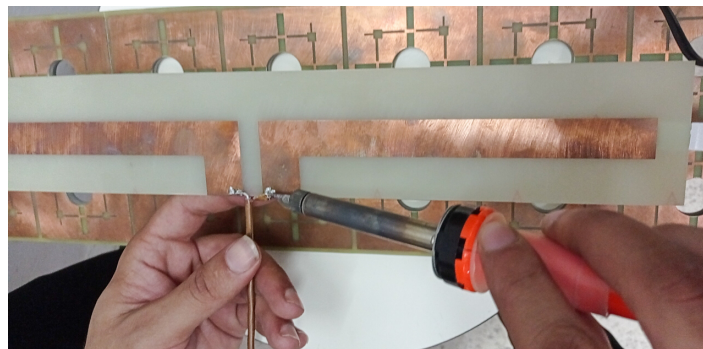
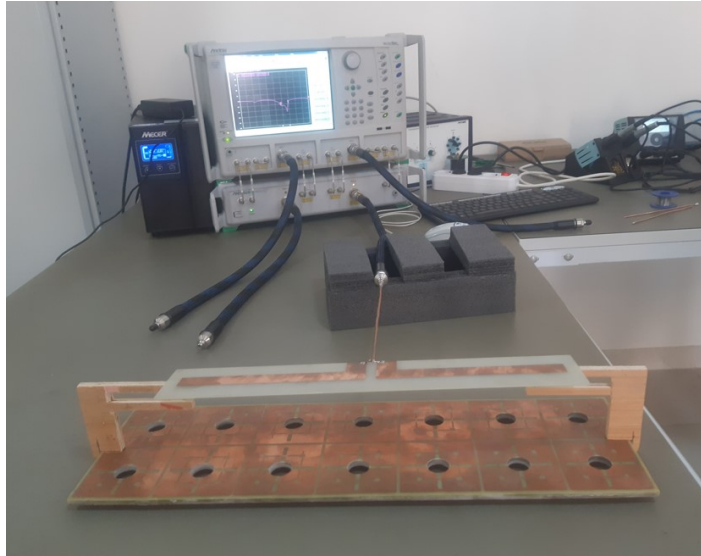
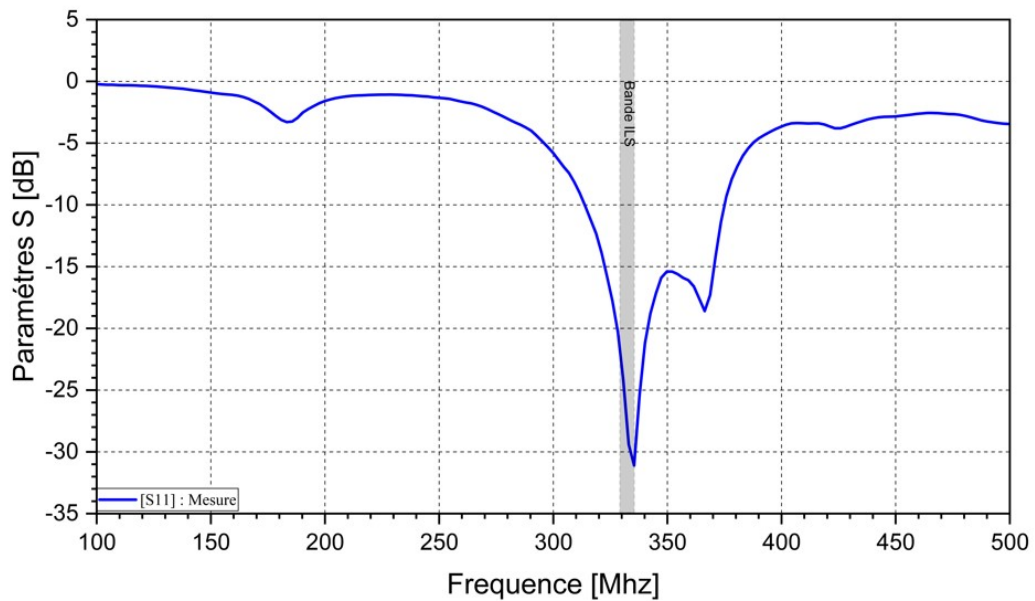


FIGURE 4.28 – câble d'alimentation 50 Ohm.

#### 4.4.3 Mesures et résultats

##### mesures du paramètre $S_{11}$

Dans la continuité de notre étude sur l'antenne dipôle, nous procédons également à des mesures du coefficient de réflexion du dipôle planaire. En utilisant la même méthodologie que dans la partie précédente du dipôle filaire, nous évaluons la capacité du dipôle planaire à réfléchir le signal électromagnétique. Ces mesures nous permettent d'analyser le comportement du dipôle planaire en termes de réflexion, d'adaptation d'impédance et de bande passante. Les résultats obtenus sont comparés à ceux de la simulation, ce qui nous permet de déterminer les éventuelles différences et de mieux comprendre les performances du dipôle planaire dans la figure 4.29 et 4.30 .

FIGURE 4.29 – mesure de paramètre  $S_{11}$ .FIGURE 4.30 –  $s_{11}$  mesuré.

On remarque que les résultats simulés et mesurés sont étroitement parallèles. Cette constatation indique une excellente concordance entre les performances prévues par la simulation et les performances réelles mesurées sur le terrain. Une telle correspondance valide la précision de notre modèle de simulation et confirme l'efficacité de l'antenne dipôle planaire dans la figure 4.31 étudiée. Ces résultats cohérents renforcent notre confiance dans la conception et l'optimisation de cette antenne, tout en offrant des perspectives prometteuses.

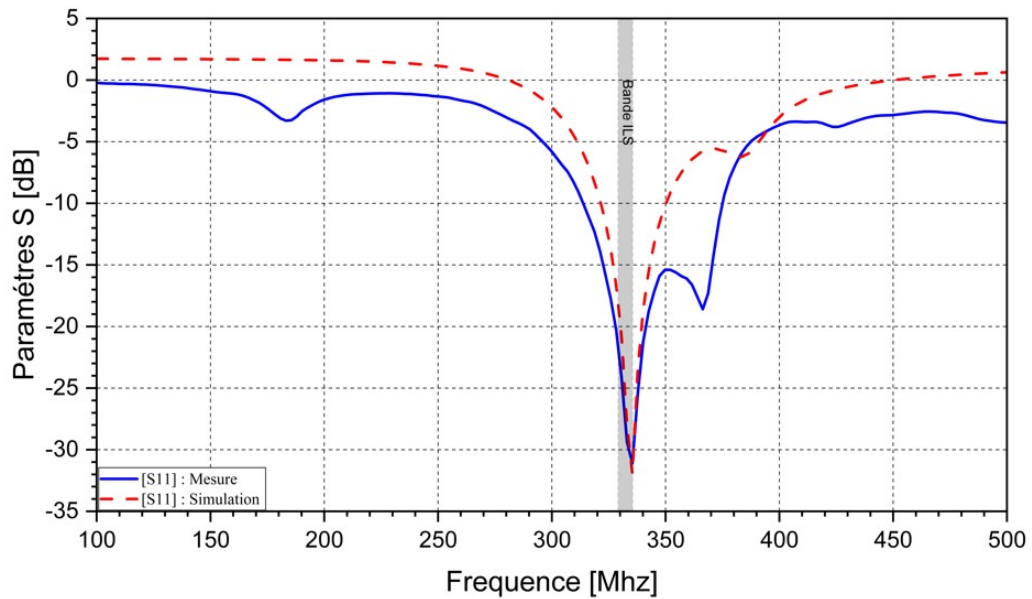
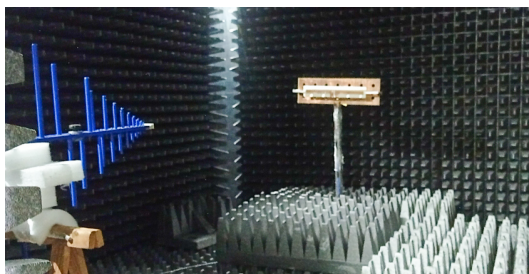


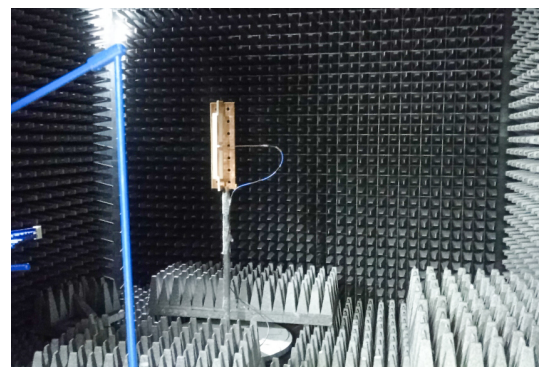
FIGURE 4.31 – comparaison  $s_{11}$  simulé avec celui mesuré.

### mesure du diagramme de rayonnement

La méthodologie utilisée pour mesurer les diagrammes de rayonnement du dipôle planaire est identique à celle appliquée précédemment. Les mesures sont effectuées en utilisant les mêmes procédures et équipements, garantissant ainsi une cohérence et une comparabilité des résultats dans la figure 4.33. Cette approche méthodologique rigoureuse nous permet d'obtenir des données précises sur les caractéristiques de rayonnement du dipôle planaire.



(a) plan E



(b) plan H

FIGURE 4.32 – mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne planaire.

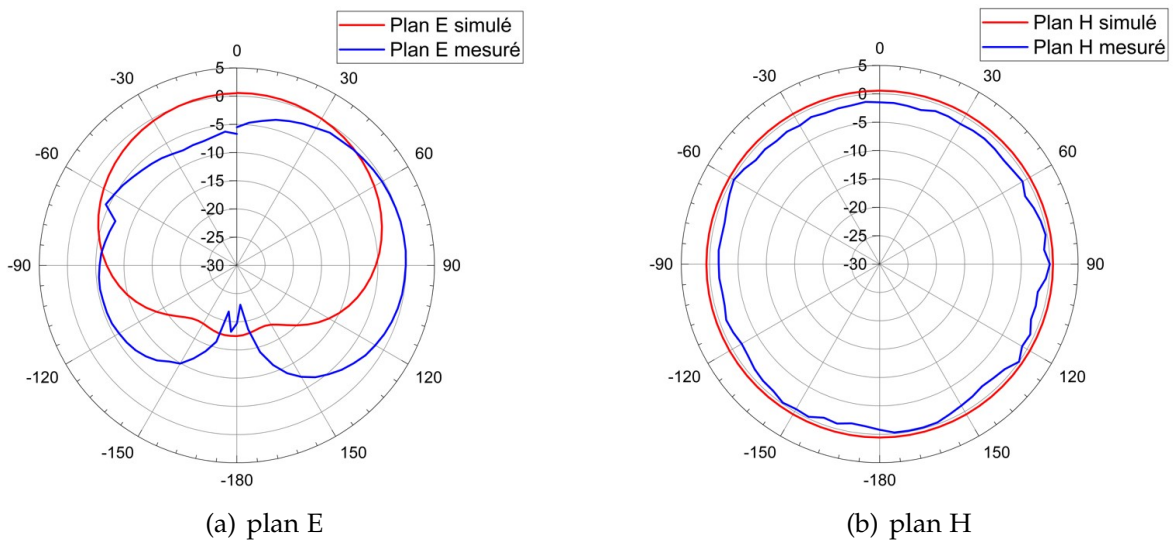


FIGURE 4.33 – comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré.

## CONCLUSION DU CHAPITRE

Ce chapitre a permis de mettre en œuvre les différentes étapes nécessaires à la fabrication de ces antennes ILS GLIDE. En utilisant des matériaux de haute qualité et en suivant des processus rigoureux, nous avons réussi à construire des antennes robustes et fonctionnelles. Les mesures effectuées, notamment celles du paramètre  $S_{11}$  et du diagramme de rayonnement, ont confirmé la performance et l'efficacité de ces antennes. De plus, l'utilisation de la structure CMA et d'un support en marbre a contribué à assurer la stabilité, l'alignement précis et la fiabilité et la miniaturisation de ces antennes. Ces résultats sont essentiels pour garantir une transmission et une réception optimales des signaux électromagnétiques. La réalisation des antennes filaire et planaire avec la structure CMA constitue une étape importante dans le développement de systèmes de communication sans fil performants et fiables.



# CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail d'initiation à la recherche a porté sur la conception, la fabrication et la caractérisation d'antennes filaires et planaires sur la surface CMA. Les objectifs principaux étaient de développer des antennes robustes et miniaturées, performantes et adaptées aux besoins spécifiques du système ILSGLIDE. À travers les différents chapitres, nous avons examiné les principes théoriques, les méthodologies de conception, les processus de fabrication, ainsi que la caractérisation des antennes réalisées.

A la fin de ce travail nous avons réussi à atteindre l'objectif qui a été la réalisation des conducteurs magnétiques artificiels pour la miniaturisation des deux types d'antennes dipôle filaire et planaire fonctionnant pour le système ILSGLIDE.

En conclusion les techniques de miniaturisation d'antenne dipôle à l'aide des conducteurs magnétiques artificiels offrent plusieurs avantages significatifs. Premièrement, ces techniques permettent de réduire considérablement la taille des antennes dipôles traditionnelles tout en préservant leurs performances en termes de rayonnement et de gain. Cela permet une intégration plus facile dans des dispositifs compacts.

Deuxièmement, l'utilisation des conducteurs magnétiques artificiels permet d'améliorer l'efficacité énergétique des antennes dipôles, en concentrant le flux magnétique et en réduisant les pertes. Cela se traduit par une meilleure portée et une consommation d'énergie réduite.

Troisièmement, ces techniques offrent une plus grande flexibilité dans la conception des antennes dipôles, permettant des formes et des structures innovantes qui répondent aux exigences spécifiques des applications.

Enfin, les techniques de miniaturisation d'antenne dipôle à l'aide des conducteurs magnétiques artificiels offrent des avantages tels qu'une réduction de taille, une meilleure efficacité énergétique, une flexibilité de conception accrue et une intégration simplifiée. Cela ouvre la voie à des antennes dipôles plus petites, performantes et adaptées aux besoins des applications de communication moderne.

# PERSPECTIVE FUTUR

Les perspectives futures de notre recherche dans le domaine de la miniaturisation des antennes pourraient consister à explorer des modifications de la surface EBG (Electromagnetic Band Gap) et du dipôle afin de rendre l'antenne multi-bande. Cette approche permettrait de couvrir d'autres systèmes tels que l'ILS Localizer et Marker, élargissant ainsi les capacités de l'antenne.

Des études pourraient être menées pour concevoir des structures EBG plus avancées, adaptées à différentes fréquences et caractéristiques de rayonnement, afin d'obtenir une couverture étendue de toutes les antennes aéroporté .

De plus, des recherches sur l'optimisation des dipôles, en termes de forme, de taille et de matériaux, pourraient être entreprises pour maximiser la bande passante et la directivité de l'antenne. L'utilisation de techniques avancées de modélisation et de simulation.

En combinant ces approches, il est envisageable de développer des antennes miniaturisées, multi-bandes et compatibles avec plusieurs systèmes, offrant ainsi une solution polyvalente et efficace pour les besoins de la navigation

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] BTS Electrotechnique du Lycée Jean Monnet. Courbes d'aimantation.
- [2] Bob Grove. *Antenna Basics*. Createspace Independent Publishing Platform, 7 2017.
- [3] Amanda Singer, Shayok Dutta, Eric J. Lewis, Ziyang Chen, Joshua Chen, Nishant Verma, Benjamin W. Avants, Ariel Feldman, Jean P. O'Malley, Michael Beierlein, Caleb Kemere, and Jacob T. Robinson. Magnetolectric Materials for Miniature, Wireless Neural Stimulation at Therapeutic Frequencies. *Neuron*, 107(4) :631–643.e5, 8 2020.
- [4] Yuandan Dong and Tatsuo Itoh. Metamaterial-Based Antennas. *Proceedings of the IEEE*, 100(7) :2271–2285, 7 2012.
- [5] Kashif Nisar Paracha, Sharul Kamal Abdul Rahim, Ping Jack Soh, and Mohsen Khalily. Wearable Antennas : A Review of Materials, Structures, and Innovative Features for Autonomous Communication and Sensing. *IEEE Access*, 7 :56694–56712, 1 2019.
- [6] Mojtaba Behzad Fallahpour and Reza Zoughi. Antenna miniaturization techniques : A review of topology- and material-based methods. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 60 :38–50, 2018.
- [7] Devendra Kumar Sharma, Rohit Sharma, Bhadra Pokharel, Raghvendra Kumar, and Vinod Kumar. *Advances in Antenna, Signal Processing, and Microelectronics Engineering*. 11 2020.
- [8] Constantine A. Balanis. *Antenna theory : Analysis and design*. 1982.
- [9] Samuel Silver and Institution Of Electrical Engineers. *Microwave Antenna Theory and Design*. IET, 1 1984.
- [10] Hon Tat Hui, K. Y. Chan, and Edward Kai-Ning Yung. The input impedance and the antenna gain of the spherical helical antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49 :1235–1237, 2001.
- [11] Kai Chang. *RF and Microwave Wireless Systems*. John Wiley Sons, 4 2004.
- [12] Claude E. Shannon. Communication in the Presence of Noise. *Proceedings of the IRE*, 37(1) :10–21, 1 1949.
- [13] Mike Golio. *The RF and Microwave Handbook - 3 Volume Set*. CRC Press, 10 2018.
- [14] Henry Jasik. *Antenna engineering handbook*. 1961.

- 
- [15] Constantine A. Balanis. Antenna theory : a review. *Proceedings of the IEEE*, 80(1) :7–23, 1 1992.
- [16] Betul Dr. Jaikaran Singh Professor Lnct Bhopal Nitya, Ruchi Kadwane Assistant Professor Sbitm. *Antennas for Communication*. Nitya Publications, 1 2022.
- [17] C. C. Cutler. Parabolic-Antenna Design for Microwaves. *Proceedings of the IRE*, 35(11) :1284–1294, 11 1947.
- [18] Kai Fong Lee, Kwai Man Luk, and Hau Wah Lai. *Microstrip Patch Antennas (Second Edition)*. World Scientific, 7 2017.
- [19] Shintarō Uda and Yasuto Mushiake. *Yagi-Uda Antenna*. 1 1978.
- [20] S. A re-examination of the fundamental limits on the radiation q of electrically small antennas. 2008.
- [21] Lan Jen Chu. Physical limitations of omni-directional antennas. *Journal of Applied Physics*, 19 :1163–1175, 1948.
- [22] Roger F. Harrington. Field computation by moment methods. 1968.
- [23] Wen Geyi. Physical limitations of antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51 :2116–2123, 2003.
- [24] R. C. Hansen. *Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas*. John Wiley Sons, 6 2006.
- [25] Nemanja Poprzen. Fractal antennas : Design , characteristics and application. 2002.
- [26] Douglas H. Werner and Sanmay Ganguly. An overview of fractal antenna engineering research. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 45(1) :38–57, 2 2003.
- [27] Junping Geng. *Omnidirectional Slots Antenna*. Springer Nature, 12 2020.
- [28] Hussain Al-Rizzo. *Modern Printed-Circuit Antennas*. BoD – Books on Demand, 10 2020.
- [29] Rajesh Mongia and Prakash Bhartia. Dielectric resonator antennas—a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth. *International Journal of Microwave and Millimeter-wave Computer-aided Engineering*, 4 :230–247, 1994.
- [30] Mohammad Alibakhshikenari, Bal Singh Virdee, Leyre Azpilicueta, Mohammad Naser-Moghadasi, Mobayode O. Akinsolu, Chan Hwang See, Bo Liu, Raed A. Abd-Alhameed, Francisco Falcone, Isabelle Huynen, Tayeb Ahmed Denidni, and Ernesto Limiti. A comprehensive survey of “metamaterial transmission-line based antennas : Design, challenges, and applications”. *IEEE Access*, 8 :144778–144808, 2020.
- [31] Amit K. Singh, Mahesh P. Abegaonkar, and Shibban Kishen Koul. *Metamaterials for Antenna Applications*. CRC Press, 9 2021.

- 
- [32] Ruopeng Liu Tie Jun Cui, David Smith. *Metamaterials : Theory, design, and applications*. page 367, 2010.
- [33] Robert Joynt. The quantum hall effect. *American Journal of Physics*, 56 :667–668, 1988.
- [34] David Jiles. *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials*. CRC Press, 9 2015.
- [35] Robert J. Elliott. *Antenna theory and design*. 1 1981.
- [36] John Volakis, Chi-Chih Chen, and Kyohei Fujimoto. *Small Antennas :Miniaturization Techniques Applications*. McGraw Hill Professional, 12 2009.
- [37] R. Bruce King and Gilbert H. Owyang. The slot antenna with coupled dipoles. *IRE transactions on antennas and propagation*, 8(2) :136–143, 3 1960.
- [38] *Antennas Propagation (ICAP 2003)*. 1 2003.
- [39] Roger Holm. *ILS Fundamentals : The Instrument Landing System in Theory*. Createspace Independent Publishing Platform, 9 2017.
- [40] Daniel F. Sievenpiper, Lijun Zhang, Romulo J. Broas, N. g. Alexopolous, and Eli Yablonovitch. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47 :2059–2074, 1999.
- [41] Ning Yang, Zhi Chen, Yunyi Wang, and M.Y.W. Chia. A two-layer compact electromagnetic bandgap (EBG) structure and its applications in microstrip filter design. *Microwave and Optical Technology Letters*, 37(1) :62–64, 2 2003.