

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Thème :

**Étude et réalisation d'une antenne spirale
d'Archimède à quatre bras.**

Encadré par :

Pr. AKSAS.R

DR. GHANEM.F

Réalisé par :

Mlle HETTAK Lydia

Mr TENIOU Mounir

Promotion : Juin 2013

ملخص :

استعمال الطائرات بدون طيار في ميدان المعركة أصبح أكثر انتشار مع تطور الحرب الإلكترونية. هذه الطائرات تستخدم عدة أجهزة اتصال تعمل في تواترات مختلفة. إضافة إلى ذلك، فإن القدرة على تحديد موقع أجهزة اتصال العدو أصبح ضروري. لهذا السبب تم الاهتمام بتصميم هوائي يحقق هذه المطالب مع الخضوع لعدة موازين (أدنى تزاخم ، سعر منخفض) و هم في أغلب الأحيان صعبة التحقيق في نفس الوقت. حاولنا في مذكرتنا إعطاء فكرة شاملة على الهواية ذات شريط نافذ عريض، و مختلف الطرق المستعملة في تحديد موقع مصادر الإشارة و تطرقنا بصفة خاصة إلى دراسة هوائي أرخميدس حلزوني ذو أربعة أذرع . هذا الهوائي له شريط نافذ عريض بالإضافة إلى أنه يستطيع تحديد موقع مصدر إشارة بصفة مستقلة عن التواتر.

كلمات المفاتيح: تحديد الموقع, هوائي عريض الشريط النافذ, هوائي حلزوني.

Résumé :

L'utilisation des avions sans pilotes dans les champs de batailles est de plus en plus répandue. Ces avions utilisent plusieurs systèmes de télécommunication travaillant à différentes fréquences. De plus, il est important pour ces avions de pouvoir détecter les équipements de télécommunication de l'ennemi. C'est pourquoi, il est devenu primordial de réaliser des antennes qui répondent à ces exigences et qui soient légères et de faible coût. Dans ce mémoire, on présente les différentes méthodes de détection d'angles d'arrivée basées sur le traitement d'antennes. Nous présentons aussi une famille d'antennes Ultra Large Bande qui sont les antennes indépendantes de la fréquence. Parmi ces antennes, l'antenne spirale d'Archimède permet d'effectuer une estimation d'angles d'arrivée indépendamment de la fréquence. Les performances de cette antenne ont ensuite été déterminées à l'aide du logiciel de simulation CST. Nous avons ensuite procédé à la réalisation de cette antenne ainsi qu'à la vérification des résultats de la simulation grâce à la mesure de sa bande passante.

Mots clés : Estimation d'angle d'arrivée, antennes ultra large bande, antennes spirales.

Abstract :

The use of unmanned aircraft in the battlefield is becoming more widespread. These aircraft use multiple communication systems working at different frequencies. In addition, it is important for these aircraft to locate communications of enemy. Therefore, it became essential to make antennas that meet these requirements. These antennas have to be lightweight, low cost and have small power consumption. In this paper, different detection finding methods are presented. We also present a family of antennas Ultra Wideband antennas that are the frequency independent antennas. Among them, the Archimedean spiral allows an estimation of arrival angles regardless of the frequency. The performance of this antenna were then determined using the simulation software CST. We then proceeded to the realization of this antenna as well as the verification of the simulation results by measuring its bandwidth.

Key words: Direction finding, ultra wide band antennas, spiral antennas.

Remerciements

Au terme de ce travail, nous tenons d'abord à remercier notre promoteur, le professeur AKSAS.R qui a été disponible pour nous, et avec qui on a appris énormément. Ses précieux conseils et ses remarques ont été d'une grande utilité dans la réalisation de notre projet. Nous remercions également notre Co-promoteur Dr F.GHANEM maitre de recherche au Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA), pour son soutien permanent et toutes ses recommandations tout le long de l'année.

Ce travail a été réalisé au laboratoire Micro-ondes et Radar au sein de l'unité d'Enseignement et de la Recherche en Electronique, de l'Ecole Militaire Polytechnique sous la direction de colonel KIMOUCHE.H, à qui nous présentons l'expression de notre profonde gratitude pour sa disponibilité, sa confiance et son intérêt pour notre travail.

Nous tenons également à remercier notre professeur, Mr BELOUHRANI.A professeur à l'Ecole National Polytechnique, de nous avoir proposé ce sujet et de nous avoir orienté et conseillé au cours de notre travail.

Nous remercions également notre professeur, Mr TRABELSI.M professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, qui nous a fait l'honneur d'accepter de présider le jury. Nous remercions aussi Mr REMILIK d'avoir accepté de juger notre mémoire.

Nous tenons spécialement à remercier le capitaine AKSAS.H de l'Ecole Militaire Polytechnique pour son aide précieuse et sa présence lors de la réalisation de l'antenne et la mesure de ses caractéristiques.

Enfin il nous serait impossible de terminer ces remerciements sans adresser une pensée chaleureuse à notre famille et tous nos amis qui nous ont soutenu, encouragé et surtout supporté tout au long de notre travail.

*

Table des matières

Introduction	11
1 Généralités et état de l'art	13
1.1 Généralités sur les antennes :	13
1.2 Rayonnement d'une antenne :	14
1.3 Caractéristiques principales des antennes	15
1.3.1 Caractéristiques électriques	15
1.3.2 Caractéristique de rayonnement :	16
1.4 Généralités sur les antennes Ultra Large Bande	18
1.4.1 Histoire des ultras larges bandes	18
1.4.2 Définition	19
1.5 Etat de l'art	19
1.5.1 l'Antenne biconique	19
1.5.2 l'Antenne log-periodique	20
1.5.3 l'Antenne spirale	23
1.5.3.1 Antenne spirale équiangulaire	23
1.5.3.2 Antenne spirale d'Archimède	24
1.6 Estimation d'angle d'arrivée	25
1.6.1 Comparaison entre deux antennes	25
1.6.2 Balayage du lobe principal	26
1.6.2.1 Réseau linéaire	27
1.6.2.2 Réseau planaire	28
1.6.2.3 Réseau circulaire	29
1.6.3 Antennes spirales	30
1.7 conclusion	31
2 Théorie des antennes spirales	33
2.1 Théorie des antennes indépendantes de la fréquence	33
2.2 Antennes spirales équiangulaires	35
2.2.1 L'antenne spirale planaire	35
2.2.2 L'antenne spirale conique	38
2.3 L'antenne spirale d'Archimède	38
2.4 Comportement modal de l'antenne spirale	40

3	Simulation et optimisation	45
3.1	L'outil de simulation : Microwave-studio	45
3.2	Modélisation de l'antenne	46
3.3	Paramètres agissant sur la bande passante	49
3.4	Forme et position du plan de masse	49
	3.4.1 Variations de w	50
	3.4.2 Variations de r	50
	3.4.3 Variations de z	52
3.5	Effet du substrat	52
	3.5.1 La permittivité relative	52
	3.5.2 L'épaisseur h	53
3.6	Paramètres de la spirale	54
	3.6.1 Le taux d'accroissement radial a	54
	3.6.2 L'angle δ	54
	3.6.3 Le rayon initial b	55
	3.6.4 Le nombre de tours n	56
4	Conception et mesures	57
4.1	Conception	57
4.2	Optimisation et caractéristiques de l'antenne	58
	4.2.1 Optimisation	58
	4.2.2 Caractéristiques de l'antenne	58
	4.2.2.1 Paramètres s_{ij}	59
	4.2.2.2 Diagramme de rayonnement	61
	4.2.2.3 Gain	65
	4.2.2.4 Champ magnétique	66
4.3	Réalisation	67
4.4	Mesures	69
	Conclusion	73

Liste des symboles

\vec{E}	champ électrique	(V/m)
\vec{H}	champ magnétique	(A/m)
f	fréquence	(Hz)
T	période	(s)
Z	impédance	(Ω)
I	courant électrique	(A)
V	tension électrique	(V)
Z_c	impédance caractéristique	(Ω)
Z_e	impédance d'entrée	(Ω)
f_l	fréquence limite basse	(Hz)
f_h	fréquence limite haute	(Hz)
D	directivité de l'antenne	
U	intensité du rayonnement	(Watt/stéradians)
U_{iso}	intensité du rayonnement	(Watt/stéradians)
G	gain de l'antenne	
P_f	puissance fournie	(Watt)
P_{ray}	puissance rayonnée	(Watt)
N_{modes}	nombre de modes de d'une antenne	
N_{bras}	nombre de bras l'antenne spirale	
$P(N)$	déphasage du courants d'excitation	(rad)
c	la vitesse de la lumière dans le vide	(m/s)
S_{ii}	coefficient de réflexion à l'accès i	
S_{ji}	coefficient de transmission de j vers i	
k	nombre d'onde	rad/m
N	le nombre de bras	
W	largeur du microruban	(mm)
S	l'espacement entre chaque microruban	(mm)
h	l'épaisseur du substrat	(mm)
w	largeur du substrat	(mm)
r	rayon du trou circulaire dans le plan de masse	(mm)
a	taux d'accroissement radial	(mm/rad)

$b_{simulateur}$	angle initial de la spirale	(rad)
b_{reel}	rayon initial de la spirale	(mm)
n	nombre de tours de la spirale	
z	distance entre le plan de masse et le substrat	(mm)
D_{ext}	diamètre externe de l'antenne	(m)
D_{coax}	diamètre du coaxiale	(m)
(r, θ, ϕ)	coordonnés sphériques	
θ_h	demi angle du cône	(rad)
λ	la longueur d'onde	(m)
Γ	coefficient de réflexion	
L_n	longueur du nième dipole	(m)
R_n	position du nième dipole	(m)
d_n	distance entre deux dipoles succécifs	(m)
σ	facteur de déplacement dans l'antenne log-périodique	
τ	la raison de la série géométrique qui définit l'antenne log-périodique	
α	l'angle d'ouverture de l'antenne log-périodique	(rad)
r_0	rayon initial des bras de la spirale	(mm)
r_1, r_2, r_3, r_4	rayons des courbes définissant la spirale	(mm)
Ψ	déphasage	(rad)
d	distance séparant deux éléments du réseau	(m)
AF	facteur de réseau	
β	déphasage électrique	(rad)
β_x	déphasage électrique suivant x	(rad)
β_y	déphasage électrique suivant y	(rad)
α_n	phase du nième courant d'excitation du réseau circulaire	(rad)
ϵ_r	permittivité relative	
δ	l'angle définissant la largeur de la spirale	(rad)

Liste des abréviations

ULB	Ultra Large Bande
TOS	Taux d'onde stationnaire
BP	Bande Passante
AOA	Angle Of Arrival
FCC	Federal Communications Comissions
ENP	Ecole Nationale polytechnique
EMP	Ecole Militaire Polytechnique
LPDA	Log-Périodique Dipole Array
CST	Computer Simulation Technologie
FEM	Finite Element Methode
FDTD	FInite Difference Time Domaine
MOM	Method Of Moments
FIT	Finite Integration Technique
TLM	Transmission Line Matrix
BEM	Boundary Element Methode
UGTD	Uniform Geometrical Theory of Diffraction

Table des figures

1.1	Couplage entre l'onde guidée et l'onde en espace libre [1].	13
1.2	Mécanisme de rayonnement d'une antenne [1].	14
1.3	Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne	16
1.4	Antenne biconique infinie [3].	20
1.5	Antenne log-périodique circulaire [3].	21
1.6	Antenne log-périodique trapézoïdale [1].	21
1.7	Géométrie de l'antenne LPDA [3].	22
1.8	Impédance d'entrée d'une antenne log-périodique en fonction du log de la fréquence [1].	23
1.9	Géométrie d'une antenne spirale équiangulaire planeaire [1].	24
1.10	Géométrie d'une antenne spirale d'Archimède planeaire [4].	25
1.11	Réseau d'antennes à deux éléments [1].	26
1.12	Réseau d'antennes linéaire [1].	27
1.13	Réseau d'antennes planeaire [1].	28
1.14	Réseau d'antennes circulaire [1].	29
2.1	Spirale équiangulaire à un bras [1].	36
2.2	Antenne spirale équiangulaire planeaire à deux bras [1].	37
2.3	Homothétie et rotation d'une antenne spirale d'Archimède.	39
2.4	Phase des courants d'excitation des différents modes pour les antennes spirales à bras multiples [10].	41
2.5	Diagrammes de rayonnement des différents modes de l'antenne spirale à quatre bras [11].	42
2.6	Détermination de l'azimut à partir des phases des modes 1 et 2 [5].	42
2.7	Phases des modes 1 et 2 en fonction de l'azimut [10].	43
3.1	Insertion du substrat sur CST	46
3.2	Réalisation du plan de masse sous CST	47
3.3	Bras de l'antenne spirale d'Archimède sous CST	47
3.4	Dimensionnement du cable coaxial sous CST	48
3.5	Tableau des paramètres de l'antenne sous CST	48
3.6	Plan de masse de l'antenne spirale	49
3.7	Variations de s_{11} en fonction de w	50
3.8	Variations de s_{11} en fonction de r (2ème région).	51
3.9	Variations de s_{11} en fonction de r (3ème région).	51
3.10	Variations de s_{11} en fonction de z	52
3.11	Variations de s_{11} en fonction de ϵ_r	53

3.12	Variations de s_{11} en fonction de h .	53
3.13	Variations de s_{11} en fonction de a .	54
3.14	Variations de s_{11} en fonction de $\frac{\delta}{2}$.	55
3.15	Variations de s_{11} en fonction de $b_{simulateur}$.	55
3.16	Variations de s_{11} en fonction du nombre de tours n .	56
4.1	Paramètre s_{11} avec un seul bras alimenté.	59
4.2	Paramètre s_{i1} avec un seul bras alimenté.	60
4.3	Paramètre s_{11} en fonction de l'alimentation.	60
4.4	Diagramme de rayonnement avec un bras alimenté (2.5GHz).	61
4.5	Diagramme de rayonnement avec un bras alimenté (5GHz).	61
4.6	Diagramme de rayonnement avec un bras alimenté (8GHz).	62
4.7	Diagramme de rayonnement mode 1 (2.5GHz).	62
4.8	Diagramme de rayonnement mode 1 (5GHz).	63
4.9	Diagramme de rayonnement mode 1 (8GHz).	63
4.10	Diagramme de rayonnement mode 2 (2.5GHz).	64
4.11	Diagramme de rayonnement mode 2 (5GHz).	64
4.12	Diagramme de rayonnement mode 2 (8GHz).	65
4.13	Variations du gain en fonction de la fréquence	65
4.14	Champ magnétique avec un bras alimenté (1 GHz).	66
4.15	Champ magnétique avec un bras alimenté (5 GHz).	66
4.16	Antenne spirale réalisée (face de devant).	68
4.17	Antenne spirale réalisée (face de derrière).	68
4.18	Comparaison entre le paramètre s_{11} de la simulation et des mesures.	69
4.19	Comparaison entre les paramètre s_{ii} des mesures.	70
4.20	Paramètre s_{21} de la simulation et des mesures.	70

Liste des tableaux

4.1	Paramètres obtenus après optimisation.	58
4.2	Caractéristiques des substrats disponibles à l'EMP.	67
4.3	Paramètres de l'antenne spirale d'Archimède à quatre bras.	67

Introduction

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. Ses axes sont principalement motivés par un besoin toujours grandissant en termes de débit de données mais restent freinés par un spectre de fréquences de plus en plus occupé. Dans ce contexte, l'utilisation des systèmes ultra large bande pour les communications en bande de base permet d'envoyer des signaux dont le spectre est étalé sur une large bande de fréquences. Ces signaux n'interfèrent pas avec les autres systèmes de télécommunication car leur puissance est comparable à celle du bruit. Ceci permet donc leur cohabitation avec les systèmes à bande étroite.

En parallèle, les systèmes d'estimation de direction d'arrivée connaissent un intérêt grandissant. En particulier avec l'implication croissante de l'électronique dans les champs de bataille. Ces systèmes s'avèrent en effet très utiles pour repérer les équipements de télécommunication de l'ennemi.

Dans notre mémoire, nous nous sommes proposés d'étudier les antennes ultra large bande ainsi que les systèmes d'estimation d'angle d'arrivée. Le but de notre travail est de réaliser une antenne ultra large bande qui permet d'effectuer l'estimation d'angle d'arrivée. Ceci explique le choix de l'antenne spirale d'Archimède. L'utilisation de cette antenne permet de réaliser des systèmes légers, de faible coût et faciles à réaliser.

Nous avons effectué notre travail au sein du laboratoire hyperfréquence de l'Ecole Nationale Polytechnique d'alger et du centre de développement des technologies avancées de Baba Hassen. La réalisation de l'antenne ainsi que les mesures ont été effectuées dans le Laboratoire Micro-ondes et Radar au sein de l'unité d'Enseignement et de la Recherche en Electronique de l'Ecole Militaire Polytechnique de Bordj el Bahri.

Afin de réaliser cette antenne, nous avons simulé ses performances en faisant varier ses différentes caractéristiques. Ceci afin de déterminer les paramètres de l'antenne qui influent sur sa bande passante et ceux qui donnent les meilleures performances. Après la réalisation de l'antenne, des mesures ont été effectuées afin de valider les résultats de la simulation.

Dans le chapitre1, nous allons commencer par introduire quelques notions de base sur les antennes. Nous allons ensuite présenter les antennes ultra large bande ainsi que les différentes méthodes d'estimation de direction d'arrivée. Dans le chapitre2 de notre mémoire, nous allons aborder la théorie des antennes spirales ainsi que leur comportement modal. Avant de réaliser l'antenne spirale d'Archimède, nous avons simulé ses performances grâce au logiciel de simulation CST (chapitre3). Nous avons fait varier ses différentes caractéristiques afin de déterminer les paramètres de l'antenne qui influent sur sa bande passante et ceux qui donnent les meilleures performances. La simulation nous permettra aussi de vérifier si l'antenne est utilisable pour la détection d'angle d'arrivée. Après la réalisation de l'antenne, des mesures ont été effectuées afin de valider les résultats de la simulation (Chapitre4).

*

Chapitre 1

Généralités et état de l'art

1.1 Généralités sur les antennes :

Les systèmes de télécommunications utilisés permettant généralement l'échange d'informations dans différents milieux naturels, peuvent être décomposés en deux parties : une partie servant au traitement des signaux électriques, contenant les informations à transmettre et une seconde partie permettant la transformation de ces signaux électriques en ondes électromagnétique rayonnées dans l'espace. La seconde partie est réalisée par des dispositifs appelés « antennes ».

Généralement une antenne joue deux rôles réciproques : la transmission et la réception.

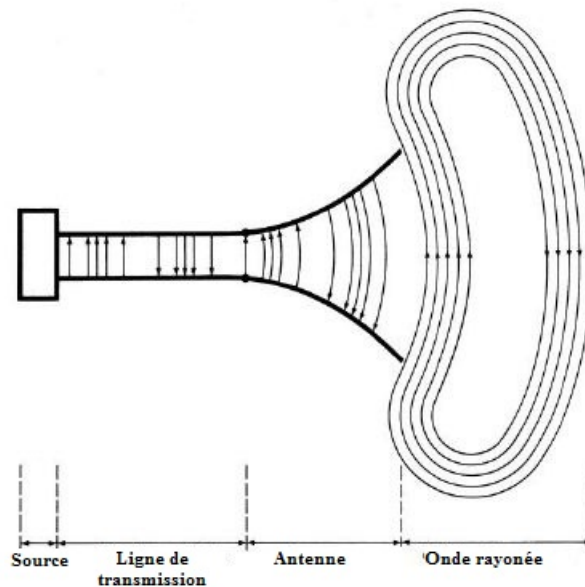


FIG. 1.1 – Couplage entre l'onde guidée et l'onde en espace libre [1].

En émission, elle est un dispositif qui transforme une énergie électrique en énergie électromagnétique. En réception, elle traduit un rayonnement électromagnétique en courant électrique induit. Mais qu'elle soit en réception ou en émission, son but est de permettre l'adap-

tation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation et d'assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.

1.2 Rayonnement d'une antenne :

Le passage d'un signal électrique à une onde s'appelle rayonnement. On considère une ligne de transmission chargée par une antenne et connectée à une fem sinusoïdale de période T . Cette fem produit un champ électrique \vec{E} de même période (fig. 1.2a). Les lignes de force de ce champ électrique agissent sur les électrons libres de chaque conducteur. Le mouvement de ces électrons donne naissance à un courant qui génère un champ magnétique \vec{H} (loi d'Amperè). Les lignes de force du champ magnétique créé sont orthogonales à celles du champ électrique \vec{E} . Les lignes de force du champ électrique partent des charges positives vers les charges négatives. Elles peuvent aussi partir des charges positives vers l'infini, de l'infini vers les charges négatives ou former des boucles fermées sans partir ni arriver vers aucune charge.

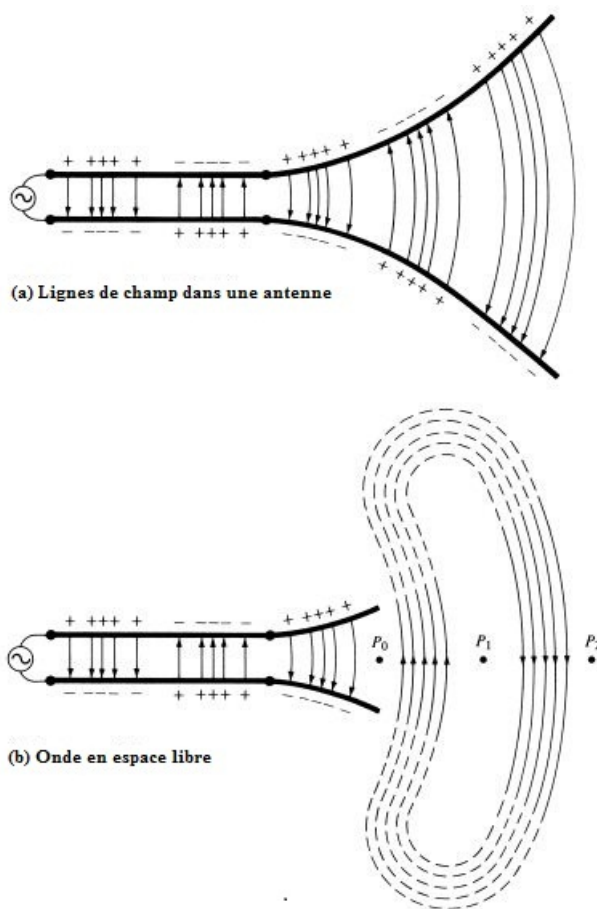


FIG. 1.2 – Mécanisme de rayonnement d'une antenne [1].

La relation de coexistence temporelle et spatiale entre le champ électrique et le champ magnétique donne naissance à une onde électromagnétique, qui se propage sur la ligne de transmission puis dans l'antenne. Ainsi, si on supprime une partie de l'antenne, des ondes en

espace libre sous forme de boucles fermées peuvent se former à cause de l'absence de charges (fig. 1.2 b). Ces ondes sont également périodiques de période T . Un point de phase constante se déplace à la vitesse de la lumière et parcourt une distance égale à la demi-longueur d'onde pendant une demi-période ($T/2$).

1.3 Caractéristiques principales des antennes

Afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes, divers paramètres sont utilisés. Ces paramètres sont classés en deux groupes. Le premier groupe caractérise l'antenne comme étant un élément d'un circuit électrique ; Le second s'intéresse à ses propriétés de rayonnement.

1.3.1 Caractéristiques électriques

Généralement ces paramètres électriques définissent l'antenne comme un élément du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'apprécier la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation, mais nous ne définirons que les trois principaux, à savoir, l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire.

a- L'impédance d'entrée : Elle caractérise la charge imposée par cette antenne au circuit d'excitation, l'antenne peut être représentée par un dipôle dont l'impédance d'entrée serait : $Z_e = R_a + jX_a$.

Le calcul de l'impédance d'entrée d'une antenne est souvent trop complexe. Il dépend de beaucoup de paramètres, tels la géométrie de l'antenne, le mode d'excitation ainsi que les effets de couplage. L'impédance d'entrée de certaines antennes simples est facile à calculer analytiquement, mais pour les antennes dont la géométrie est trop complexe, on la mesure expérimentalement.

Généralement pour qu'une antenne ait un bon rendement, il est nécessaire que l'émetteur, la ligne de transmission et l'antenne aient la même impédance.

b- Coefficient de réflexion : Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident.

Ce coefficient de réflexion Γ est lié à l'impédance d'entrée Z_e de l'antenne, et à l'impédance caractéristique Z_c du câble d'alimentation par la relation :

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (1.1)$$

Le paramètre S_{11} en dB est lié à Γ par

$$S_{11(dB)} = 20 \log(\Gamma) \quad (1.2)$$

c- Taux d'onde stationnaire (TOS) : En générale les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance que les autres éléments de la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchi lorsqu'elle atteint la charge et renvoyée vers la source. Dans ce cas, les ondes incidentes et réfléchies se superposent et engendrent une onde stationnaire.

Si on peut caractériser par $(+V)$ l'onde se propageant vers l'avant et par $(-V)$ l'onde en retour, alors le taux ou le rapport d'onde stationnaire sera défini par :

$$TOS = \frac{(+V) - (-V)}{(+V) + (-V)} \quad (1.3)$$

Il est lié au coefficient de réflexion Γ par la relation

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.4)$$

1.3.2 Caractéristique de rayonnement :

a- Le diagramme de rayonnement : Un diagramme de rayonnement d'une antenne est une représentation graphique d'une propriété du rayonnement de l'antenne en fonction de la direction $\Delta(\theta; \phi)$. Il est généralement représenté sous forme sphérique (3D) ou polaire (2D). Un diagramme de rayonnement peut représenter l'intensité rayonnée, ou le gain. Il peut également représenter l'amplitude d'une composante du champ électrique E_θ ou E_ϕ (la composante radiale étant toujours nulle dans le champ lointain), ou encore le déphasage entre ces composantes. Grâce aux relations de réciprocité, il est suffisant de représenter les propriétés en émission pour connaître également les propriétés en réception.

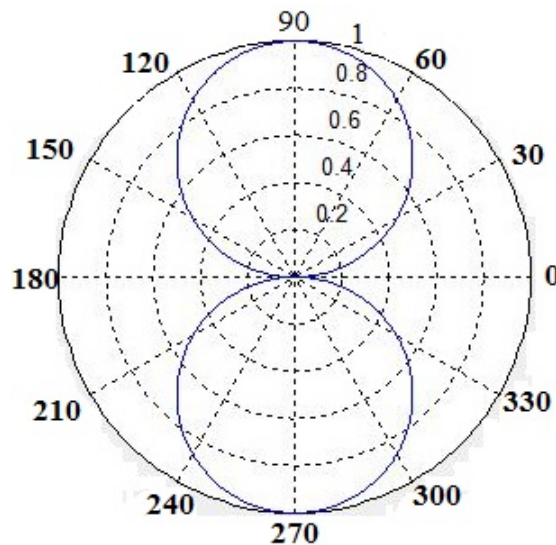


FIG. 1.3 – Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne

b- La directivité : La directivité de l'antenne dans une direction $\Delta(\theta, \phi)$ est définie comme suit :

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} \quad (1.5)$$

$U(\theta, \phi)$: Intensité de rayonnement de l'antenne considérée.

U_{iso} : Intensité de rayonnement d'une antenne isotrope, elle est donnée par

$$U_{iso} = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (1.6)$$

P_{ray} : Puissance rayonnée de l'antenne.

La directivité maximale que l'on appelle parfois directivité seulement est donnée par :

$$D_0 = D_{max}(\theta, \phi) \quad (1.7)$$

La directivité ; grandeur sans dimension, est généralement exprimée par sa valeur en dB.

$$D(\theta, \phi)|_{dB} = 10 \log D_0 \quad (1.8)$$

c- Gain d'une antenne : Il caractérise les performances radioélectriques d'une antenne. Il prend en compte la directivité et les pertes de l'antenne. Le gain en puissance d'une antenne est définie comme étant le rapport de l'intensité du rayonnement dans une direction $\Delta(\theta, \phi)$ sur l'intensité si la puissance P_f fournie à l'antenne est rayonnée uniformément dans toute les directions. On aura donc

$$G_p(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_f} \quad (1.9)$$

D'autres paramètres permettent de décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Parmi eux nous avons :

a- La bande passante : La bande passante d'une antenne est la plage de fréquences dans laquelle on peut l'utiliser correctement. On la définit comme étant la plage de fréquences dans laquelle l'antenne a un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à -10 dB . On définit la bande passante relative comme étant :

$$BP_{relative} = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \quad (1.10)$$

Où f_l et f_h désignent respectivement les fréquences limites basses et hautes du spectre de signal, fréquence prises -10 dB . Suivant cette définition on peut classer les antennes en catégories :

- les antennes à bande étroite $B\% = 10\% - 20\%$: elles comportent les éléments rayonnants résonnants tel les dipôles demi-onde et les antennes micros trips.
- antennes à grandes bandes : elles comportent les antennes à ouverture et les antennes Yagi et les antennes à ondes progressives, en général les antennes à bande passante supérieur à 1 octave sont considérées comme étant à larges bandes.

Certaines antennes comme les antennes fractales sont dites multi bandes, c'est-à-dire qu'elles peuvent travailler dans plusieurs bandes de fréquences. D'autres antennes ont des caractéristiques indépendantes de la fréquence. Parmi ces antennes, on a l'antenne log-périodique et l'antenne spirale sur laquelle va porter notre étude.

b- La polarisation : La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique \vec{E} . Si \vec{E} garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne.

Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si en un point donné on schématise les positions successives de \vec{E} , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse, on dit alors que le champ rayonné est à polarisation circulaire ou elliptique.

1.4 Généralités sur les antennes Ultra Large Bande

Le terme « ultra large bande » réfère communément à tout signal ou système qui a une très large bande relative et absolue. Une telle large bande offre des avantages spécifiques tout en respectant la robustesse du signal. Les communications ULB n'ont retenu une grande attention que depuis la dernière décennie. Cette attention a été suscitée principalement par le développement des transmissions à courte distance.

1.4.1 Histoire des ultras larges bandes

Durant les dernières décennies, et du fait de l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission d'informations, l'objectif principal des chercheurs était de réduire la bande passante utilisée pour la transmission de ces données. Cependant, le développement des communications à courte distance a amené les chercheurs à s'intéresser de nouveau aux communications ultra large bande.

Le concept des ULB remonte à plus d'une centaine d'années. Les premiers signaux utilisés pour les communications étaient les impulsions à courte durée. En effet, Heinrich Hertz avait eu l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques. C'était la base de la technique ULB. Cependant, l'intérêt des chercheurs s'est porté sur les communications à bande étroite. La raison principale était que l'efficacité spectrale des signaux ULB était faible. Les signaux ULB ayant un faible débit et une large bande passante. Ces signaux avaient donc un grand étalement spectral. Cet étalement n'était pas encore exploité à cette époque et était considéré comme étant un défaut. D'un autre côté, les signaux à bande étroite permettaient d'envoyer plusieurs signaux sur la même bande passante, et ce en effectuant un multiplexage fréquentiel.

L'étude des ULB a été reprise dans le cadre des radars militaires, où l'efficacité spectrale n'était pas un critère important. Il était plutôt intéressant d'augmenter la résolution spatiale. Ceci était possible en réduisant la durée des impulsions utilisées par les radars.

Le fait que la bande passante était saturée et qu'elle était divisée en plusieurs bandes réservées à des services spécifiques était un grand handicap pour l'évolution des ULB. En effet, les systèmes ULB ne respectent pas l'assignement de la bande passante et utilisent des fréquences qui sont déjà réservées à d'autres services. Les chercheurs ont réussi à convaincre la FCC (Federal Communications Commission) que les signaux ULB n'allaient pas interférer avec ceux des autres services. Il a ensuite été décidé d'autoriser les communications ULB dans la bande de fréquence de 3.1 à 10.6 GHz.

Contrairement aux signaux ULB, la recherche dans le domaine des antennes ULB a gardé sa popularité. Ceci principalement grâce au développement de la transmission TV. La bande passante réservée à la TV étant large, il était intéressant d'avoir des antennes qui peuvent

émettre et recevoir pour toutes les stations TV disponibles. Avec l'émergence des communications ULB dans la fin des années 1990, il est devenu nécessaire de développer des antennes ULB miniaturisées. Ceci a amené les chercheurs à utiliser les ouvertures rayonnantes et les antennes microruban. [2]

1.4.2 Définition

La définition des ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante. Un signal est dit ultra large bande si

- Sa bande passante est au minimum de 500 Mhz à - 10 dB
- Sa bande passante relative est supérieur à 0.2.

Ces deux conditions ne sont pas forcément satisfaites en même temps. Une autre définition serait d'avoir une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système (ou une bande passante à -10 dB supérieure à 1.5 GHz). Bien qu'elle soit moins rigoureuse, cette définition est la plus utilisée par les constructeurs.

1.5 Etat de l'art

Il existe plusieurs types d'antennes indépendantes de la fréquence avec des géométries différentes. Nous nous sommes intéressés dans ce qui suit aux plus répandues d'entre elles : l'antenne biconique, l'antenne log-périodique et l'antenne spirale.

1.5.1 l'Antenne biconique

Les antennes biconiques ont plusieurs géométries : l'antenne biconique planaire, l'antenne biconique finie, l'antenne discône etc. Nous nous intéresserons à l'antenne biconique infinie pour décrire la théorie de ces antennes. En pratique, on ne peut avoir une antenne biconique infinie. Cependant, on peut montrer que le courant dans une telle antenne diminue jusqu'à être négligeable après une certaine distance. Il est donc intéressant de prendre en compte cette distance lors de l'élaboration d'antennes biconiques finies.

La bande passante d'une antenne dipôle augmente avec le diamètre du conducteur. En étendant ce principe, et en procédant à un évasement progressif du conducteur, on parvient à obtenir une bande passante plus importante. L'antenne biconique (fig.1.4) peut être considérée comme une ligne de transmission s'étendant jusqu'à l'infini.

Sa fonction caractéristique s'écrit

$$F(\theta) = \frac{\sin \theta_h}{\sin \theta} \quad (1.11)$$

où θ_h est le demi angle du cône, et θ l'angle à partir de l'axe z. On voit bien que plus θ_h augmente, plus l'intensité du champ augmente.

L'impédance d'entrée de l'antenne est définie par

$$Z_e = 120 \ln \left(\cot \left(\frac{\theta_h}{2} \right) \right) \quad (1.12)$$

Elle est bien indépendante de la fréquence. Cette indépendance peut être étendue au diagramme de rayonnement. Il faut noter que dans le cas de l'antenne biconique finie, on a des

réflexions aux extrémités du bicone, causant ainsi l'apparition d'ondes stationnaires au sein de la structure. On aura donc une impédance complexe à l'entrée de l'antenne.

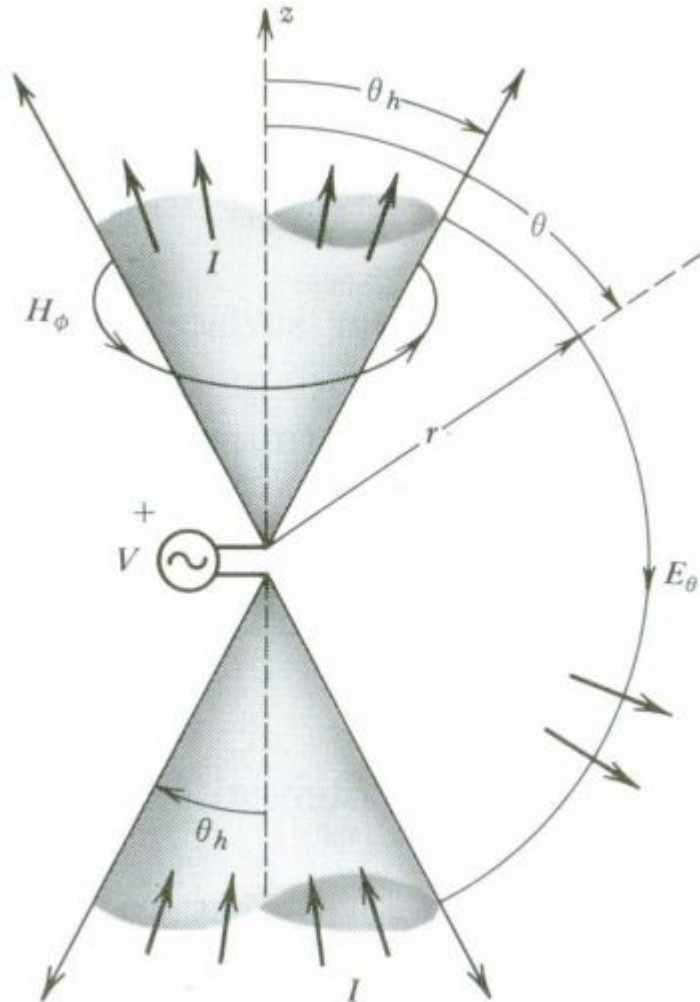


FIG. 1.4 – Antenne biconique infinie [3].

1.5.2 l'Antenne log-periodique

Comme l'antenne biconique, cette antenne est basée sur l'antenne dipôle et existe sous différentes formes : circulaire, trapézoïdale ou réseau de dipôles (fig.1.5, fig.1.6, fig.1.7) .

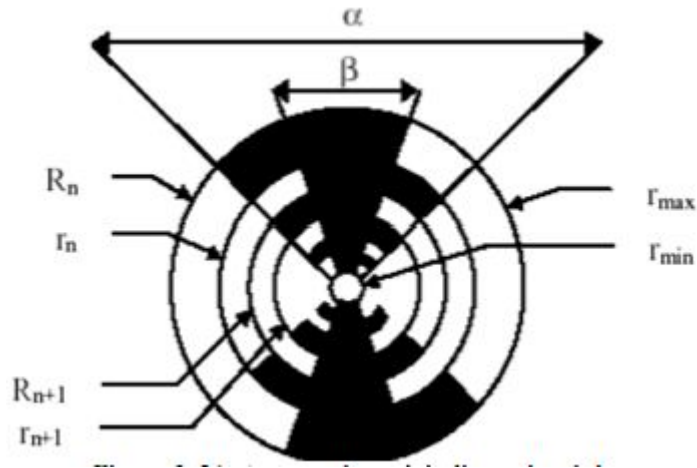


FIG. 1.5 – Antenne log-périodique circulaire [3].

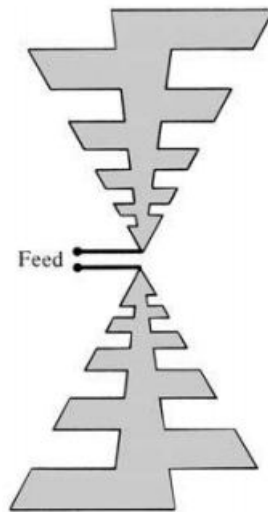


FIG. 1.6 – Antenne log-périodique trapézoïdale [1].

Nous nous sommes intéressés à l'antenne LPDA (Log Periodic Dipole Array) pour décrire la théorie de ces antennes. L'antenne LPDA est un réseau de dipôles dont la longueur croît de façon à couvrir une bande de fréquence donnée. La figure 1.7 décrit la géométrie de cette antenne.

Cette antenne ne peut être décrite par des angles seulement comme le suppose la théorie des antennes indépendante de la fréquence. Cependant, si ses dimensions sont bien choisies, ses performances approchent celles des antennes ULB. Sa bande passante peut être déduite à partir des équations suivantes

$$L_1 \approx \frac{\lambda_{FréquenceMin}}{2} \quad \text{et} \quad L_N \approx \frac{\lambda_{FréquenceMax}}{2} \quad (1.13)$$

où L_1 and L_N sont les longueurs du plus court et plus long dipôle respectivement.

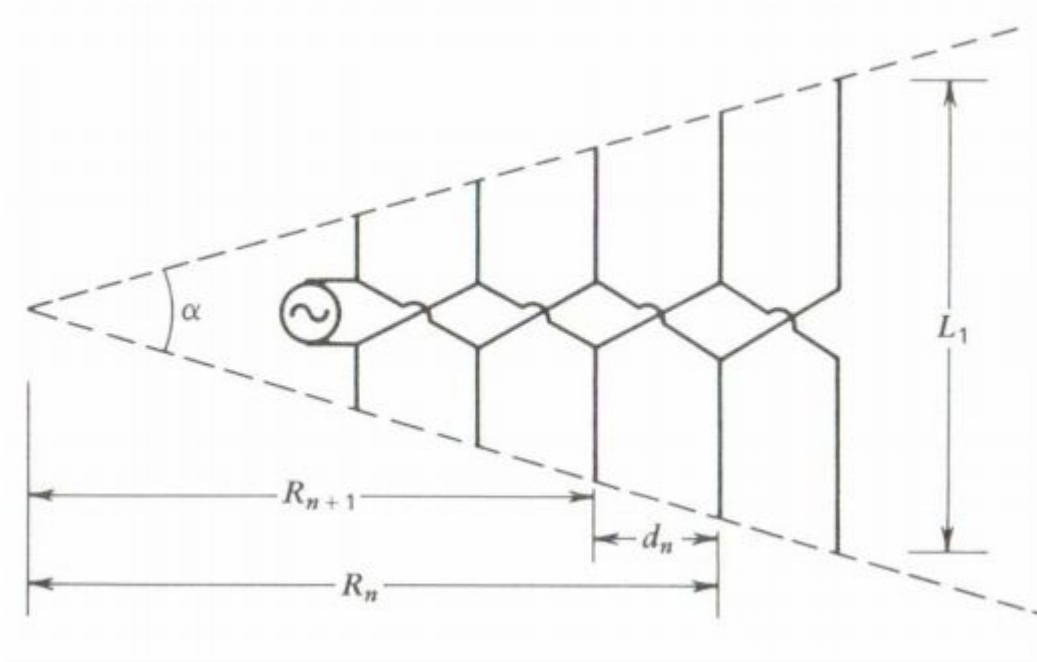


FIG. 1.7 – Géométrie de l'antenne LPDA [3].

L'antenne log-périodique est aussi caractérisée par les équations suivantes

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} \quad (1.14)$$

τ est la raison de la série géométrique qui régie l'antenne. Elle définit l'accroissement de la longueur des dipôles qui composent cette antenne.

Soit σ le facteur d'espacement qui décrit la distance entre deux dipôles successifs au sein du réseau.

$$\sigma = \frac{d_n}{2L_n} \quad (1.15)$$

On aura alors

$$\alpha = 2 \tan^{-1} \left(\frac{1 - \tau}{4\sigma} \right) \quad (1.16)$$

α étant l'angle d'ouverture de l'antenne log-périodique.

La figure 1.8 représente la variation de l'impédance d'entrée en fonction du log de la fréquence. On voit bien que cette impédance est périodique (d'où le nom log-périodique). D'autres paramètres de cette antenne comme la directivité, le diagramme de rayonnement et la largeur du lobe ont cette même périodicité. Cette périodicité ne garantit pas le caractère ULB. Cependant, si les variations de l'impédance sont suffisamment réduites dans la bande passante désirée, le caractère ULB est assuré dans des limites de variations raisonnables.

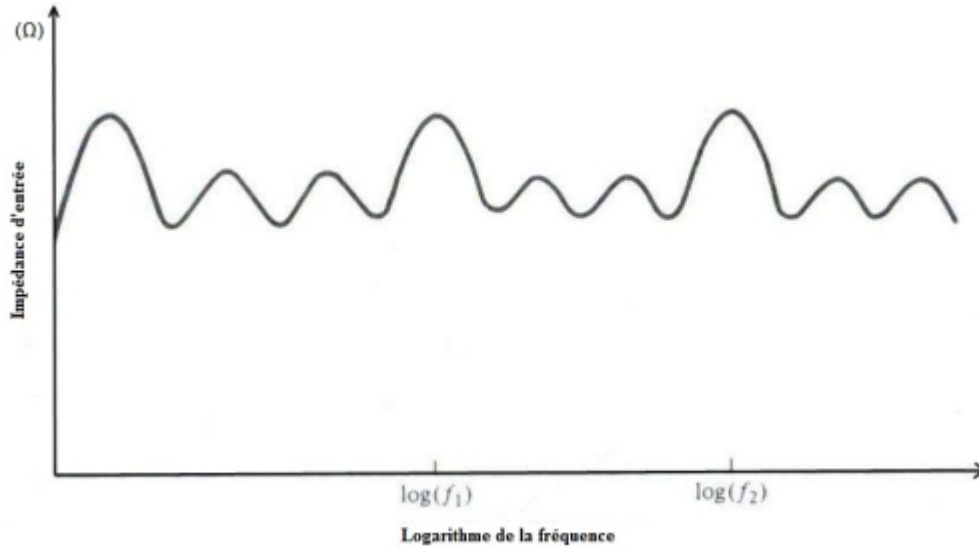


FIG. 1.8 – Impédance d'entrée d'une antenne log-périodique en fonction du log de la fréquence [1].

1.5.3 l'Antenne spirale

La géométrie de cette antenne est exclusivement définie par ses angles. Comme l'antenne log-périodique et l'antenne biconique, elle existe sous plusieurs formes. Nous allons nous intéresser dans cette section à l'antenne spirale équiangulaire (fig. 1.9) et l'antenne spirale d'Archimède (fig. 1.10). Chacune de ces formes peut être planaire conique ou sphérique. La version planaire est la plus répandue étant donné qu'elle peut être réalisée facilement grâce aux circuits imprimés. Nous allons aborder la version à deux bras de ces antennes pour expliquer leur concept théorique. Ces deux bras peuvent être considérés comme étant un dipôle torsadé autour de son point d'alimentation.

1.5.3.1 Antenne spirale équiangulaire

Cette antenne comme toute autre antenne spirale est définie par des angles uniquement. Il y a quatre équations qui définissent les courbes intérieures et extérieures des deux bras.

$$r_1 = r_0 e^{a\phi} \quad (1.17)$$

$$r_2 = r_0 e^{a(\phi-\delta)} \quad (1.18)$$

$$r_3 = r_0 e^{a(\phi-\pi)} \quad (1.19)$$

$$r_4 = r_0 e^{a(\phi-\pi-\delta)} \quad (1.20)$$

Le taux d'évasement a est mieux représenté par le rapport d'expansion ϵ . Défini par

$$\epsilon = e^{a2\pi} \quad (1.21)$$

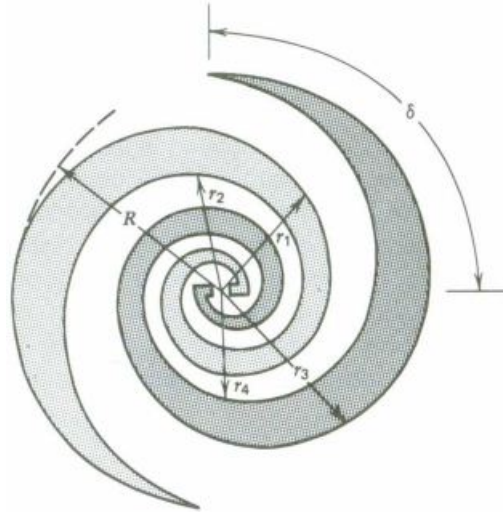


FIG. 1.9 – Géométrie d’une antenne spirale équiangulaire plane [1].

Cette antenne est auto-complémentaire, c’est-à-dire que la complémentaire de l’antenne à la même forme que l’antenne. Ceci est dû au fait que l’espace occupé par le conducteur est le même que celui occupé par l’espace libre. Les antennes auto-complémentaires ont la particularité d’avoir une impédance pratiquement constante en fonction de la fréquence, indépendamment de leur forme. L’antenne spirale équiangulaire auto-complémentaire à deux bras a une impédance d’entrée de 189Ω , Elle peut être réduite en modifiant la largeur des brins de la spirale.

L’inconvénient de cette antenne est que son nombre de tours par unité de surface est petit, ce qui réduit sa compacité. Ceci a amené les chercheurs à utiliser l’antenne spirale d’Archimède. Bien que cette dernière ne soit pas définie que par ses angles, son étalement linéaire permet de faire plus de tours par unité de surface augmentant ainsi sa compacité.

1.5.3.2 Antenne spirale d’Archimède

Bien que l’impédance de cette antenne ne soit pas indépendante de la fréquence, elle peut avoir une bande passante de plusieurs octaves. Cette antenne est la plus répandue étant donné sa grande compacité et sa facilité de réalisation. Elle est caractérisée par les équations suivantes

le centre du bras

$$r = a\phi + b \quad (1.22)$$

les deux cotés du bras

$$r = a \left(\phi \pm \frac{\delta}{2} \right) + b \quad (1.23)$$

Le deuxième conducteur est obtenu en effectuant une rotation de π au premier conducteur. La largeur du microruban est définie par

$$W = a\delta \quad (1.24)$$

L’espacement entre chaque microruban est

$$S = 2\pi a \quad (1.25)$$

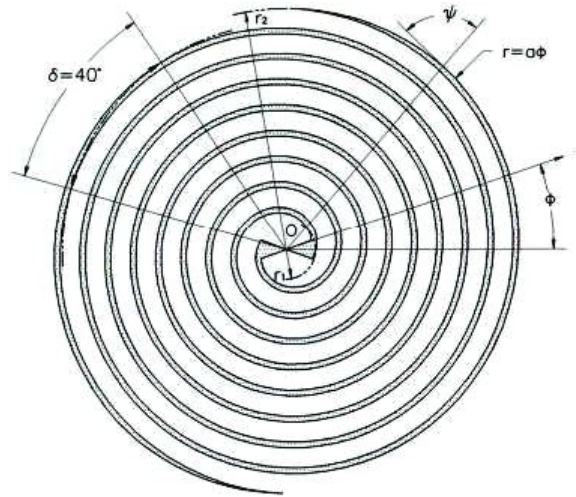


FIG. 1.10 – Géométrie d’une antenne spirale d’Archimède planaire [4].

Dans le cas où

$$\frac{W}{S} = \frac{1}{2N}$$

Avec N le nombre de bras de l’antenne.

L’antenne spirale d’Archimède devient auto-complémentaire.

Dans la section qui suit, nous allons nous intéresser aux différentes méthodes d’estimation d’angles d’arrivée et aborder les différentes méthodes d’estimation afin de justifier l’intérêt particulier pour l’antenne spirale.

1.6 Estimation d’angle d’arrivée

Les systèmes d’estimation d’angle d’arrivée connaissent un intérêt grandissant. Aussi bien pour des applications militaires que civiles. En effet, pouvoir détecter les équipements de télécommunication de l’ennemi permet de récupérer des informations sur son adversaire, le pister, ou même faire pencher la balance lorsque l’issue d’une bataille est incertaine voir défavorable. De plus, ces systèmes peuvent être utilisés dans des opérations de sauvetages comme la détection de personnes ensevelies sous la neige.

Il existe plusieurs méthodes d’estimation d’angle d’arrivée. Nous allons exposer les plus répandues d’entre elles, tout en abordant les avantages et inconvénients de chaque technique, et expliquer la raison du choix de l’antenne spirale.

1.6.1 Comparaison entre deux antennes

La méthode la plus simple d’estimation peut être accomplie à l’aide d’un réseau de deux antennes. Ceci peut être effectué en comparant la phase des signaux obtenus à la sortie des deux antennes. Si une onde plane arrive suivant l’axe de symétries du réseau, il n’y aura pas de déphasage entre les signaux reçus. Dans le cas contraire, la différence entre la longueur des chemins parcourus entraînera un déphasage entre les signaux de sortie des deux antennes.

La différence de marche entre les deux ondes sera égale à $d \cos \theta$ (fig.1.11). On pourra alors déduire le déphasage ψ obtenu à la sortie des deux antennes à partir de l'équation suivante

$$\psi = kd \cos \theta = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta = \frac{2\pi f}{c} d \cos \theta \quad (1.26)$$

l'angle d'arrivée θ en fonction du déphasage ψ s'écrira alors

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{c\psi}{2\pi f d} \right) \quad (1.27)$$

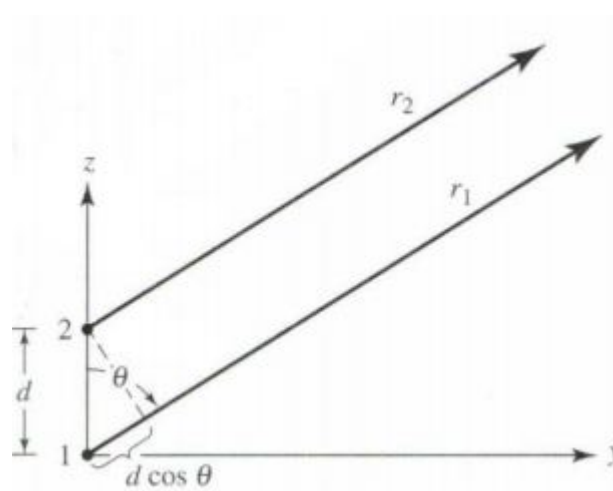


FIG. 1.11 – Réseau d'antennes à deux éléments [1].

Ce type de systèmes présente l'avantage d'être simple, à faible coût et de taille réduite. Il comporte cependant deux inconvénients majeurs. Le premier est que cette méthode permet seulement d'estimer l'azimut. Elle ne donne en effet aucune information sur l'élévation. Le deuxième est que l'équation qui sert à déterminer l'angle d'arrivée du signal dépend de la fréquence. La fréquence du signal doit alors être connue avec précision pour pouvoir estimer l'angle d'arrivée.

1.6.2 Balayage du lobe principal

Cette méthode repose sur l'utilisation de réseaux phasés d'antennes. Le diagramme de rayonnement de ces réseaux est contrôlé par l'amplitude et la phase des courants d'excitation des éléments du réseau. On pourra effectuer un balayage du lobe principal en agissant sur la phase de chaque élément. Nous allons aborder trois types de réseau dans cette section : linéaires, plans et circulaires. Les équations des sections qui suivent ont été adaptés de Balanis[1].

1.6.2.1 Réseau linéaire

Un réseau linéaire est constitué de N antennes identiques alignés sur un même axe. Les éléments de ce réseau sont excités avec des courant d'amplitude uniforme et avec un déphasage de β entre chaque élément. La géométrie de ce type de réseau est décrite par la figure 1.12.

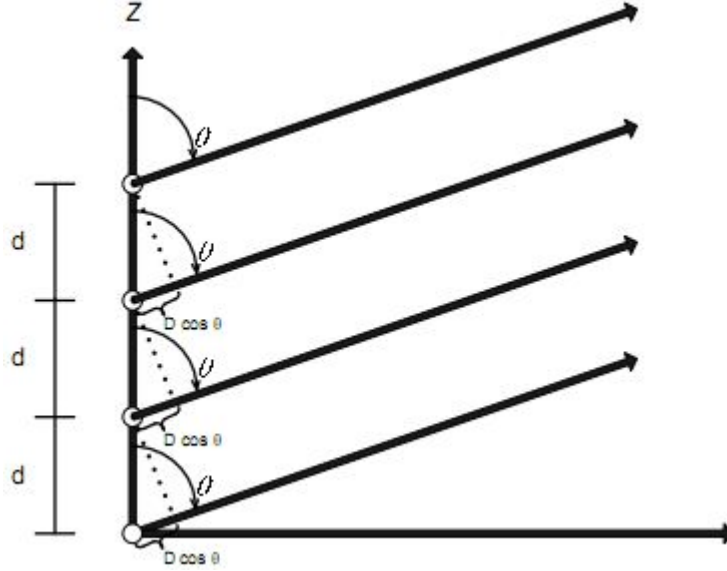


FIG. 1.12 – Réseau d'antennes linéaire [1].

La fonction caractéristique de rayonnement du réseau est égale à la fonction caractéristique de rayonnement d'un seul élément du réseau multipliée par le facteur de réseau $AF(\theta, \phi)$. Si on suppose que le réseau linéaire est disposé suivant l'axe z , le facteur de réseau sera donné par

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)\psi} \quad (1.28)$$

Avec

$$\psi = kd \cos \theta + \beta$$

Le module du facteur de réseau s'écrira alors

$$|AF(\theta)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right| \quad (1.29)$$

Comme le déphasage β peut être contrôlé, on pourra effectuer un balayage du lobe principal si on muni chaque élément du réseau d'un déphaseur. A l'aide de cette configuration, l'amplitude du signal reçu à la sortie du réseau sera comparée à chaque étape du balayage. L'angle d'arrivée sera déterminé lorsqu'on obtiendra un maximum.

Afin de trouver la relation entre le déphasage β et l'angle d'arrivée θ . On utilise le fait que le facteur de réseau est maximum pour $\psi = 0$. On aura alors

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = \frac{2\pi f}{c} d \cos \theta + \beta = 0 \quad (1.30)$$

on en déduit

$$\theta = \pi - \cos^{-1} \left(\frac{\beta c}{2\pi f} \right) \quad (1.31)$$

Cette méthode est meilleure que la précédente du fait de sa précision. En effet, on peut augmenter considérablement la précision des résultats obtenus en réduisant le pas du déphasage β . L'inconvénient est que cette méthode utilise plus d'antennes et nécessite l'emploi de plusieurs déphaseurs augmentant ainsi la taille et le poids du système général. De plus, les déphaseurs à petit pas sont chers et augmentent le coût du système. La puissance totale requise au système se trouve elle aussi augmentée à cause de la puissance consommée par les déphaseurs ainsi que par la puissance requise pour les contrôler. Enfin, cette méthode ne donne, elle aussi, que l'azimut exprimé en fonction de la fréquence.

1.6.2.2 Réseau planaire

En répartissant cette fois les éléments du réseau sur deux dimensions (fig.1.13), nous obtenons un réseau planaire. Les courants d'excitations auront la même amplitude mais avec une progression de phase sur deux axes cette fois-ci.

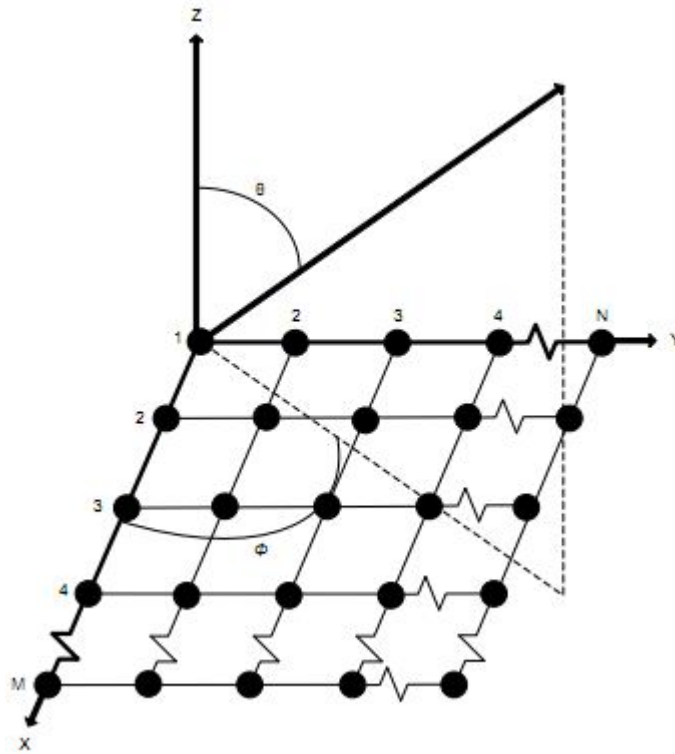


FIG. 1.13 – Réseau d'antennes planaire [1].

Le facteur de réseau pour le cas planaire uniforme est

$$AF(\theta, \phi) = \sum_N^{n=1} \sum_M^{m=1} e^{j(m-1)\psi_x} e^{j(n-1)\psi_y} \quad (1.32)$$

avec

$$\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x$$

et

$$\psi_y = kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y$$

Le facteur de réseau normalisé s'écrira alors

$$|AF(\theta, \phi)| = \frac{1}{NM} \left| \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_x\right)} \right| \left| \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_y\right)} \right| \quad (1.33)$$

L'utilisation de ce réseau nous donnera aussi bien l'information sur l'azimut que sur l'élévation. Cependant, on devra avoir un grand nombre d'antenne pour avoir une bonne résolution. Il faudra aussi avoir NxM déphaseurs, et un mécanisme compliqué pour les contrôler. Le système obtenu sera alors complexe, volumineux, lourd et consommera beaucoup trop de puissance.

1.6.2.3 Réseau circulaire

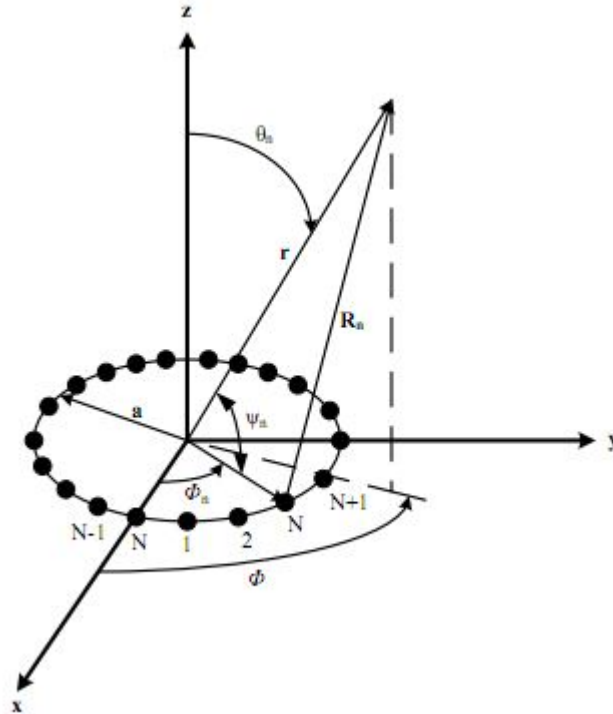


FIG. 1.14 – Réseau d'antennes circulaire [1].

Le réseau d'antennes circulaire se compose d'antennes disposées sur un cercle et espacées régulièrement comme le montre la figure (1.14). En supposant que le réseau se compose de N

antenne isotropes se trouvant sur l'axe x-y et se situant dans un cercle de rayon a, le champ rayonné s'exprime par

$$E(r, \theta, \phi) = \sum_N^{n=1} a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (1.34)$$

Où R_n est la distance entre un point de l'espace et le nième élément du réseau. On montre que lorsque $r \gg a$ (1.14), cette distance est égale à

$$R_n = r - a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) \quad (1.35)$$

En module, elle peut aussi être approchée par r. En effectuant ces deux approximations, on aura

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_N^{n=1} I_n e^{j[\alpha_n + ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)]} \quad (1.36)$$

Avec

$$\phi_n = 2\pi \frac{n}{N}$$

I_n = l'amplitude du nième courant d'excitation.

α_n = la phase du nième courant d'excitation.

Pour obtenir un maximum de rayonnement dans la direction (θ_0, ϕ_0) , il faudrait que la phase α_n vérifie

$$\alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n) \quad (1.37)$$

L'équation (1.36) devient alors

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_N^{n=1} I_n e^{jka[\sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]} \quad (1.38)$$

Ce système permet lui aussi d'estimer à la fois l'azimut et l'élévation. Cependant, un tel système serait de trop grande taille et nécessiterait un système de contrôle trop complexe. De plus ce système de contrôle consommerait de la puissance supplémentaire pour fonctionner. En conclusion, ce système comporte les mêmes inconvénients que les systèmes précédents.

1.6.3 Antennes spirales

Les techniques citées précédemment nécessitent tous un système de control complexe et qui consomme de la puissance. De plus, il faudra augmenter le nombre d'éléments qui constituent ce système si on veut augmenter sa précision. Ceci aura pour conséquence d'augmenter la taille du système, son poids et sa consommation en puissance. Enfin, dans tout ces systèmes d'estimation d'ange d'arrivée, il est nécessaire de connaitre la fréquence du signal à détecter pour pouvoir estimer sa direction.

Une solution intéressante serait d'avoir un système qui utilise une seule antenne et qui peut être contrôlée par avec un système de déphasage passif. Ceci permettra de réduire la taille du système ainsi que sa consommation en puissance. Il serait aussi intéressant de pouvoir estimer l'angle d'arrivée indépendamment de la fréquence du signal reçu.

La réalisation d'un tel système est possible à l'aide des antennes spirales. Elles permettent d'effectuer une estimation d'angle d'arrivée en exploitant les modes 1 et 2 du rayonnement de cette antenne. De plus, cette estimation se fera indépendamment de la fréquence du signal reçu. Ces antennes présentent aussi les avantages suivants :

- Elles sont faciles à réaliser (technologie microruban).
- Elles sont compactes et légères.
- Ces antennes sont à ultra large bande et permettent donc de détecter un grand nombre de signaux.
- Elles ont une polarisation circulaire.

Grâce à tous ses avantages, l'antenne spirale est la solution idéale pour effectuer une estimation d'angle d'arrivée basée sur le traitement d'antenne. En se basant sur cela, et sur le travail de Glass Douglass [5], nous avons décidé d'étudier et de réaliser une antenne spirale d'Archimède à quatre bras. La théorie des antennes spirales en général, de l'antenne spirale d'Archimède en particulier ainsi que son comportement modal seront abordés dans le chapitre 2 de notre mémoire.

1.7 conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons donné des généralités sur les antennes en définissant les différents paramètres qui les caractérisent. Nous avons ensuite présenté un bref aperçu sur les antennes ultra large bande(ULB), leur historique ainsi que leur état de l'art. Enfin, nous avons introduit les méthodes d'estimation de la directions d'arrivée les plus courantes.

Parmi les antennes ULB qu'on a étudié dans ce chapitre, les antennes spirales permettent d'effectuer une estimation de la direction d'arrivée avec de meilleures performances que celles des méthodes précédemment abordées. Dans la suite de notre mémoire, nous allons parler des antennes spirales, de leur théorie et de leurs caractéristiques.

Nous allons nous intéresser à l'antenne spirale d'Archimède à quatre bras, la simuler et l'optimiser de manière à donner les meilleurs résultats possibles dans la limite des contraintes de fabrication (disponibilité du substrat). Après conception, nous allons mesurer les coefficients de réflexion S_{ii} ainsi que les coefficients de transmission S_{ij} de l'antenne. Ces mesures permettront alors de confirmer ou bien d'infirmer les résultats de la simulation.

*

Chapitre 2

Théorie des antennes spirales

Nous avons vu dans le chapitre précédent que les antennes spirales étaient des antennes indépendantes de la fréquence. Ce type d'antennes est basé sur des idées simples mais très efficaces.

L'impédance d'une antenne et son diagramme de rayonnement dépendent principalement de la forme de l'antenne ainsi que de ses dimensions qui seront exprimées en fonction de la longueur d'onde. Ainsi, si par une homothétie quelconque, l'antenne est transformée en une structure égale à l'originale, ses propriétés seront indépendantes de la fréquence de travail [6]. L'antenne sera alors définie par ses angles uniquement. Les antennes qui satisfont cette condition sont les antennes coniques et les antennes équiangulaires .

Les antennes log-périodiques sont similaires aux antennes précédentes. Dans le cas de ces antennes le facteur de l'homothétie n'est pas quelconque. Si ce facteur est noté τ l'antenne aura des propriétés similaires aux fréquences f , τf et ainsi de suite [6].

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes intéressés à l'antenne spirale d'Archimède. Bien qu'elle ne vérifie pas les conditions précédentes, cette antenne a un comportement proche de celui des antennes indépendantes de la fréquence. Afin d'étudier cette antenne, nous allons d'abord aborder la théorie des antennes indépendantes de la fréquence introduite par Rumsey [7]. Nous passerons ensuite à l'étude des antennes spirales équiangulaires. Pour finir, nous verrons la théorie des antennes spirales d'Archimède.

2.1 Théorie des antennes indépendantes de la fréquence

D'après la théorie des antennes indépendantes de la fréquence décrite dans le travail de Rumsey [7], une antenne aura des caractéristiques indépendantes de la fréquence si elle est définie uniquement par ses angles. De plus cette théorie suppose que les points d'alimentation sont infiniment proches de l'origine et disposés de manière symétrique le long de l'axe $\theta = 0$. Elle suppose aussi que l'antenne est parfaitement conductrice, au sein d'un milieu isotrope et homogène. Sa surface ou son bord est décrit par l'équation suivante

$$r = F(\theta, \phi) \tag{2.1}$$

où r , θ et ϕ représentent les coordonnées sphériques d'un point de l'antenne.

Afin de dimensionner l'antenne pour qu'elle travaille à une fréquence K fois plus petite que celle de l'antenne d'origine, les dimensions physiques de l'antenne doivent être augmentées

K fois, et ce pour avoir les mêmes performances électriques. La courbe redimensionnée est représentée par

$$r' = KF(\theta, \phi) \quad (2.2)$$

La nouvelle et l'ancienne surface sont identiques. En plus d'être similaires, elles sont congruentes si elles sont infinies. La congruence peut être établie seulement par une rotation d'un angle ϕ . Une translation n'est pas permise à cause de la concentration des points d'alimentation à l'origine. Une rotation d'un angle θ est interdite aussi à cause de la disposition symétrique des extrémités des surfaces par rapport à l'axe $\theta = 0$. Pour qu'il-y-ait une congruence entre les deux surfaces, il faut effectuer une rotation d'un angle C à la deuxième antenne et on aura

$$KF(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + C) \quad (2.3)$$

L'angle de rotation C dépend de K mais pas de θ et ϕ . La congruence physique implique que l'antenne d'origine va se comporter d'une manière similaire pour les deux fréquences. Le diagramme de rayonnement subira une rotation d'angle C suivant ϕ . Sa forme quant à elle ne sera pas modifiée.

De ce fait, l'impédance et le diagramme de rayonnement ne dépendent pas de la fréquence. Afin d'obtenir $F(\theta, \phi)$, on dérive les deux termes de l'équation (2.3) par rapport à C et on obtient

$$\begin{aligned} \frac{d}{dC} [KF(\theta, \phi)] &= \frac{dK}{dC} [F(\theta, \phi)] = \frac{\partial}{\partial C} [F(\theta, \phi + C)] \\ &= \frac{\partial}{\partial(\phi + C)} [F(\theta, \phi + C)] \end{aligned} \quad (2.4)$$

et si on dérive par rapport à ϕ on obtient

$$\begin{aligned} \frac{\partial KF(\phi, \theta)}{\partial \phi} &= K \frac{\partial F(\phi, \theta)}{\partial \phi} = \frac{\partial}{\partial \phi} [F(\theta, \phi + C)] \\ &= \frac{\partial}{\partial(\phi + C)} [F(\theta, \phi + C)] \end{aligned} \quad (2.5)$$

les deux équations(2.4) et (2.5) nous donnent

$$\frac{\partial K}{\partial C} F(\theta, \phi) = K \frac{\partial F(\theta, \phi)}{\partial \phi} \quad (2.6)$$

à partir des équations (2.1) et (2.6) on peut écrire

$$\frac{1}{K} \frac{dK}{dC} = \frac{1}{r} \frac{\partial r}{\partial \phi} \quad (2.7)$$

on remarque que le terme gauche de l'équation(2.7) est indépendant de θ et ϕ . La solution générale pour la surafce de l'antenne est

$$r = F(\theta, \phi) = f(\theta) e^{\alpha\phi} \quad (2.8)$$

où

$$\alpha = \frac{1}{K} \frac{dK}{dC}$$

et $f(\theta)$ est une fonction arbitraire.

Ainsi afin d'avoir une antenne qui possède des caractéristiques indépendantes de la fréquence, sa surface doit être décrite par l'équation (2.8). Cette condition peut être satisfaite avec un bon choix de la fonction $f(\theta)$ ou de ses dérivées.

2.2 Antennes spirales équiangulaires

A partir de l'équation (2.8) et en choisissant la dérivée de la fonction $f(\theta)$, nous allons définir deux types d'antennes spirales équiangulaires : l'antenne spirale plane, et l'antenne spirale conique. Comme en pratique ces antennes sont de dimensions finies, la longueur du bras de ces antennes doit être comparable à la longueur d'onde pour la fréquence minimale de travail [8]. Pour les fréquences qui lui sont supérieures, l'antenne aura des propriétés indépendantes de la fréquence.

2.2.1 L'antenne spirale plane

La forme de cette antenne est définie à partir de l'équation (2.8) et en choisissant la dérivée de la fonction $f(\theta)$ comme suit

$$\frac{df}{d\theta} = f'(\theta) = A\delta\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \quad (2.9)$$

Avec A une constante et δ la distribution de Dirac. A partir de l'équations (2.9) l'équation (2.8) devient

$$r = \begin{cases} \rho = Ae^\phi = \rho_0 e^{a(\phi-\phi_0)} & \theta = \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.10)$$

avec

$$A = \rho_0 e^{-a\phi_0}$$

En terme de longueurs d'ondes, (2.10) peut s'écrire

$$\rho_\lambda = \frac{\rho}{\lambda} = \frac{A}{\lambda} e^{a\phi} = A e^{a\left[\phi - \frac{\ln(\lambda)}{a}\right]} = A e^{a(\phi-\phi_1)} \quad (2.11)$$

avec

$$\phi_1 = \frac{1}{a} \ln(\lambda)$$

L'équation (2.11) montre que changer la longueur d'onde est équivalent à effectuer une rotation ϕ_0 . Les propriétés de l'antenne restent donc inchangées. Cette caractéristique des antennes spirales planes reste valable pour les structures à dimensions finies et ce dans les limites imposées par la longueur des bras de l'antenne.

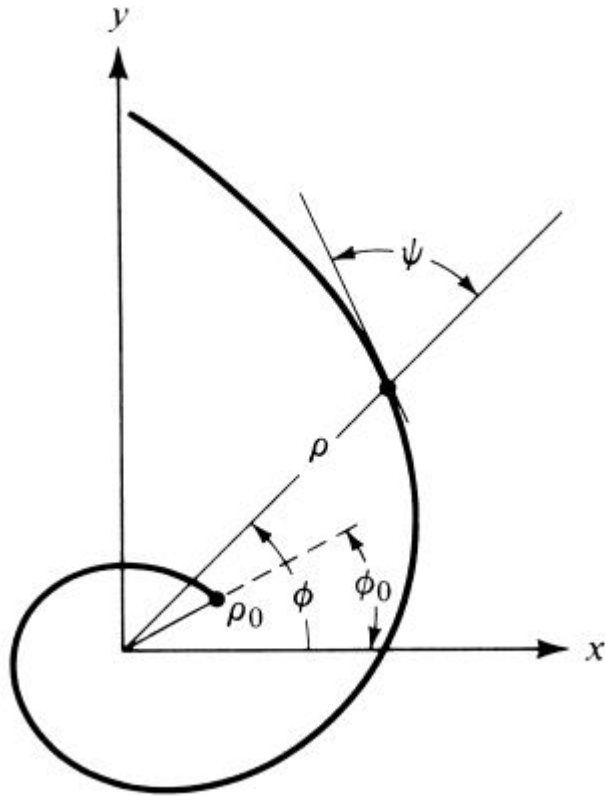


FIG. 2.1 – Spirale équiangulaire à un bras [1].

La longueur totale de la spirale L peut être calculée par

$$L = \int_{\rho_0}^{\rho_1} \left[\rho^2 \left(\frac{d\phi}{d\rho} \right)^2 + 1 \right]^{1/2} d\rho \quad (2.12)$$

En utilisant (2.10), l'équation précédente se réduit à

$$L = (\rho_1 - \rho_0) \sqrt{1 + \frac{1}{a^2}} \quad (2.13)$$

avec ρ_0 et ρ_1 les rayons interne et externe de la spirale respectivement.

Afin de définir une surface spirale, nous devons d'abord définir les bords de cette surface et ce grâce aux équations (2.14) et (2.15)

$$\rho_2 = \rho'_2 e^{a\phi} \quad (2.14)$$

$$\rho_3 = \rho'_2 e^{a(\phi-\delta)} \quad (2.15)$$

Les deux courbes qui définissent la surface de la spirale ont la même forme, l'une est obtenue en effectuant une rotation d'angle δ à l'autre.

Pour une antenne spirale à deux bras, le deuxième bras est défini en effectuant une rotation

d'angle π au premier bras. Les équations des courbes du second bras s'écriront alors comme suit

$$\rho_4 = \rho'_2 e^{a(\phi-\pi)} \quad (2.16)$$

$$\rho_5 = \rho'_2 e^{a(\phi-\pi-\delta)} \quad (2.17)$$

on peut alors définir la spirale avec l'angle δ et le rayon ρ'_2 et le taux d'expansion a .

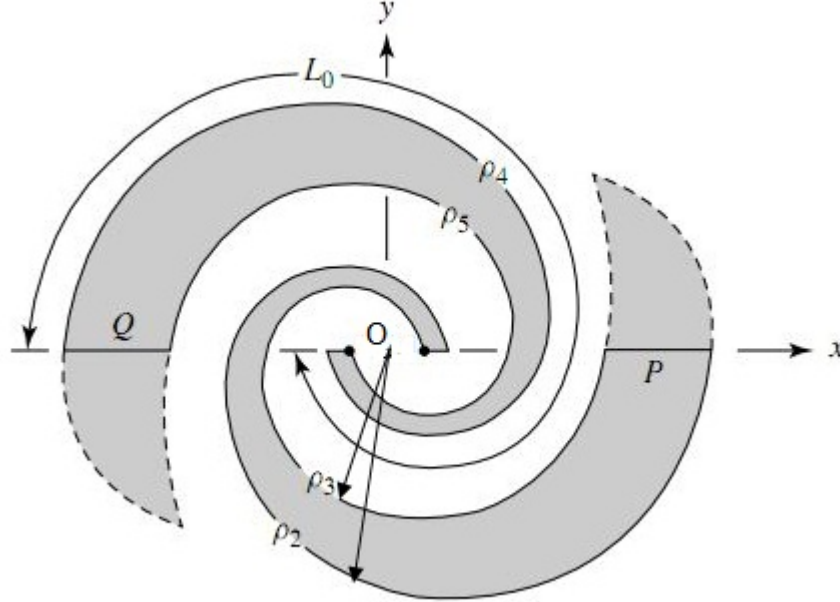


FIG. 2.2 – Antenne spirale équiangulaire plane à deux bras [1].

Pour la spirale de dimension finie, le paramètre qui définit les dimensions de l'antenne est la longueur L_0 . Cette longueur est calculée par rapport au centre de la spirale. De plus l'épaisseur des bras est réduite de façon progressive comme le montre la figure 2.2 de façon à réduire la discontinuité et améliorer l'adaptation. L'antenne spirale équiangulaire à deux bras deviendra auto-complémentaire pour $\delta = \pi/2$. D'après le principe de Babinet [9] l'antenne spirale équiangulaire à dimensions infinies aura une impédance $Z_{in} = 188.5\Omega \approx 60\pi$. Les valeurs expérimentales de cette impédance sont autour de 164Ω . Cette différence viendrait du fait que les dimensions de l'antenne sont finies en pratique.

La structure de l'antenne spirale est symétrique, elle ne peut donc pas être alimentée directement par un câble coaxial. On aura donc recours à un symétriseur pour pouvoir alimenter cette antenne.

La polarisation de l'antenne est déterminée par la longueur des bras. Pour les faibles fréquences, lorsque la longueur des bras est petite comparée à la longueur d'onde, la polarisation de l'antenne est linéaire. Lorsque la fréquence augmente, la polarisation devient elliptique puis circulaire. La polarisation pourra alors être prise comme critère important lors de la définition de la bande passante.

2.2.2 L'antenne spirale conique

Cette spirale est décrite en définissant la dérivée de la fonction $f(\theta)$ comme suit

$$\frac{df}{d\theta} = f'(\theta) = A\delta(\beta - \theta) \quad (2.18)$$

avec β variant de 0 à π . A partir de (2.18) et (2.8), la spirale conique sera décrite par les équations suivantes

$$r_2 = r'_2 e^{(a \sin \theta_0) \phi} \quad (2.19)$$

$$r_2 = r'_2 e^{a \sin \theta_0 (\phi - \delta)} \quad (2.20)$$

avec θ_0 le demi angle du cône.

Comme pour le cas de la spirale planaire, le deuxième bras est obtenu en effectuant une rotation de 180° au premier bras. La surface conductrice de la spirale conique peut être obtenue en utilisant les techniques des circuits imprimés sur un cône en diélectrique. Le câble de l'alimentation peut être lié aux bras de la spirale afin d'avoir une symétrie dans l'alimentation. Une autre solution à ce problème serait d'utiliser un symétriseur.

La principale différence entre la spirale conique et la spirale planaire est que la spirale conique a un rayonnement unidirectionnel augmentant ainsi la puissance rayonnée dans la direction voulue. La polarisation et l'impédance d'entrée de cette antenne restent constants sur une large bande de fréquences.

2.3 L'antenne spirale d'Archimède

Contrairement aux antennes spirales équiangulaires, l'antenne spirale d'Archimède ne vérifie pas la condition introduite par Rumsey [7] concernant les antennes indépendantes de la fréquence. En effet l'équation qui définit la spirale d'Archimède ne vérifie pas la condition (2.8).

$$r = a\phi + b \quad (2.21)$$

avec

a le taux d'accroissement radial.

b le rayon interne de la spirale.

La figure (2.3) montre trois spirales d'Archimède r , r' et r'' . La spirale r'' est égale à la spirale r après qu'on lui ait appliqué une homothétie de facteur 1.5. La spirale r' quand à elle est le résultat de l'application d'une rotation d'angle $\frac{\pi}{4}$ à la spirale r . En comparant les spirales r' et r'' , on voit bien qu'appliquer une homothétie à l'antenne spirale d'Archimède n'est pas équivalent à une rotation. L'antenne spirale d'Archimède n'est donc pas une antenne indépendante de la fréquence.

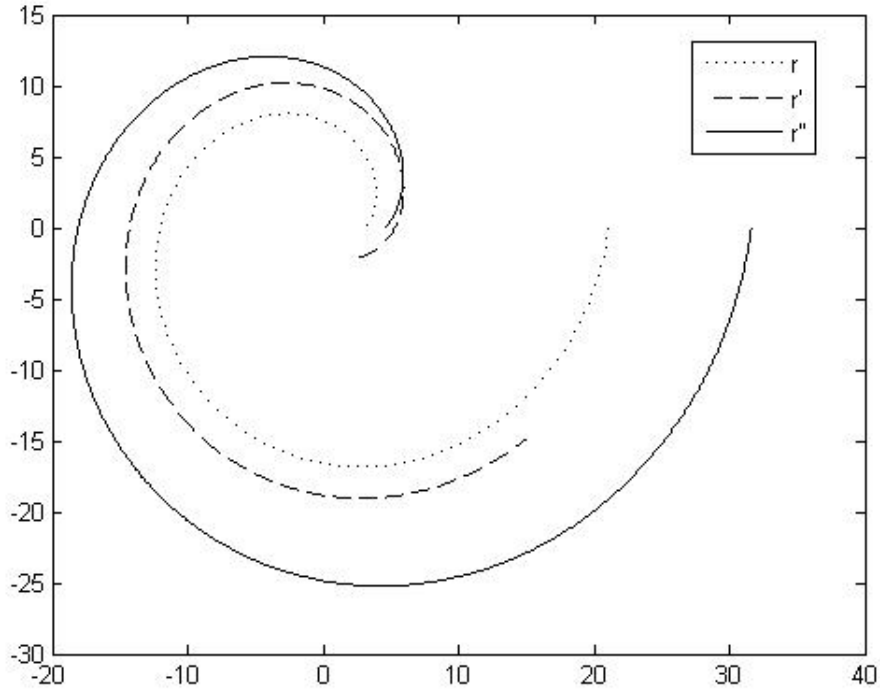


FIG. 2.3 – Homothétie et rotation d’une antenne spirale d’Archimède.

Bien que l’antenne spirale d’Archimède ne soit pas indépendante de la fréquence, elle présente des propriétés proches de celle de l’antenne spirale équiangulaire. Elle a une bande passante ultra large, et possède de caractéristiques (diagramme de rayonnement, impédance d’entrée, gain ...) relativement stables en fonction de la fréquence. Ceci est dû au fait que l’antenne spirale d’Archimède se rapproche d’une antenne spirale équiangulaire dont le taux d’expansion est très petit. Cette propriété apporte à l’antenne spirale d’Archimède l’avantage d’être très compacte comparée aux autres antennes spirales, tout en gardant un comportement proche de celui des antennes indépendantes de la fréquence.

Les propriétés de l’antenne spirale d’Archimède sont proches de celles de l’antenne spirale équiangulaire. Pour les petites fréquences, où la longueur d’onde est supérieure à la longueur du bras de l’antenne, la polarisation est linéaire. Elle devient circulaire pour les longueurs d’ondes qui sont négligeable devant la longueur du bras en passant par une polarisation elliptique pour le cas intermédiaire. L’antenne spirale d’Archimède planaire a un rayonnement bidirectionnel. Bien qu’elle soit circulaire, la polarisation de l’onde rayonnée est différente des deux cotés de l’antenne. En effet, le vecteur du champ électrique tourne dans le sens horaire d’un côté de l’antenne, et dans le sens antihoraire de l’autre côté de l’antenne. Le sens de rotation de ce vecteur peut être inversé de deux manières. La première en inversant le sens de rotation du bras de l’antenne lors de sa conception. La deuxième méthode est d’alimenter l’antenne par le côté extérieur de ses bras au lieu de l’alimenter par son centre. Dans notre réalisation, nous avons décidé d’alimenter l’antenne par le côté extérieur de la spirale car il est plus facile de connecter la tresse du coaxial au plan de masse dans ce cas là.

En plus de leur ultra large bande, la propriété des antennes spirales qui nous a intéressés est son utilisation dans l'estimation d'angle d'arrivée. En effet le comportement modal de ces antennes (2.4) permet de réaliser des systèmes d'estimation simples, légers, petits et peu coûteux. De plus cette estimation se fera indépendamment de la fréquence. Nous avons décidé de travailler avec la version planaire de ses antennes car la possibilité d'utiliser la technologie microruban les rends faciles à réaliser. Notre choix s'est porté sur l'antenne spirale d'Archimède vu sa grande compacité comparée aux autres antennes spirales. De plus, nous avons opté pour la version à quatre bras car ses performances sont meilleures pour les applications d'estimation d'angle d'arrivée.

Dans la section suivante, nous allons aborder le comportement modal de l'antenne spirale. Notre intérêt s'est porté sur l'antenne spirale à quatre bras en particulier. C'est ce comportement modal qui est la base de l'utilisation de cette antenne pour l'estimation d'AOA.

2.4 Comportement modal de l'antenne spirale

Une propriété intéressante des antennes spirales à plusieurs bras est leur comportement modal. En effet, il est possible d'effectuer une estimation d'angle d'arrivée en alimentant l'antenne spirale dans ses différents modes. L'antenne spirale à bras multiples peut être alimentée avec des câbles coaxiaux sans avoir à utiliser de symétriseur. Pour comprendre la configuration de l'alimentation d'une antenne spirale à bras multiples, nous allons d'abord aborder le cas de la spirale à deux bras. Une antenne spirale à deux bras rayonne lorsqu'on alimente ses deux bras avec un déphasage de 180 degrés, l'alimentation est alors dite équilibrée. Une alimentation est équilibrée lorsque la somme vectorielle de ses courants d'excitation est nulle. En généralisant ce principe sur l'antenne spirale à quatre bras décrite par Corzine et Mosko [10], une alimentation équilibrée aurait des courants avec les phases suivantes : 0, 90, 180 et 270 degrés. Le déphasage total autour des points d'alimentation de l'antenne serait alors de 360°.

Pour étendre cela à plusieurs modes de rayonnement, on procède au même raisonnement que précédemment. Sauf que le déphasage total autour de l'alimentation peut être un multiple entier de 360°. C'est ce multiple entier qui désignera le mode de rayonnement. Une alimentation qui a un déphasage total de 360° sera le mode 1 alors que le mode 2 aura un déphasage total de 720°. Le nombre de modes dans lesquels une antenne spirale à bras multiples pourra rayonner est donné par la relation

$$N_{modes} = (N_{bras} - 1) \quad (2.22)$$

La phase des courants d'excitation sera alors décrite par l'équation suivante

$$P(N) = 360^\circ \left(\frac{(N - 1)}{N_{bras}} \right) M \quad (2.23)$$

N est un entier entre 1 et N_{bras} , P est la phase du nième bras en degrés et M est le nombre du mode. La figure 2.4 présente les phases des courants d'excitation des antennes spirales à bras multiples et ce pour les antennes ayant de deux à six bras.

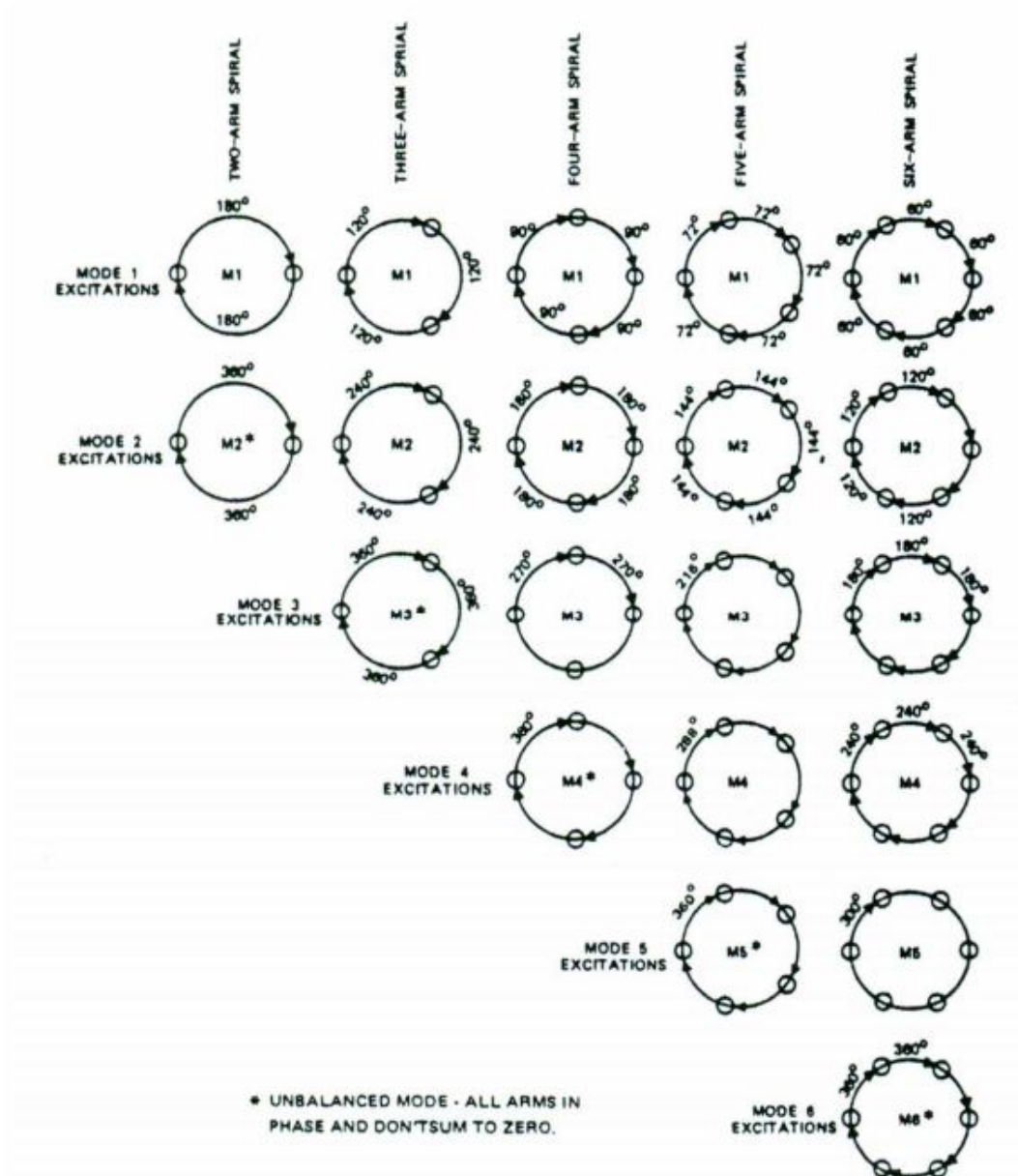


FIG. 2.4 – Phase des courants d'excitation des différents modes pour les antennes spirales à bras multiples [10].

L'estimation de l'angle d'arrivée se fera alors en exploitant les différents diagrammes de rayonnement des différents modes de l'antenne. La figure 2.5 illustre les diagrammes de rayonnement des modes 1 à 3 de l'antennes spirale à quatre bras.

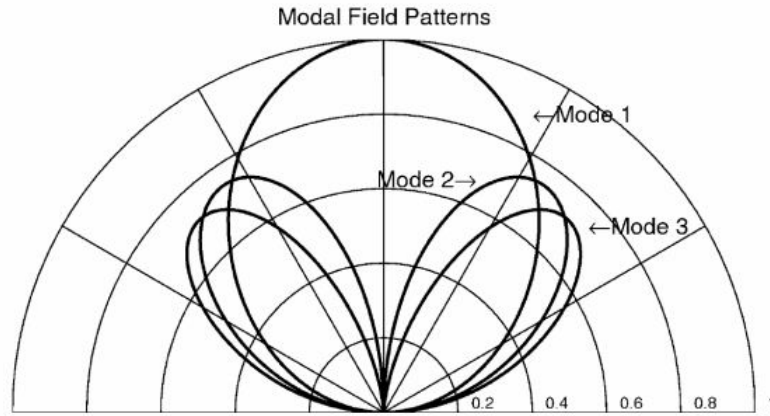


FIG. 2.5 – Diagrammes de rayonnement des différents modes de l’antenne spirale à quatre bras [11].

Le diagramme du mode 1 se compose d’un seul lobe orienté suivant l’axe de l’antenne spiral ($\theta = 0$). Il a un angle d’ouverture d’environ 70 degrés. Le mode deux comporte une direction de rayonnement nul pour $\theta = 0$ créant ainsi un diagramme de rayonnement de forme torique avec un maximum à environ 38 degrés. Le mode trois à un diagramme de rayonnement similaire à celui du mode deux à l’exception qu’il a un maximum à 45 degrés. Afin de déterminer l’angle d’arrivée, on doit déterminer l’azimut et l’élévation de la source d’émission. Pour déterminer l’angle d’élévation du signal détecté, on compare les amplitudes du signal reçu avec les modes 1 et 2. On voit à partir de la figure 2.5 que lorsque la source est proche de l’axe de la spirale, l’amplitude du signal reçu est nettement inférieure dans le mode 1 que dans le mode 2. L’azimut quand à lui est déterminé en comparant les phases des signaux reçus dans les deux modes. La figure 2.6 illustre la manière avec laquelle l’azimut est calculé en soustrayant les phases des signaux reçus.

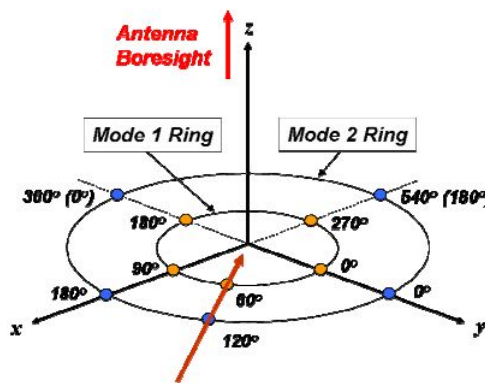


FIG. 2.6 – Détermination de l’azimut à partir des phases des modes 1 et 2 [5].

La phase du signal reçu dans le mode 2 est le double de celle du signal reçu dans le premier mode. De plus la différence est unique pour chaque degré d’azimut. La figure 2.7 montre la variation des différentes phases en fonction de l’angle d’azimut.

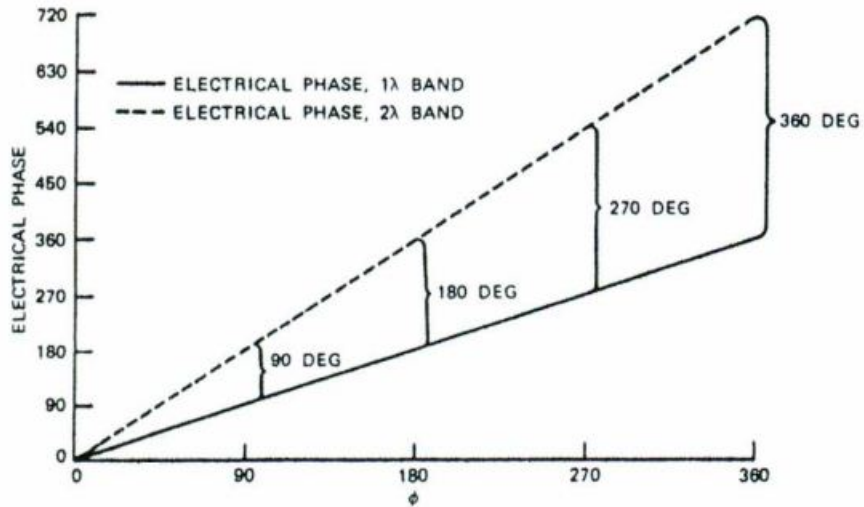


FIG. 2.7 – Phases des modes 1 et 2 en fonction de l’azimut [10].

Dans le chapitre suivant, nous avons étudié l’antenne spirale d’Archimède à quatre bras grâce à l’outil de simulation CST. Nous avons identifié les différents paramètres agissant sur la bande passante de cette antenne. Dans le chapitre 3, nous avons déterminé les valeurs de ces paramètres qui donnent la meilleure bande passante pour le substrat avec lequel nous avons travaillé. De plus, nous avons simulé le diagramme de rayonnement de l’antenne pour les modes 1 et 2 afin de vérifier si son comportement modal correspond à la théorie. Nous nous sommes basés sur ces résultats pour réaliser l’antenne et mesurer ses performances.

*

Chapitre 3

Simulation et optimisation

Avant de réaliser une antenne, une étude doit être effectuée afin de déterminer ses performances et ses caractéristiques. En effet, il est intéressant de connaître le diagramme de rayonnement, la bande passante, la directivité et d'autres caractéristiques qui définissent l'antenne avant même de la réaliser.

Le développement de moyens numériques est un atout majeur pour le concepteur d'antennes. En effet, ils permettent de déterminer les caractéristiques d'antennes complexes pour lesquelles une étude théorique serait fastidieuse voir même impossible.

Plusieurs outils de modélisation et de simulation numérique du rayonnement des antennes ont été développés. Ces outils utilisent des méthodes de calcul basées sur la résolution numérique des équations de Maxwell, sur des techniques différentielles, ou sur des méthodes asymptotiques hautes fréquences. Les méthodes les plus connues sont : la MOM (Method Of Moments), la FEM (Finite Element Method), la FDTD (Finite Difference Time Domain), la FIT (Finite Integration Technique), la TLM (Transmission Line Matrix), la BEM (Boundary Element Method) et la UGTD (Uniform Geometrical Theory of Diffraction).

3.1 L'outil de simulation : Microwave-studio

Afin de simuler l'antenne spirale d'Archimède à 4 bras nous avons opté pour l'outil de simulation CST (Computer Simulation Technology) Microwave Studio. Celui-ci utilise la méthode des intégrales finies (Finite Integral Technique) qui a été proposée par Weiland [12] en 1997.

Dans toutes les méthodes numériques, la discrétisation des équations de Maxwell est basée sur la décomposition de la géométrie étudiée en cellules qui servent de grille de calcul. Dans la méthode de l'intégration finie, les équations de Maxwell sont formulées dans chaque cellule de ce maillage. Des maillages hexaédrique (parallélépipèdes) ou tétraédrique peuvent être utilisés pour faire une discrétisation spatiale. Autrement dit, cette méthode consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le maillage généré est donc volumique.

Dans Microwave-studio, chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles $\frac{\partial}{\partial t}$ par des différentielles Δt . L'utilisation d'un outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageuse en terme de temps de calcul pour la simulation d'antenne à large bande passante. C'est pourquoi, notre choix s'est porté sur

CST afin de simuler notre antenne.

Lors de notre simulation, nous avons d'abord déterminé les différents paramètres agissant sur la bande passante en faisant varier ces paramètres un à un. Ensuite nous avons cherché les paramètres qui donnent la meilleure bande passante pour le substrat avec lequel nous avons choisi de travailler. Pour effectuer cette étude, nous nous sommes basé sur le travail de Glass [5] et nous avons adapté les paramètres au substrat qu'on a utilisé.

3.2 Modélisation de l'antenne

Avant d'étudier les paramètres de l'antenne spirale d'Archimède et l'effet de leur variation sur la bande passante, l'antenne doit d'abord être réalisée dans le logiciel de simulation CST. La première étape est d'insérer le substrat. C'est un parallélépipède à base carrée, de hauteur h et de côté w (fig.3.1).

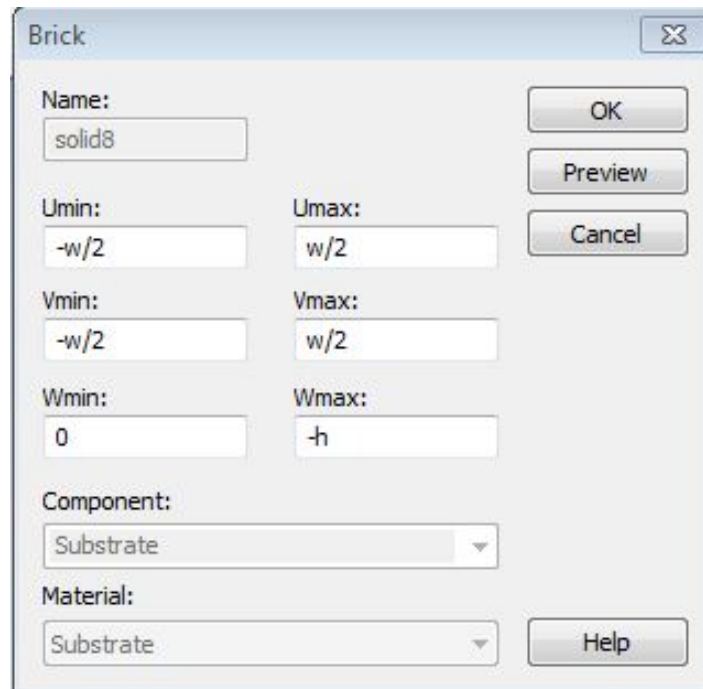


FIG. 3.1 – Insertion du substrat sur CST

La deuxième étape est de réaliser le plan de masse. C'est un carré de côté w auquel on a enlevé un cercle de rayon r . Son épaisseur est égale à $0.05mm$. La raison du choix de cette forme particulière sera expliqué dans la section 3.4. La distance entre le plan de masse et le substrat est contrôlée par la variable z .

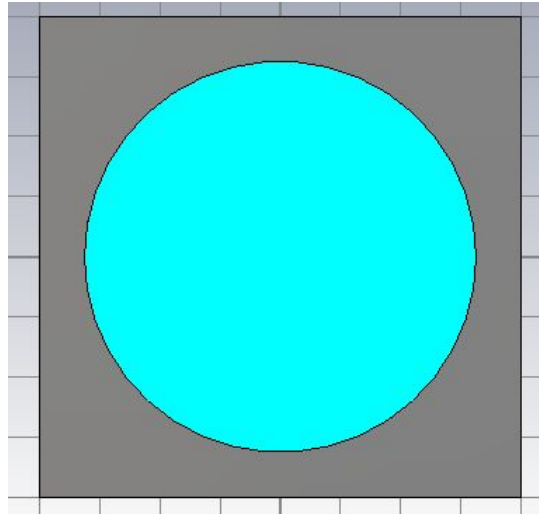


FIG. 3.2 – Réalisation du plan de masse sous CST

L'étape suivante de la modélisation est de réaliser les bras de l'antenne spirale d'Archimède. Pour cela, on a commencé par réaliser le premier bras à partir des équations de ses bords (1.23). Les variables d et a contrôleront les paramètres $\frac{\delta}{2}$ et a respectivement. Pour les trois autres bras de la spirale, il a suffit d'effectuer une rotation de 90° , 180° et 270° au premier bras autour de l'axe z .

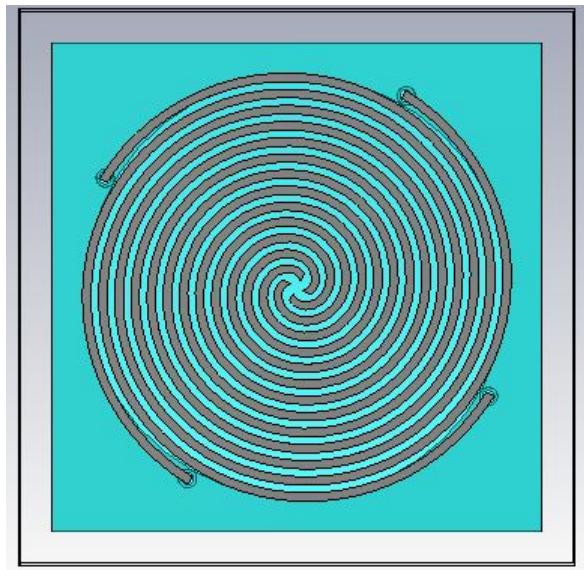


FIG. 3.3 – Bras de l'antenne spirale d'Archimède sous CST

La dernière étape consiste à réaliser les connecteurs coaxiaux. Un connecteur est constitué de deux cylindres conducteurs concentriques séparés par un diélectrique. Les rayons des deux cylindres sont choisis à l'aide de la macro « Calculate Analytical Line Impedance » du logiciel CST. Ils sont choisis afin d'avoir une impédance égale à 50Ω .

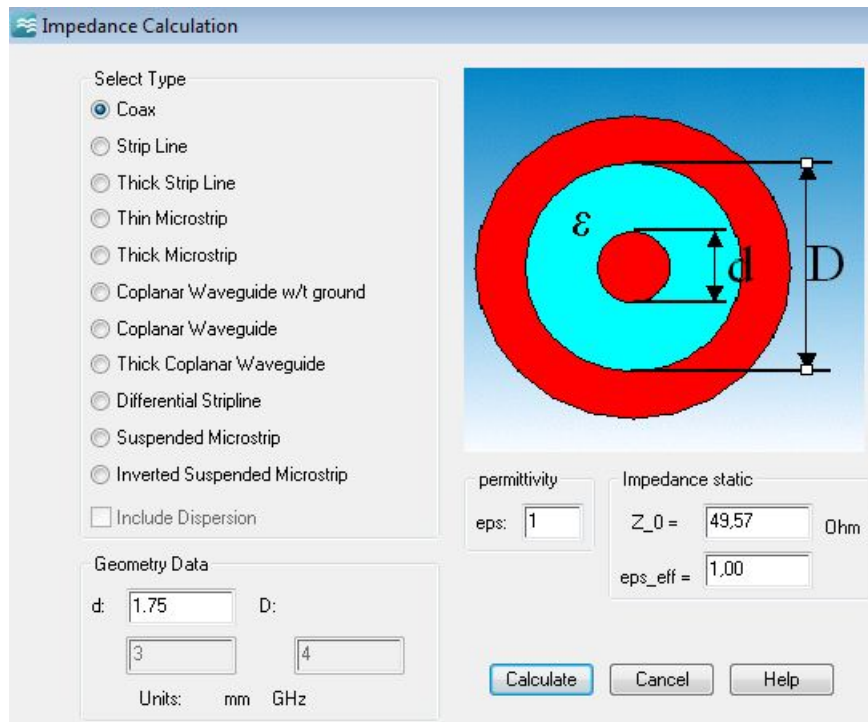


FIG. 3.4 – Dimensionnement du cable coaxial sous CST

Les paramètres du système sont contenus dans le tableau suivant

Name	Value	Description	Type
a	3.36	progression radiale	None
b	1.066	angle initial	None
d	0.42	delta/2	None
h	0.8	substrate thikness	None
l_prob	5+z	longueur du cable	None
ph1	$6.4 \cdot \pi + 0.3 + b$	prob_angle	None
r	69	radius	None
w	160	subsrate base width	None
z	0	ground plane position	None

FIG. 3.5 – Tableau des paramètres de l'antenne sous CST

C'est à partir de ce tableau qu'on pourra contrôler ces paramètres et voir quel sera leur effet sur la bande passante.

3.3 Paramètres agissant sur la bande passante

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, le motif de l'antenne spirale d'Archimède infinie est défini par deux paramètres essentiels : l'espacement entre chaque bras $S = 2\pi a$ et la largeur du microruban $W = a\delta$. Afin de contrôler S et W , nous agissons sur les paramètres a et δ . Lorsque la spirale est finie, deux nouveaux paramètres entrent en considération : le rayon initial b et le nombre de tours n .

Dans le cadre de notre travail nous avons aussi étudié l'effet du choix du substrat (l'épaisseur h et la permittivité relative ϵ_r). Nous nous sommes aussi intéressés à l'effet qu'a le plan de masse sur le rayonnement de notre antenne (la forme, la taille et la position par rapport à la spirale).

3.4 Forme et position du plan de masse

L'une des caractéristiques principales des antennes microruban est le fait que sa bande passante est étroite. Afin de remédier à cela, nous avons éliminé le caractère microruban en enlevant le plan de masse en dessous du résonateur. La forme du plan de masse a été choisie de façon à épouser la forme de la spirale. De plus, elle doit permettre d'alimenter les bras de la spirale tout en reliant la tresse du câble coaxial avec le plan de masse avec facilité.

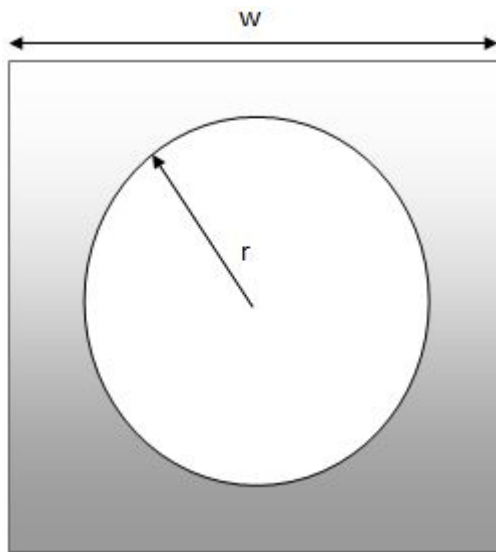


FIG. 3.6 – Plan de masse de l'antenne spirale

La forme du plan de masse dépend de deux paramètres, le rayon du cercle r ainsi que la largeur du plan de masse W (fig. 3.6). Nous avons donc fait varier ces paramètres afin de caractériser l'effet de la forme du plan de masse sur la bande passante. Nous avons aussi étudié l'effet de la distance du plan de masse par rapport au substrat.

Les caractéristiques de l'antenne utilisée sont celle de Glass [5]. Le substrat utilisé a un $\epsilon_r = 3$ et une épaisseur $h = 1.6mm$.

3.4.1 Variations de w

La largeur du plan de masse est choisie identique à celle du substrat, nous allons donc agir sur leur largeur en même temps. Un faible w peut causer des réflexions aux extrémités du substrat, nous allons donc essayer de déterminer w à partir duquel les performances du système ne sont pas altérées. Nous avons simulé le paramètre s_{11} pour $w = 145$, 160 et 185 mm .

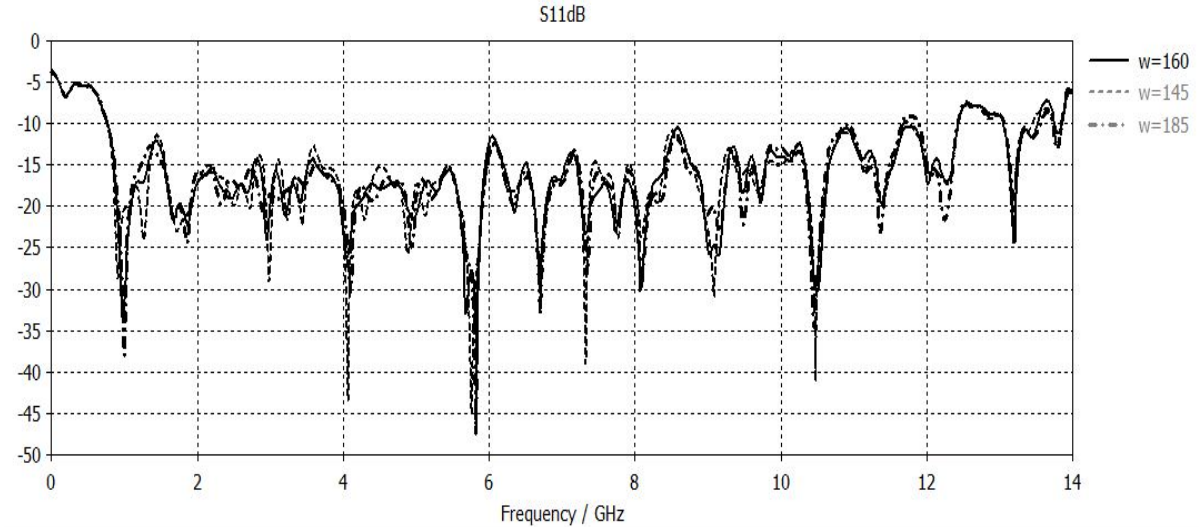


FIG. 3.7 – Variations de s_{11} en fonction de w .

On voit bien à partir de la figure que la largeur du plan de masse n'a pas d'effet considérable sur la bande passante de l'antenne. Il suffira donc que le substrat et le plan de masse couvrent la spirale.

3.4.2 Variations de r

La valeur du rayon r doit permettre à la fois d'éliminer le caractère microruban de l'antenne, et aussi de connecter la tresse du câble coaxial avec le plan de masse avec facilité. Nous observons trois intervalles importants lors de la variation de r . Une partie où le plan de masse n'est pas connecté à la tresse du câble d'alimentation. Une seconde où il couvre la tresse partiellement et une troisième où il le couvre complètement. C'est la 2eme et la 3eme partie qui nous intéressent car la tresse du câble doit être connectée au plan de masse.

Pour la 2eme partie nous avons effectué notre simulation pour les valeurs de r suivantes :

- $r = 69$ mm : La tresse est complètement couverte par le plan de masse.
- $r = 75$ mm : La tresse n'est presque pas couverte par le plan de masse.
- $r = 72$ mm : La tresse est à moitié couverte par le plan de masse.

Les résultats obtenus sont les suivants

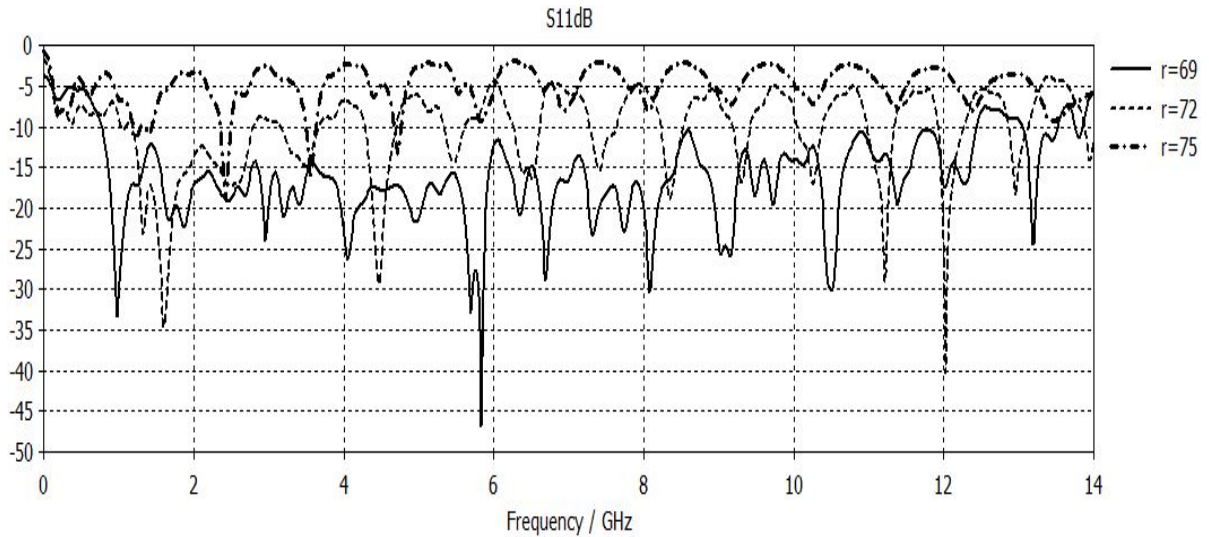


FIG. 3.8 – Variations de s_{11} en fonction de r (2ème région).

On en déduit que la tresse du câble coaxial doit être complètement couverte par le plan de masse pour avoir les meilleurs résultats de s_{11} . Dans la troisième région nous nous intéresseront plutôt à l'effet qu'a le plan de masse lorsqu'il couvre le résonateur. Nous aurons là aussi trois valeurs de r intéressantes :

- $r = 0 \text{ mm}$: Le plan de masse est en dessous de toute la spirale.
- $r = 69 \text{ mm}$: Le plan de masse est en dessous de la plus petite partie de la spirale qui permet de respecter la condition sur la tresse du câble coaxial.
- $r = 35 \text{ mm}$: Le cas intermédiaire.

Les résultats obtenus sont les suivants

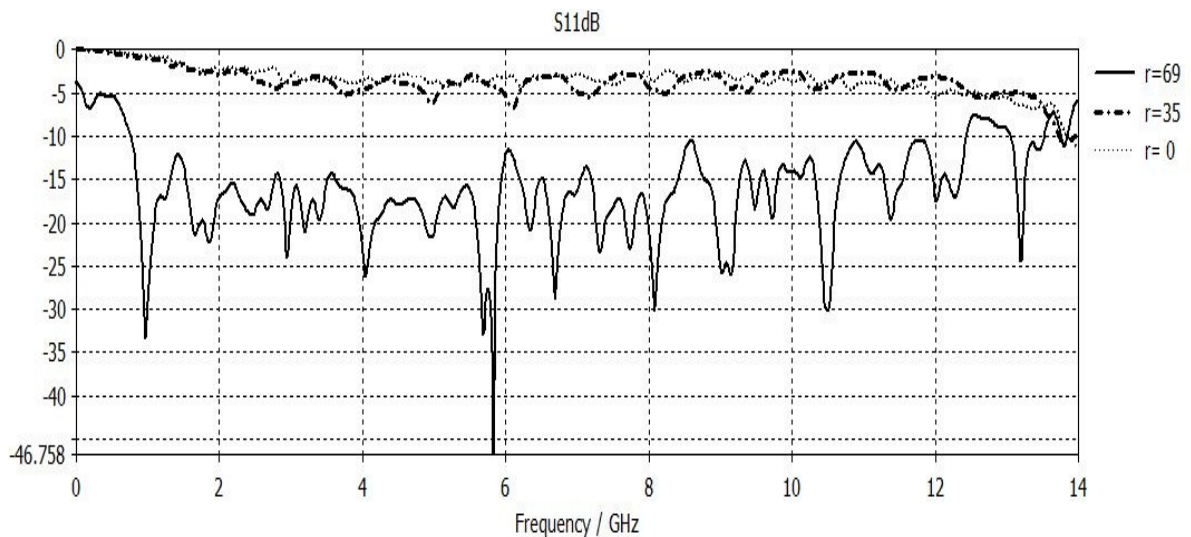


FIG. 3.9 – Variations de s_{11} en fonction de r (3ème région).

On en conclut que le plan de masse doit entourer la tresse du coaxial tout couvrant le minimum de surface possible sous la spirale.

3.4.3 Variations de z

Nous avons aussi pris en considération l'effet de la distance entre le plan de masse et le substrat. Ce paramètre est représenté par la variable z . Lors de notre étude nous avons simulé le coefficient de réflexion à l'entrée pour $z = 0, 5$ et 10mm . Nous avons alors obtenu les résultats suivants

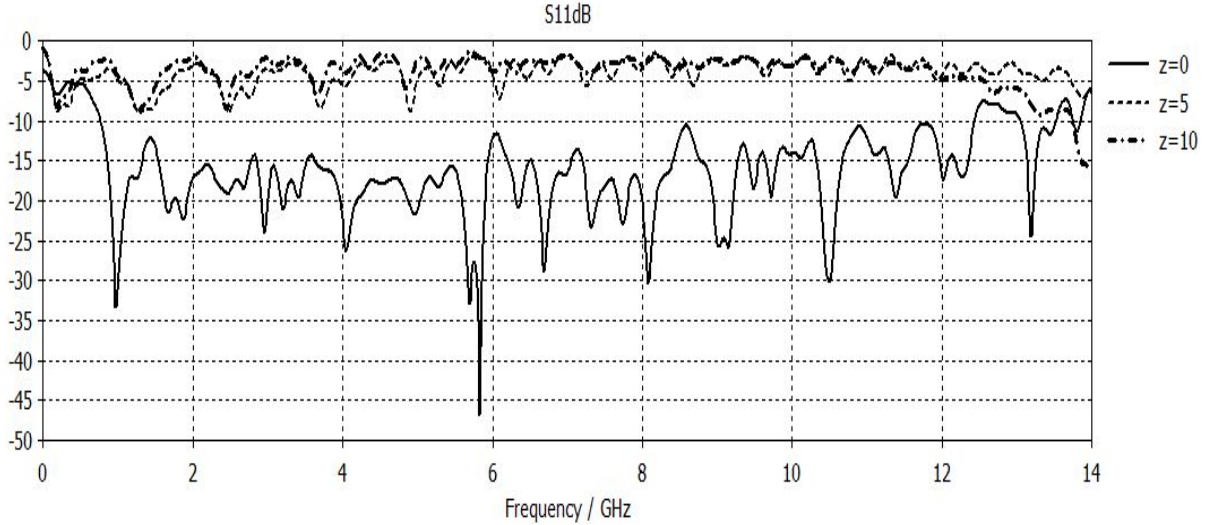


FIG. 3.10 – Variations de s_{11} en fonction de z .

On en déduit que la bande passante de l'antenne dépend de la distance entre le plan de masse et le substrat. Cette distance doit être minimale afin de permettre à l'antenne de raisonner à travers le trou circulaire qu'il y a dans le plan de masse.

3.5 Effet du substrat

L'étude de l'effet du substrat se décompose en deux parties, l'effet de la permittivité relative ϵ_r et l'effet de la hauteur h . Cette étude est très importante car c'est elle qui nous permettra de choisir le substrat à utiliser.

3.5.1 La permittivité relative

Afin de vérifier que la bande passante dépend de la permittivité relative du substrat, nous avons simulé le coefficient s_{11} pour plusieurs valeurs de ϵ_r . Cette variation se fera à l'aide du paramètre e . Le choix du substrat à utiliser se fera ensuite en fonction des performances et de la disponibilité.

Pour notre étude nous avons utilisé la structure utilisée par Glass [5] avec une épaisseur $h = 1.6\text{mm}$. Nous avons fait varier ϵ_r entre 3 et 4.5.

Les résultats obtenus sont les suivants

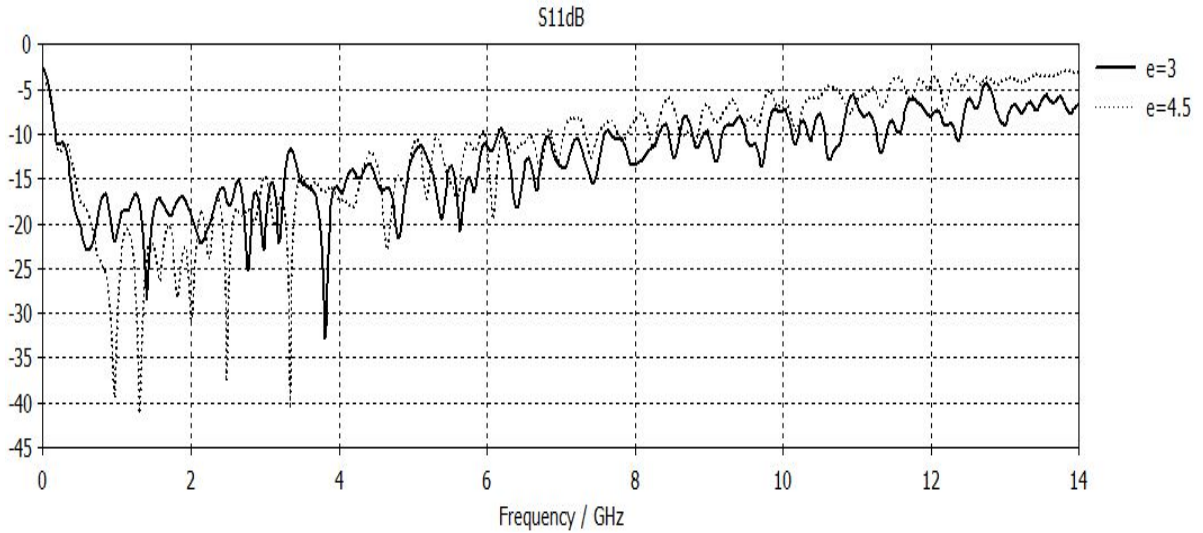


FIG. 3.11 – Variations de s_{11} en fonction de ϵ_r .

On constate que la bande passante de l'antenne spirale depends de la permittivité relative ϵ_r . De plus la permittivité relative des substrats est variable en fonction de la fréquence. Son effet sur la bande passante est donc plus prononcé dans le cas pratique.

3.5.2 L'épaisseur h

Dans cette partie nous avons fixé ϵ_r à 3 et nous avons simulé le paramètre s_{11} pour les valeurs de h des deux substrats qui ont été mis à notre disposition. C'est à dire $h = 0.8mm$ et $h = 1.6mm$.

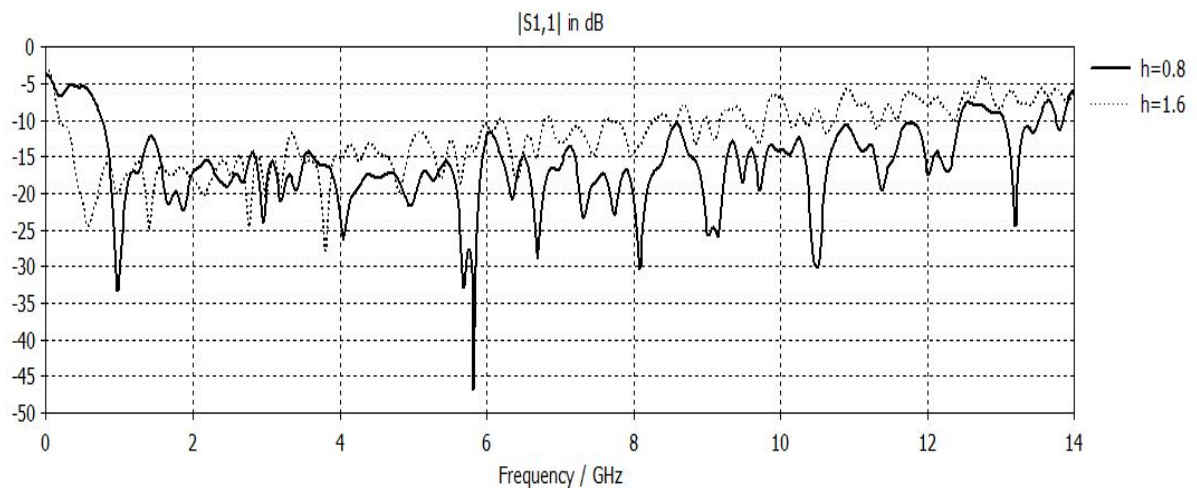


FIG. 3.12 – Variations de s_{11} en fonction de h .

La figure 3.12 montre que la bande passante est plus grande pour $h = 0.8 \text{ mm}$ que pour $h = 1.6 \text{ mm}$. La bande passante dépend donc de l'épaisseur du substrat h . Cependant, cette épaisseur n'est pas contrôlable. Elle est imposée par le fabricant et doit être prise en compte lors de notre étude.

3.6 Paramètres de la spirale

Dans cette partie, il s'agit de déterminer les paramètres de la spirale qui auront un effet sur la bande passante de l'antenne. La détermination des paramètres qui donnent les meilleurs résultats se fera dans la section 4.2.

3.6.1 Le taux d'accroissement radial a

Nous avons effectué notre simulation pour les valeurs de a suivantes : 2.76 ,3.06 et 3.36 mm/rad . Nous avons alors obtenus les résultats suivants

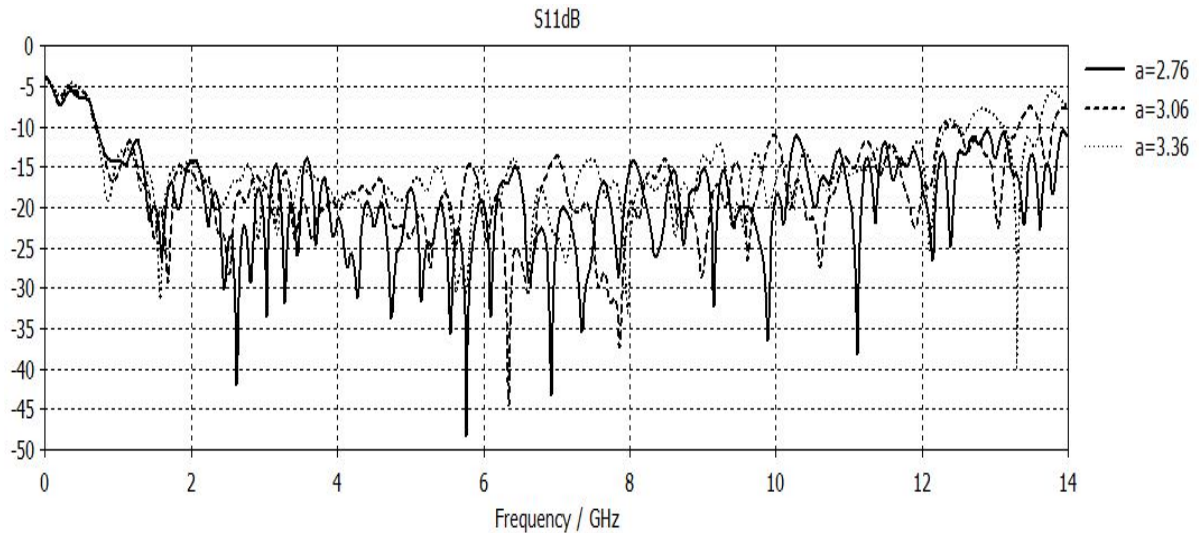


FIG. 3.13 – Variations de s_{11} en fonction de a .

On voit bien l'influence du paramètre a dans les hautes fréquences. En effet, la bande passante va au delà de 12.3 GHz pour $a = 2.76 \text{ mm/rad}$ alors qu'elle s'y arrête pour les deux autres valeurs de a .

3.6.2 L'angle δ

Nous avons effectué notre simulation pour les valeurs de δ suivantes : $\frac{\pi}{4}$, 0.9 et 0.7 rad . Ces valeurs sont contrôlées par la variable $d = \frac{\delta}{2}$. Les résultats de la figure 3.14 montrent que la bande passante de l'antenne spirale d'Archimède dépend effectivement de l'angle δ . Ce résultat était prévisible étant donné que l'impédance des lignes microruban dépend de leur largeur et que la largeur du bras de la spirale d'Archimède est définie par $W = a\delta$.

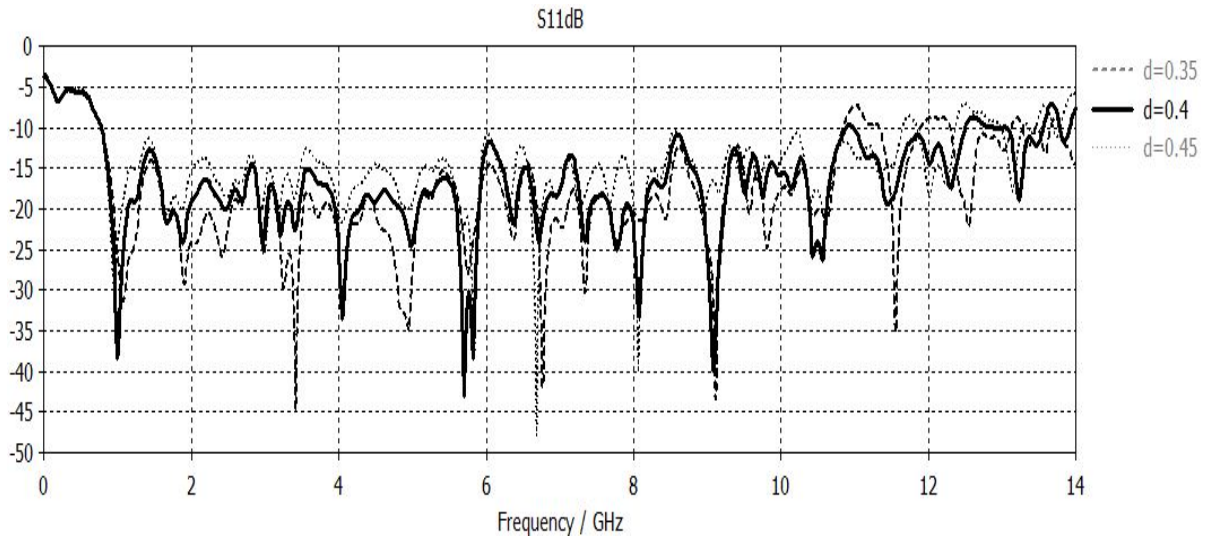


FIG. 3.14 – Variations de s_{11} en fonction de $\frac{\delta}{2}$.

Le meilleur résultat obtenu est pour $\delta = \frac{\pi}{4}$ il correspond au cas où l'antenne est auto-complémentaire. Cependant, la plus grande bande passante n'est pas toujours obtenue pour $\delta = \frac{\pi}{4}$. Il faut donc s'assurer qu'on a la meilleure adaptation possible en agissant sur la variable d .

3.6.3 Le rayon initial b

Ce paramètre est contrôlé par la variable b du simulateur. Ces deux valeurs sont liées par la relations suivante

$$b_{reel} = a * b_{simulateur}$$

c'est sur $b_{simulateur}$ que nous avons agis au cours de notre simulation. Cela nous à permis d'obtenir les résultats suivants

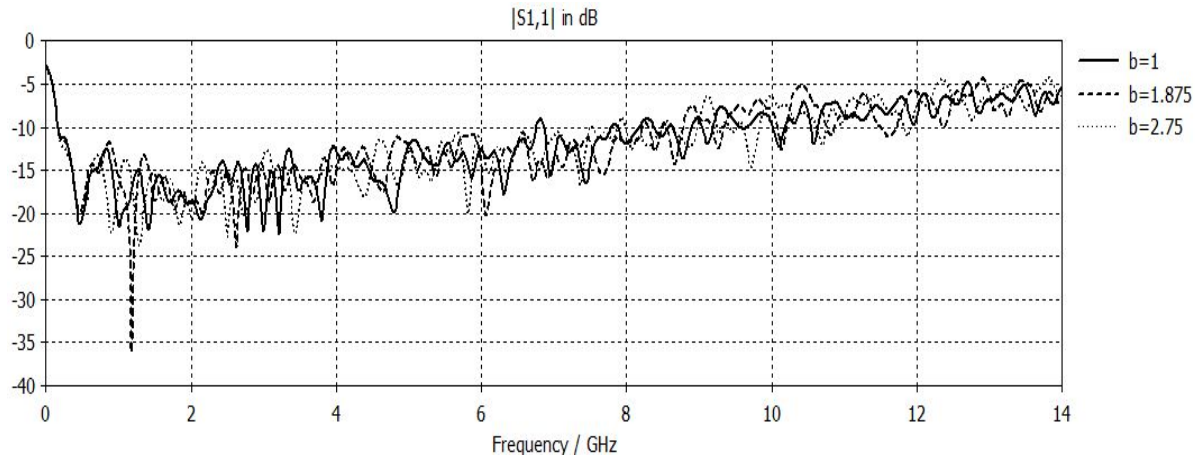


FIG. 3.15 – Variations de s_{11} en fonction de $b_{simulateur}$.

On remarque que le rayon initial b a lui aussi une influence sur la bande passante. Cette influence se situe au niveau des hautes fréquences étant donné que la zone de rayonnement des hautes fréquences se trouve aux petits rayons de la spirale.

3.6.4 Le nombre de tours n

Le nombre de tours influe sur le rayon maximum de l'antenne étant donné que ce rayon est défini par la relation

$$R_{max} = b + 2 * a * n * \pi$$

on s'attend alors à ce que le nombre de tours ait une influence sur les basses fréquences. Nous avons effectué notre simulation pour $n = 2.5$ et 3.25 . Le nombre de tours de la spirale

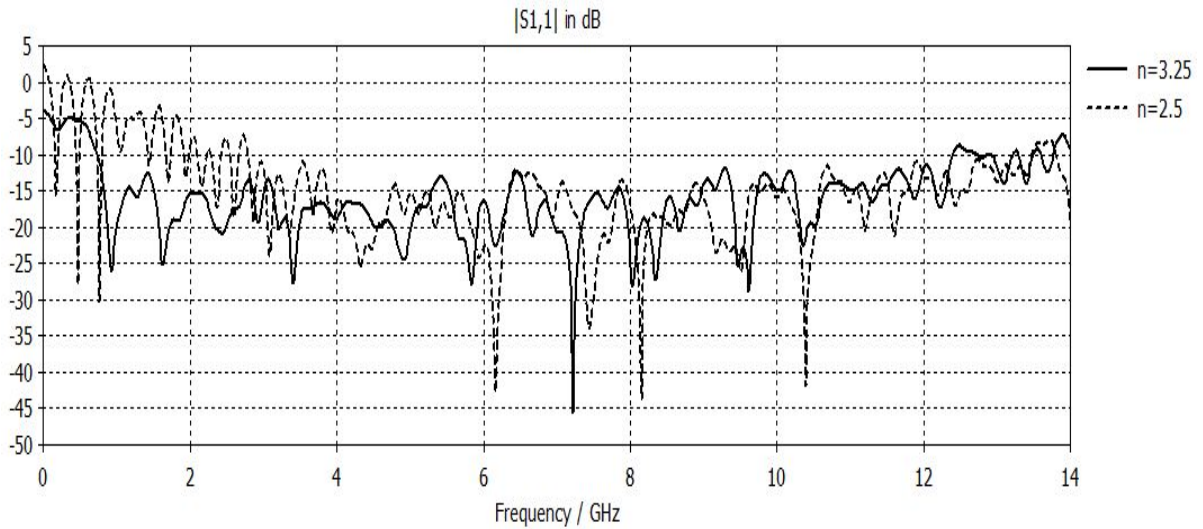


FIG. 3.16 – Variations de s_{11} en fonction du nombre de tours n .

a effectivement une influence sur les basses fréquences, la bande passante commence à 2.1 GHz pour $n=2.5$ au lieu de 0.74 GHz pour $n=3.25$.

A partir des sections 3.4, 3.5 et 3.6 nous pouvons conclure que la bande passante de l'antenne spirale d'Archimède dépend des paramètres suivants :

- La permittivité et l'épaisseur du substrat : Ces deux paramètres ne sont pas contrôlables. Le choix du substrat a été principalement déterminé par la disponibilité.
- La forme et la position du plan de masse : le rayon r doit permettre d'entourer la tresse du coaxial tout en couvrant le minimum de surface possible sous la spirale.
- Les paramètres a, δ, b et n de la spirale : ces paramètres seront choisis de façon à offrir la plus grande bande passante possible et ce pour le substrat utilisé.

Chapitre 4

Conception et mesures

Les sections suivantes donnent les détails de la conception, de la fabrication et des résultats de mesure de l'antenne spirale d'Archimède à 4 bras. Ceci afin de vérifier si l'antenne spirale d'Archimède permet d'effectuer l'estimation de direction d'arrivée.

4.1 Conception

Afin de concevoir notre antenne, on s'est basé sur le travail de Glass Douglass [5]. La définition des fréquences supérieure et inférieure de fonctionnement de l'antenne spirale fournit un point de départ pour le calcul des dimensions globales. Afin d'aboutir aux meilleurs résultats, les antennes doivent être imprimées sur des substrats les plus minces possibles. Ces substrats sont similaires à ceux utilisés pour les circuits imprimés, sauf que leur ϵ_r et leur épaisseur doivent être connues. Ceci afin d'avoir des circuits qui fonctionnent correctement à des fréquences élevées. Il existe une relation entre les fréquences limites et les dimensions de l'antenne spirale. Afin d'éviter le couplage magnétique entre les bras et de minimiser l'effet de l'espace entourant l'antenne. Le diamètre externe de l'antenne est relié à la fréquence minimale par l'équation suivante :

$$f_{min} = \frac{c}{\pi D_{ext}} \quad (4.1)$$

ou f_{min} est la fréquence minimale de travail en Hertz, D_{ext} est le diamètre externe de l'antenne donnée en mètres, et c est la vitesse de lumière dans le vide en (m/s). La fréquence maximale de travail est souvent limitée par le diamètre du câble coaxial utilisé pour alimenter l'antenne. Dans le travail effectué par Glass Douglass [5], les bras sont alimentés au milieu et les coaxiaux sont groupés au centre ; limitant ainsi le diamètre intérieur de la spirale. Nous avons décidé d'alimenter les bras de la spirale par l'extérieur. Ceci afin de connecter la tresse du câble au plan de masse avec plus de facilité. Cette opération n'affectera que le sens de la polarisation de l'antenne (voir Chapitre 2). Cependant, nous avons gardé la possibilité d'alimenter l'antenne par le centre. Ceci va limiter le diamètre intérieur de la spirale et par conséquent la fréquence maximale de travail. La distance entre les centres des fils conducteurs de chaque câble coaxial est limitée par le diamètre externe de ces derniers. La fréquence maximale de travail de l'antenne spirale est donnée par la relation suivante :

$$f_{max} = \frac{c}{\pi \sqrt{2} D_{coax}} \quad (4.2)$$

Où D_{coax} est le diamètre du câble coaxiale en mètres et f_{max} est la fréquence maximale de travail en Hertz.

Les relations 4.2 et 4.1 sont valables dans le cas d'une antenne spirale filaire. Cependant, comme l'a montré la simulation, la bande passante d'une antenne spirale microruban dépend aussi des paramètres du substrat, du plan de masse, ainsi que du motif de la spirale. Nous avons utilisé les équations (4.1) et (4.2) afin de donner un premier dimensionnement de notre antenne. Ce dimensionnement a été la base de notre simulation (voir Chapitre 3). Nous allons maintenant déterminer les paramètres de l'antenne qui donnent la meilleure bande passante, et simuler ses caractéristiques. Ceci afin de vérifier si cette antenne est utilisable pour la détection de direction d'arrivée.

4.2 Optimisation et caractéristiques de l'antenne

Pour des raisons de disponibilité nous avons travaillé avec du verre Epoxy comme substrat, sa permittivité relative est $\epsilon_r = 4.4$ et son épaisseur $h = 1.6mm$. Dans la section 4.2.1 nous avons optimisé les performances de l'antenne en choisissant les paramètres qui donnent les meilleurs résultats de s_{11} . Nous avons ensuite déterminé les caractéristiques de l'antenne obtenu (s_{11} , les autres s_{i1} , Diagramme de rayonnement, Gain) dans la section 4.2.2.

4.2.1 Optimisation

Nous avons déterminé les paramètres de l'antenne qui donnent la meilleure bande passante grâce à l'outil «optimizer» de CST. Pour cela nous avons fixé h et ϵ_r et nous avons cherché les valeurs de δ , a , b et n qui donnent les meilleurs résultats. Nous avons ensuite dimensionné le plan de masse avec de façon à vérifier les conditions énoncées dans la section précédente.

Les résultats obtenus grâce à cette approche sont

a (mm/rad)	3.36
δ (rad)	4
$b_{simulateur}$ (rad)	1.066
Nombre de tours n	3.25

Tableau 4.1 – Paramètres obtenus après optimisation.

Après avoir optimisé les paramètres de l'antenne, nous avons simulé les différentes caractéristiques de l'antenne avec ces paramètres. Nous avons présenté les résultats obtenus lors de cette simulation dans la section suivante.

4.2.2 Caractéristiques de l'antenne

Dans cette section, nous avons déterminé les différentes caractéristiques de l'antenne et nous avons étudié leurs variations en fonction de la fréquence. Nous avons d'abord commencé par étudier le paramètre s_{11} . Nous l'avons simulé lorsqu'on alimente seulement un des bras

de l'antenne, puis lorsqu'on alimente toute la structure dans ses modes 1 et 2. Nous avons ensuite étudié le diagramme de rayonnement, le gain et l'impédance d'entrée pour différentes fréquences.

4.2.2.1 Paramètres s_{ij}

Dans cette section, nous nous avons étudié les paramètres s_{ij} de l'antenne. Le paramètre s_{11} le critère principal du dimensionnement de notre antenne et de la détermination de ses différents paramètres. Notre étude a d'abord été effectuée en alimentant seulement le premier bras, puis en alimentant toute l'antenne dans le mode 1 (déphasage de 90° entre les différents bras) et le mode 2 (déphasage de 180° entre les différents bras). Le but étant de déterminer si le fait d'alimenter tout les bras en même temps a un effet considérable sur les s_{ij} . Notre étude s'est porté uniquement sur les paramètres s_{1j} . Le résultat sera le même pour les autres paramètres s car les bras de l'antenne sont identiques.

Lorsqu'on a alimenté le 1er bras de l'antenne uniquement, nous avons obtenu les résultats suivants

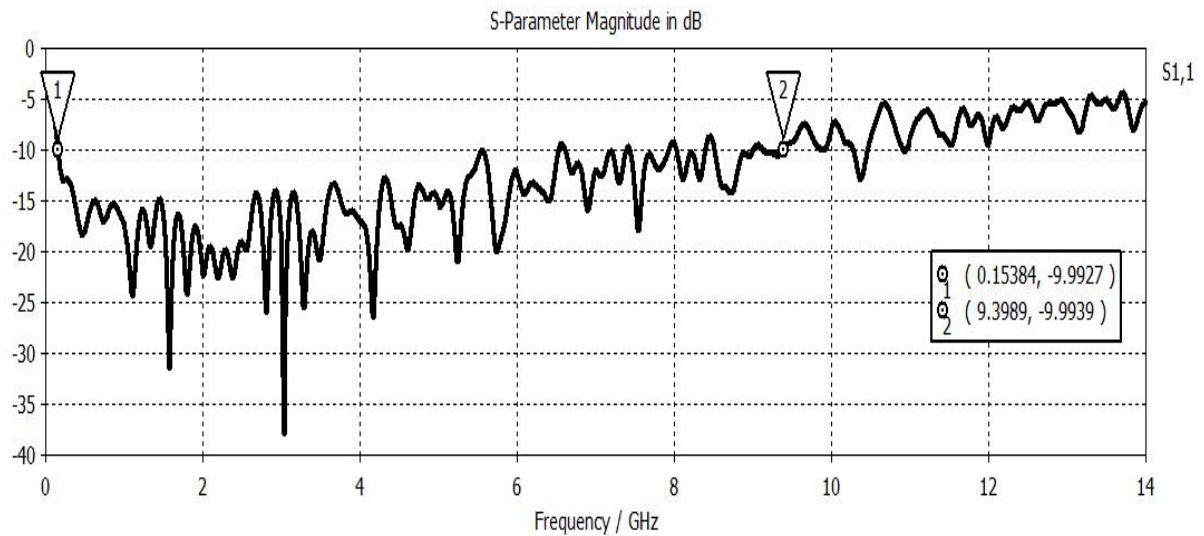


FIG. 4.1 – Paramètre s_{11} avec un seul bras alimenté.

A partir de la figure 4.1, on voit que l'antenne couvre les fréquences allant de 155MHz à 9.4Ghz. L'antenne est effectivement ULB et sa bande passante relative est de 193.5%. De plus sa fréquence de coupure supérieure est 60 fois plus grande que sa fréquence de coupure inférieure. La figure 4.2 quand à elle montre que le couplage entre les différents bras de l'antenne est faible. Ceci laisse supposer qu'il n'y aura pas une grande différence dans les résultats lorsqu'on va alimenter tout les bras de l'antenne. On remarque aussi que le couplage entre les bras 1 et 3 est plus faible que celui entre les bras 1 et 4 et celui entre 1 et 2. Ceci s'explique par le fait que le bras 1 est voisin aux bras 2 et 4.

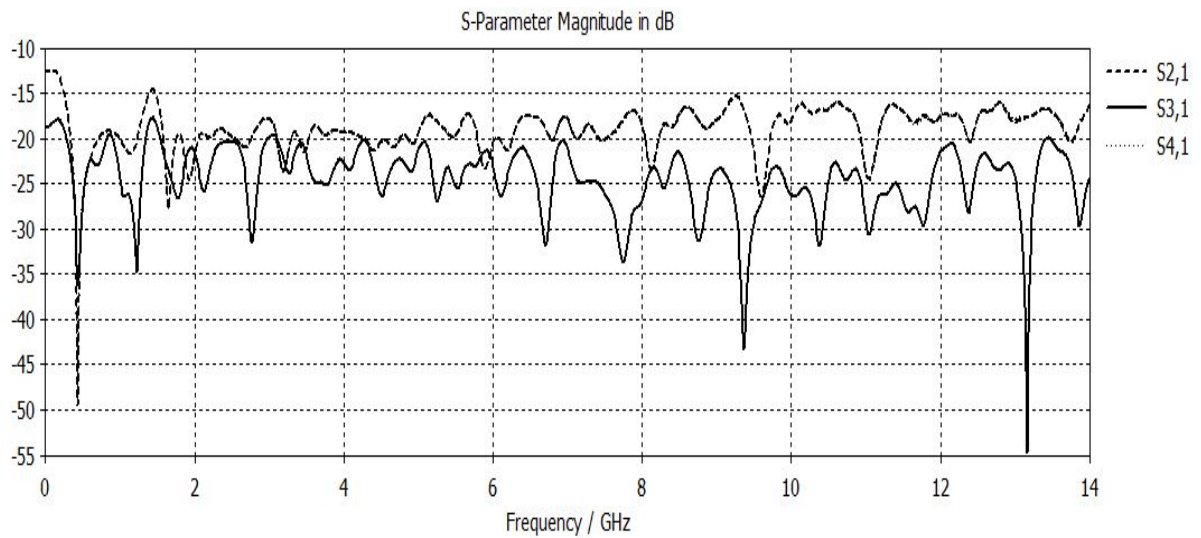


FIG. 4.2 – Paramètre s_{i1} avec un seul bras alimenté.

Nous avons ensuite alimenté les quatre bras de l'antenne en même temps. Nous avons ensuite superposé les différents résultats de s_{11} dans un même graphe afin de mieux les comparer.

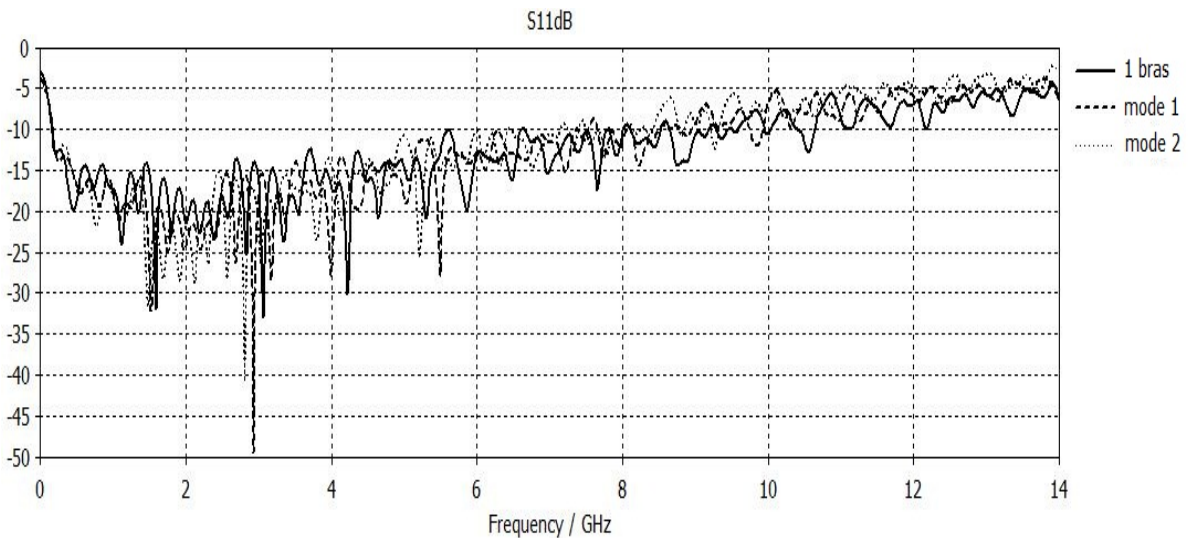


FIG. 4.3 – Paramètre s_{11} en fonction de l'alimentation.

D'après la figure 4.3 on peut déduire que les mode 1 et 2 ont une faible influence sur le paramètre s_{11} . On pourra donc alimenter un seul bras seulement lorsqu'on voudra déterminer s_{11} expérimentalement.

4.2.2.2 Diagramme de rayonnement

Dans cette partie nous avons simulé le diagramme de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède pour les fréquences suivantes : 2.5GHz, 5GHz et 8Ghz. Ces diagrammes ont été déterminés pour le cas où un seul bras est alimenté, puis toute l'antenne dans ses modes 1 et 2.

Un seul bras alimenté

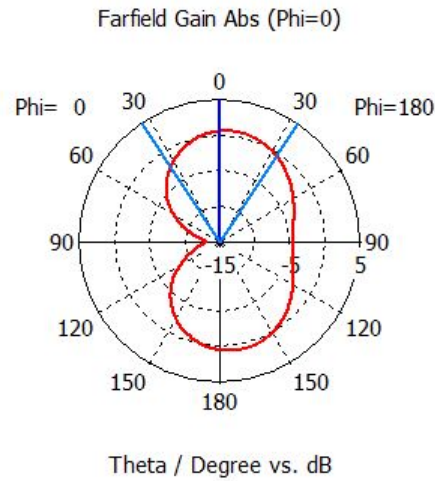


FIG. 4.4 – Diagramme de rayonnement avec un bras alimenté (2.5GHz).

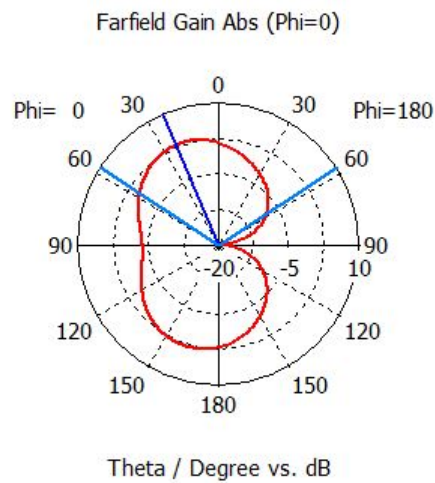


FIG. 4.5 – Diagramme de rayonnement avec un bras alimenté (5GHz).

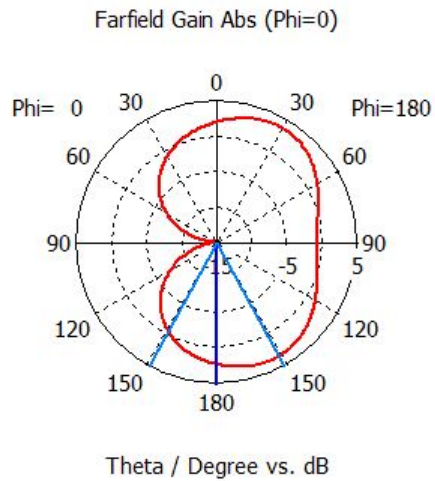


FIG. 4.6 – Diagramme de rayonnement avec un bras alimenté (8GHz).

On remarque qu'il y a des variations dans le diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence. Cependant, ces variations sont négligeables car la forme générale du diagramme n'a pas trop changé.

Les diagrammes de rayonnement pour le modes 1 sont les suivants

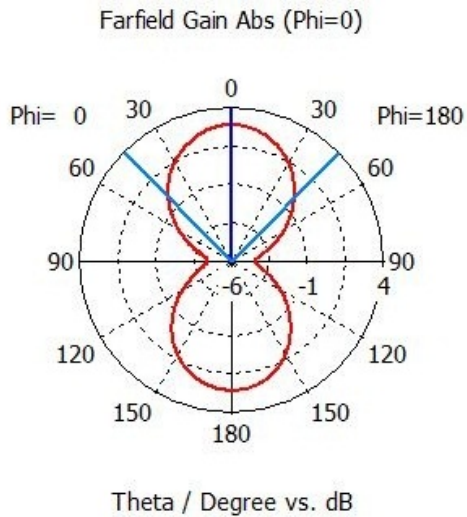


FIG. 4.7 – Diagramme de rayonnement mode 1 (2.5GHz).

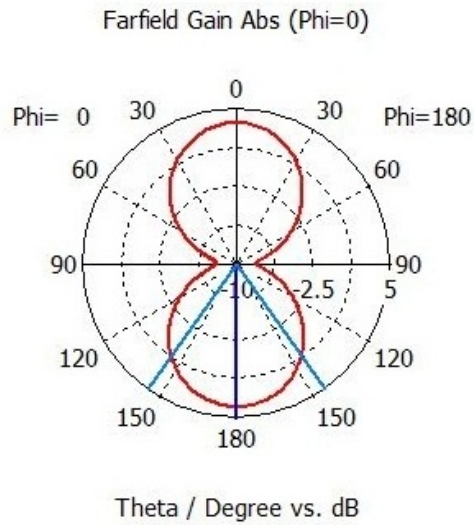


FIG. 4.8 – Diagramme de rayonnement mode 1 (5GHz).

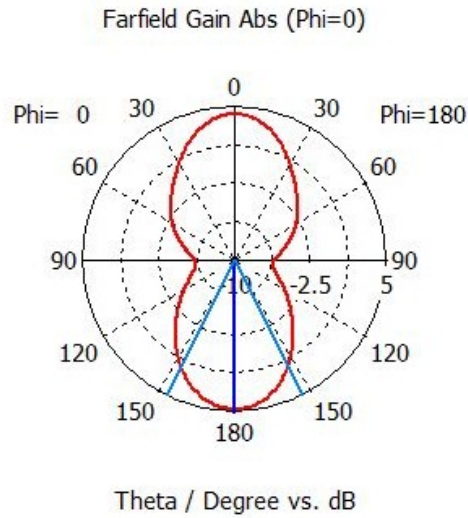


FIG. 4.9 – Diagramme de rayonnement mode 1 (8GHz).

On voit que la variation du diagramme de rayonnement est plus petite lorsque les quatre bras sont alimentés, ceci s'explique par le fait qu'il y a une compensation entre les diagrammes des différents bras de l'antenne. On a bien un maximum de rayonnement pour $\theta = 0$ ce qui correspond avec la théorie des modes de rayonnement de l'antenne.

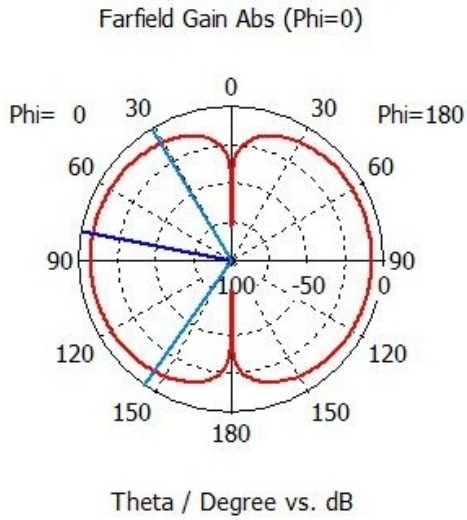


FIG. 4.10 – Diagramme de rayonnement mode 2 (2.5GHz).

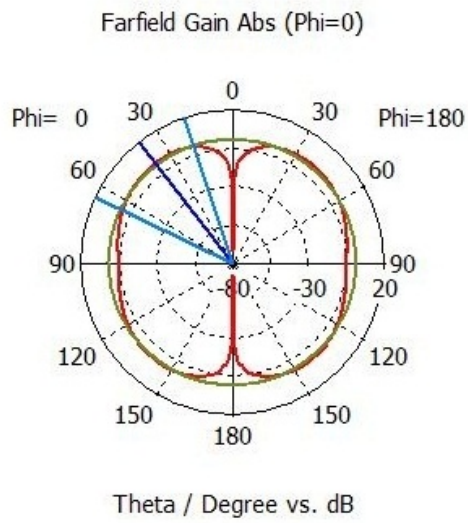


FIG. 4.11 – Diagramme de rayonnement mode 2 (5GHz).

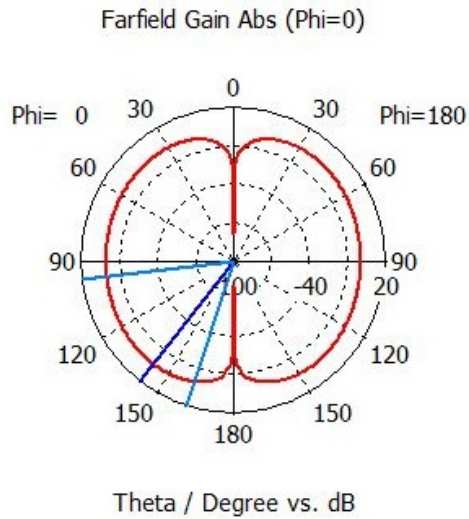


FIG. 4.12 – Diagramme de rayonnement mode 2 (8GHz).

La conclusion pour le mode 2 est la même que pour le mode 1. La forme du diagramme de rayonnement ne varie pas trop en fonction de la fréquence. De plus nous avons une direction de rayonnement nulle pour $\theta = 0$. La combinaison des modes 1 et 2 pourra nous fournir un système de détection de source. Ceci se fera en calculant le rapport entre les amplitudes des signaux obtenus dans les modes 1 et 2. Lorsque la source sera sur l'axe de l'antenne, on aura en même temps un maximum de rayonnement dans le mode 1 et une direction de rayonnement nul dans le mode 2. Le rapport des amplitudes sera alors maximal.

4.2.2.3 Gain

Une autre caractéristique importante du rayonnement d'une antenne est le gain. Ses variations en fonction de la fréquence sont représentées dans la figure qui suit.

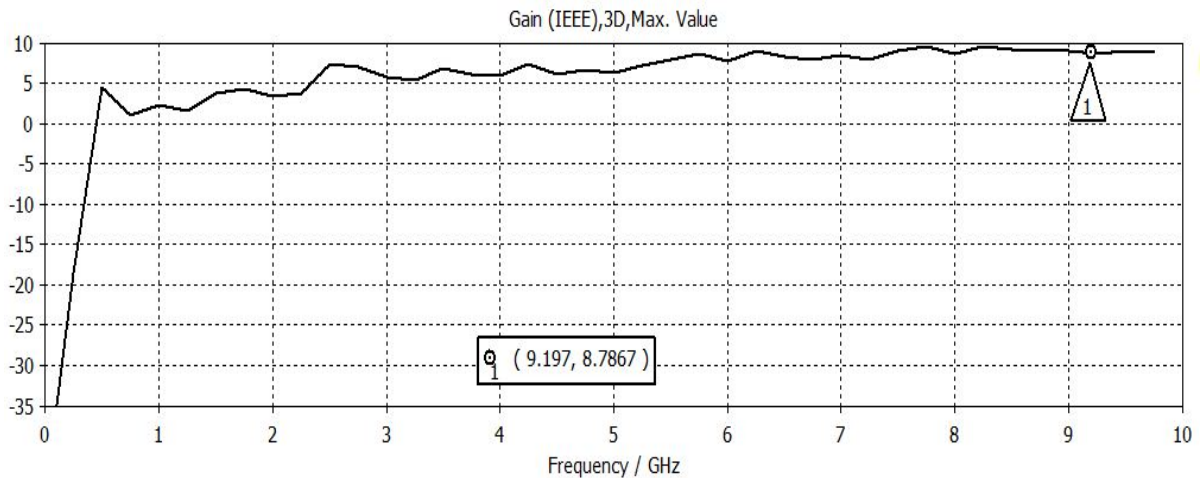


FIG. 4.13 – Variations du gain en fonction de la fréquence

La figure 4.13 montre que le gain augmente lorsque la fréquence augmente. Ceci s'explique par le fait que les dimensions électriques deviennent petites devant les dimensions physiques de l'antenne pour les hautes fréquences. Cependant, les variations du gain ne vont pas influencer sur l'estimation de la direction d'arrivée. En effet, le gain se simplifie lors du calcul du rapport d'amplitudes des signaux des modes 1 et 2.

4.2.2.4 Champ magnétique

La simulation du champ magnétique nous donne une idée sur les zones de l'antenne qui rayonnent pour différentes fréquences. Nous avons effectué notre simulation pour les fréquences 1 GHz et 5 GHz. La simulation a été effectuée avec un seul bras alimenté pour pouvoir distinguer les différentes zones du rayonnement.

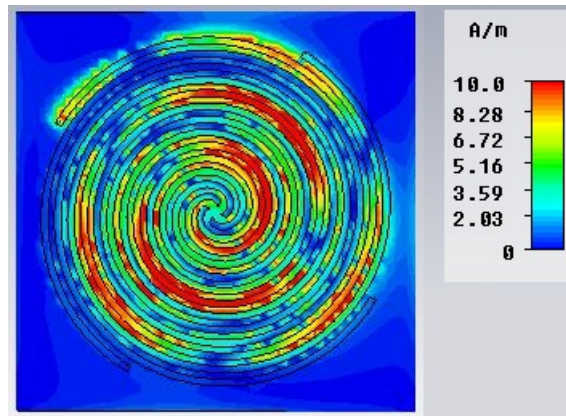


FIG. 4.14 – Champ magnétique avec un bras alimenté (1 GHz).

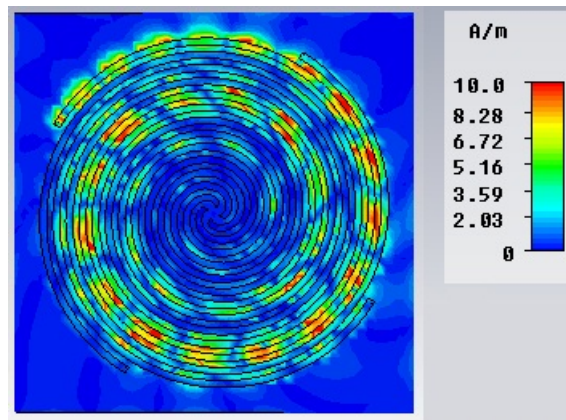


FIG. 4.15 – Champ magnétique avec un bras alimenté (5 GHz).

La partie de la spirale qui participe au rayonnement est plus grande pour la fréquence 1 GHz. De plus la position des maxima nous permettra d'éliminer certaines fréquences ou même une partie de la bande passante en insérant des fentes ou des encoches dans notre structure.

Ceci peut s'avérer particulièrement utile dans deux cas de figure. Le premier lorsqu'on a une source voisine qui pourrait interférer lors de la réception et fausser nos résultats. Le deuxième lorsqu'on désire réduire le bruit thermique qui est proportionnel à la bande passante.

Pour résumer, nous avons déterminé dans la section 4.2.1 les paramètres de l'antenne qui offrent la meilleure bande passante et ce pour un substrat « verre Epoxy » de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$ et d'épaisseur $h = 1.6mm$. Les paramètres obtenus ont été la base de la réalisation de l'antenne. Nous avons aussi mis en évidence les caractéristiques principales de l'antenne (le gain, la bande passante et le diagramme de rayonnement) dans la section 4.2.2. Le diagramme de rayonnement ainsi que le paramètre s_{11} ont montré que l'antenne spirale d'Archimède à quatre bras est une antenne ultra large bande qui permet de réaliser l'estimation de la direction d'arrivée indépendamment de la fréquence.

4.3 Réalisation

Nous avons réalisé l'antenne au sein de l'Ecole Militaire Polytechnique de Bordj El Bahri. Leur labo disposait de substrats en verre Teflon et en verre Epoxy. Au cours de notre travail, nous avons optimisé les paramètres de notre antenne pour les trois substrats. Les caractéristiques de ces substrats, ainsi que les fréquences minimales et maximales obtenues lors de l'optimisation sont contenues dans le tableau 4.2.

Substrat	ϵ_r	h(mm)	f_{min} (GHz)	f_{max} (GHz)
Verre Teflon	2.2	1.6	0.158	10.58
Verre Teflon	3.02	0.8	0.767	12.428
Verre Epoxy	4.4	1.6	0.154	9.398

Tableau 4.2 – Caractéristiques des substrats disponibles à l'EMP.

On constate que le substrat qui permet la plus grande bande passante est le Verre Teflon avec une épaisseur de $0.8mm$. Cependant, pour des raisons de disponibilité, nous avons dû travailler avec le substrat de Verre Epoxy qui a une permittivité relative de 4.4 et une épaisseur $h = 1.6mm$.

Le tableau 4.3 donne les dimensions principales de l'antenne réalisée.

Diamètre externe(mm)	122.472
Fréquence minimale simulée(GHz)	0.154
Diamètre interne(mm)	6.076
Fréquence maximale simulée(GHz)	9.398
Largeur des bras(mm)	2.736
Espacement entre les bras(mm)	6.217
Nombre de tour	3.250

Tableau 4.3 – Paramètres de l'antenne spirale d'Archimède à quatre bras.

Après avoir optimisé les paramètres de l'antenne, nous avons réalisé le calque de l'antenne spirale et du plan de masse à l'aide des logiciels CST et A9QAD. Le processus d'impression

des antennes microrubans est le même que celui des circuits imprimés. La différence entre les deux réside dans le substrat utilisé.

Les figures 4.16 et 4.17 illustrent le motif de la spirale ainsi que le plan de masse de l'antenne réalisée.

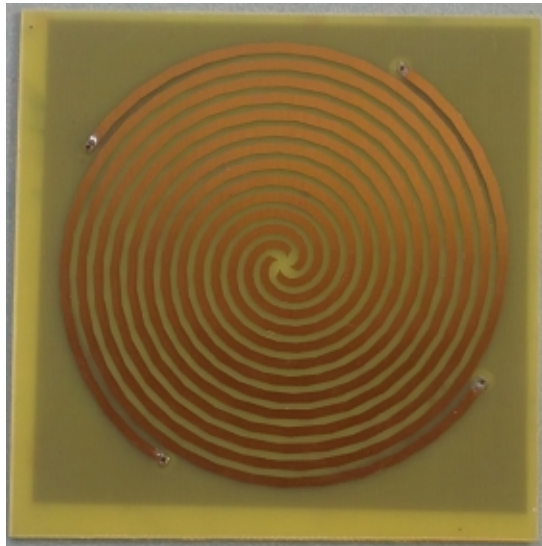


FIG. 4.16 – Antenne spirale réalisée (face de devant).

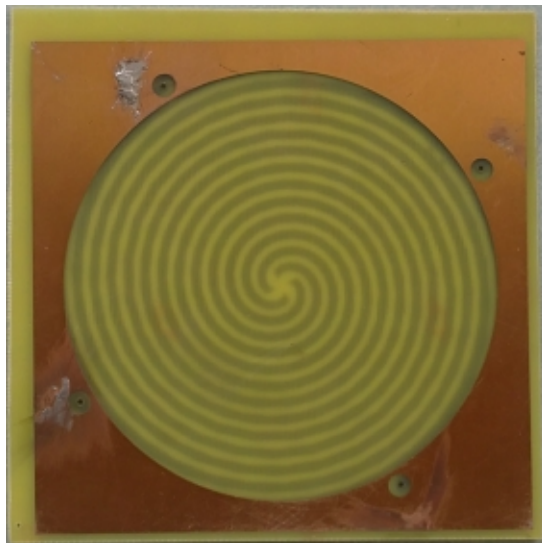


FIG. 4.17 – Antenne spirale réalisée (face de derrière).

Dans la section suivante nous allons donner les différents résultats obtenus lors de la mesure du paramètre s_{11} de l'antenne réalisée. Ces résultats seront ensuite comparés avec ceux obtenus lors de la simulation.

4.4 Mesures

Nos mesures ont été effectuées au laboratoire micro-ondes et radar au sein de l'unité d'Enseignement et de la Recherche en Electronique de l'Ecole Militaire Polytechnique. Un analyseur de réseau vectoriel a été mis à notre disposition afin de pouvoir mesurer les paramètres s_{ij} de l'antenne. Au cours de nos mesures, nous avons déterminé le paramètre s_{11} qu'on a comparé à celui obtenu lors de la simulation. Nous avons aussi mesuré les paramètres s_{22} , s_{33} et s_{44} qu'on a comparé entre eux afin de vérifier si les bras sont parfaitement identiques. Enfin, nous avons mesuré le paramètre s_{21} afin de vérifier que le couplage entre les bras de l'antenne est faible.

La figure 4.18 est une superposition des mesures du paramètre s_{11} avec les résultats de la simulation. La bande passante de l'antenne réalisée a comme fréquence minimale $f_{min} = 1.241$ GHz et comme fréquence maximale $f_{max} = 11.764$ GHz. Sa bande passante relative est de 161.83%. L'antenne est Ultra large bande. Sa bande passante s'étend sur presque une décade.

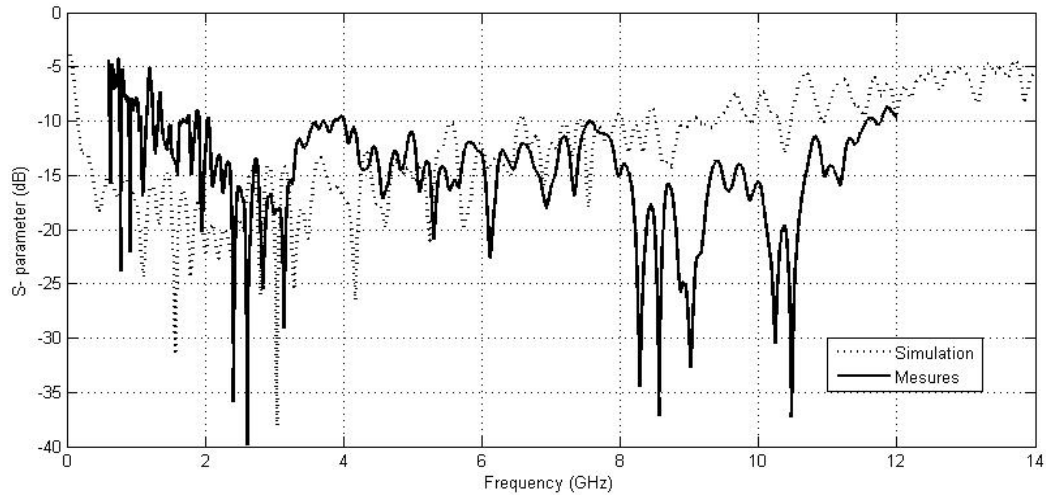


FIG. 4.18 – Comparaison entre le paramètre s_{11} de la simulation et des mesures.

En comparant les deux courbes on observe des différences aux basses fréquences et aux hautes fréquences. En effet, les résultats obtenus en basse fréquences sont moins bons que dans la simulation. D'un autre coté, les résultats en hautes fréquences ont été meilleurs.

Cette différence serait peut être dû au fait que la permittivité relative réelle du substrat n'est pas la même que celle utilisée dans la simulation. Une autre cause possible de cette différence est le passage du simulateur au calque. En effet, la courbe de la spirale est approchée par des segments. On aura alors une approximation de faible précision si le nombre de segments est n'es pas assez grand. Nous pouvons aussi assimiler l'écart entre les résultats aux processus de fabrication. Par exemple, un mauvais alignement entre le plan de masse et la spirale pourrait causer des baisses de performances de l'antenne. Enfin, en effectuant une post-simulation et en faisant varier les différents paramètres de notre structure, nous avons déterminé qu'une mauvaise connexion entre la tresse du coaxial et le plan de masse donnait les mêmes perturbations aux basses fréquences. Nous assimilons donc cet écart au connecteur utilisé.

La figure 4.19 contient les résultats de la mesure des paramètres s_{22} , s_{33} , et s_{44} . On voit que même si la bande passante reste la même, ces paramètres ne sont pas identiques. Ceci est dû au fait que les bras de l'antenne ne sont pas parfaitement identiques.

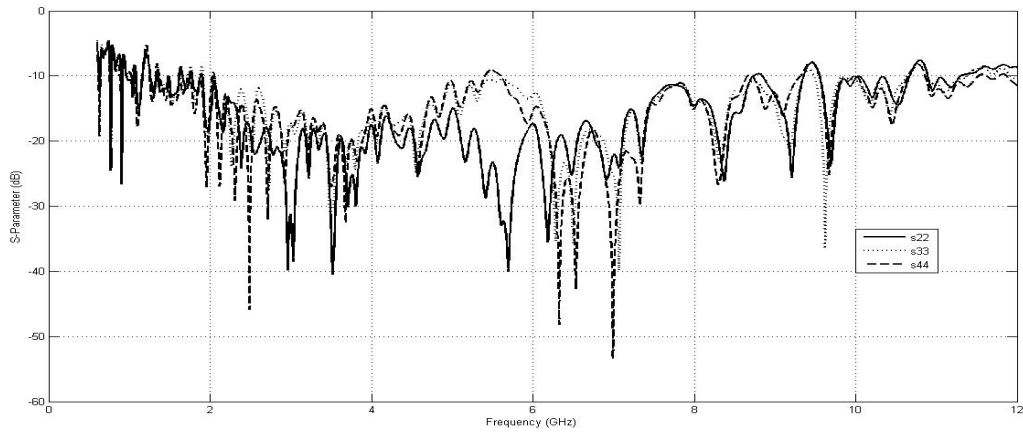


FIG. 4.19 – Comparaison entre les paramètre s_{ii} des mesures.

La mesure et la simulation du paramètre s_{21} montrent toutes les deux qu'il n'y a pratiquement pas de couplage entre les bras 1 et 2 de l'antenne (fig. 4.20). Ces résultats sont les mêmes pour les autres bras. La distance entre les bras de l'antenne est donc assez grande pour éviter les effets de couplage.

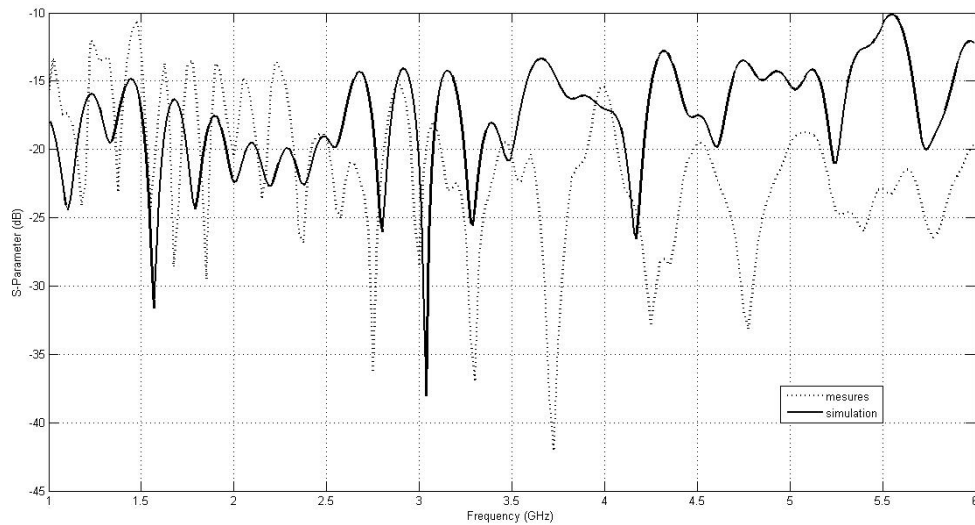


FIG. 4.20 – Paramètre s_{21} de la simulation et des mesures.

Dans ce chapitre nous avons donné les détails de la conception et de la fabrication de notre antenne spirale d'Archimède à quatre bras. Nous avons aussi donné les résultats des mesures effectuées sur l'antenne. L'antenne réalisée est ultra large bande avec une bande passante relative de 161.83%. Il n'y a pratiquement pas de couplage entre les bras de l'antenne. La bande passante de l'antenne ne variera pas de façon considérable lorsque les quatre bras seront alimenté en même temps (voir résultats de la simulation).

Le diagramme de rayonnement n'a pas pu être mesuré a cause de l'absence de chambre anéchoïque. Cependant, la simulation du paramètre s_{11} et du diagramme de rayonnement on été effectués avec le même logiciel. De plus, la mesure du paramètre s_{11} est conforme avec la simulation. On peut donc dire que cela constitue une bonne confirmation et que la mesure du diagramme de rayonnement donnerait elle aussi les résultats mêmes résultats.

*

Conclusion

Dans notre mémoire nous avons introduit les caractéristiques principales des antennes. Nous avons ensuite abordé les antennes ultra large bande, ainsi que les systèmes utilisés pour la détection de direction d'arrivée. Nous avons conclu que l'antenne qui permettait à la fois d'avoir une ultra large bande, ainsi que d'effectuer l'estimation de la direction d'arrivée était l'antenne spirale. En effet cette antenne de polarisation circulaire permet d'estimer l'angle d'arrivée indépendamment de la fréquence. De plus un système se basant sur l'antenne spirale sera léger, peu couteux et évitera une consommation supplémentaire de la puissance.

Avant de réaliser cette antenne, nous avons simulé ses performances avec le logiciel de simulation CST et déterminé les différents paramètres agissant sur sa bande passante. Notre choix s'est porté sur l'antenne spirale d'Archimède pour sa compacité. Ses paramètres ont été choisis de manière à offrir les meilleurs résultats. La simulation a aussi montré que le diagramme de rayonnement de cette antenne est conforme à la théorie des antennes spirales. Nous avons bien eu un seul lobe pour le mode 1 avec un maximum de rayonnement suivant l'axe de la spirale, et un rayonnement de forme taurique pour le mode 2 avec une direction de rayonnement nul pour le mode 2. Ceci permettra donc d'effectuer l'estimation de la direction d'arrivée à l'aide de cette antenne.

Les résultats des mesures ont été conformes à ceux de la simulation. Ces résultats peuvent être améliorés en utilisant un substrat moins épais ou avec une permittivité plus petite et avec moins de pertes. On pourra donc affirmer que l'antenne spirale d'Archimède est une antenne ultra large bande légère, compacte, peu couteuse et permettant d'effectuer une estimation d'AOA indépendamment de la fréquence.

Il existe plusieurs axes de recherche possibles pour de futurs travaux. Une première approche serait de développer un circuit de génération des modes qui soit passif et indépendant de la fréquence. Une seconde approche serait d'étudier l'antenne spirale à huit bras. L'avantage de cette antenne est que sa forme auto-complémentaire à une impédance proche de 50Ω . Elle offrirait donc de meilleurs résultats que l'antenne spirale à quatre bras. Une autre idée serait d'utiliser des techniques de traitement de signal comme la « Maximum Likelihood » et la « Music » [11]. Ces méthodes offrent de meilleurs résultats pour les angles proches de 90° . Nous nous sommes intéressés à l'effet de l'insertion de fentes dans la spirale afin de la rendre reconfigurable. Ceci pourrait permettre d'éliminer une fréquence donnée lorsqu'il y a une source émettrice proche de l'antenne qui pourrait fausser les résultats. Une autre possibilité serait d'éliminer une partie de la bande passante lorsqu'on connaît la fréquence du signal de la source. Ceci dans le but de réduire le bruit thermique qui dépend de la bande passante.

*

Bibliographie

- [1] Balanis, C. A., *Antenna Theory : Analysis and Design*, 3rd Edition, New Jersey : John Wiley & Sons Inc., 2005.
- [2] Allen, B. , Dohler, M. ; E. Okon, W. Malik, A. Brown, and D. Edwards, *Ultra Wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging*. John Wiley and Sons Inc. New Jersey : Wiley, 2007.
- [3] Stuzman,W.L and Thiele, G.A, *Antenna theory and design*, 1st edition, New York : John Wiley& sous unc, 1981, pages 260-305.
- [4] Johnson, R.C, *Antenna Engineering Handbook*, 3rd Edition, New York :Mc Graw Hill Inc,1993, pages 151-186.
- [5] Glass, Douglas J. (2007). *Investigation of Cylindrically Conformed Four-Arm Spiral Antennas*. Unpublished master's thesis, Wright State University. Dayton.
- [6] H. Jasik (ed.), *Antenna Engineering Handbook*, 2nd ed., McGraw-Hill Book Company, New York, 1984, chap. 14
- [7] V.H. Rumsey, *Frequency Independent Antennas*, IRE Nat. Conv. Rec., part I, 1957, pp.114-118
- [8] J. D. Dyson, *The Equiangular Spiral Antenna*, IRE Trans. Antennas Progat., Vol. AP-7, pp. 181-187, Avril 1959.
- [9] H. G. Booker, *Slot Aerials and Their Relation to Complementary Wire Aerials*, J. IEE(LONDON), Vol. 93, Pt. IIIA, Avril 1946
- [10] Corzine, R. G. and Mpsko, J. A. *Four-Arm Spiral Antennas*, Massachusetts : Artech House, 1990.
- [11] Penno, R. P. and Pasala, K. M., *Theory of Angle Estimation Using a Multiarm Spiral Antenna*, IEEE transactions ons Aerospace and Electronic Systems, Volume 37, Number 1, January 2001, pages 123-133.
- [12] T.weiland, *A Discretization Method For The Solution of Mawxwell's Equations For Component Field*, International journal of electronics and communications, vol :31 .1997, pp.116-120.