

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique



Université Abderrahmane MIRA- Béjaïa

Faculté de Technologie

Département de Génie électrique

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de Master en télécommunication

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Thème

**Conception d'une antenne large bande,
à haut gain et à polarisation circulaire**

❖ **Etudiants**

Mr BENHALIMA Nabil

Mr TATAH Samir

❖ **Devant le jury composé de**

✓ **Président** : Mr KHIREDINE A/Krim

✓ **Examinatrice** : Mme GHENNAM Souhila

✓ **Promotrice** : Mme HAMZAOUI Dahbia.

Promotion 2019/2020

Remerciements

D'abord, nous tenons à exprimer toute notre gratitude à madame HAMZAOUI, notre encadrante de mémoire, d'avoir accepté de nous prendre en charge dans le cadre de ce travail et nous tenons à lui exprimer nos sincères remerciements pour sa disponibilité et sa patience et avec qui nous avons particulièrement aimé travailler.

Nos sincères remerciements à tous les enseignants que nous avons eus tout au long de notre parcours universitaire, pour toutes les connaissances qui nous ont partagées et tous les conseils qui nous ont prodigués.

Nous remercions nos très chers parents de nous avoir soutenus et qui ont toujours été là pour nous, ainsi que nos frères et sœurs pour leurs soutiens et encouragements.

Enfin, nous remercions nos amis (es) pour leurs soutiens et leurs encouragements au long de notre travail.

Table des matières

Remerciements	2
Table des matières	3
Liste des figures	6
Liste des Tableaux.....	10
Liste des abréviations	10
Introduction générale.....	11
CHAPITRE 1 Etat de l'art sur les antennes.....	12
1.1 Introduction	12
1.2 Antennes large bande.....	12
1.2.1 Antennes spirales	13
1.2.2 Antennes log-périodique	13
1.2.3 Antennes biconiques	14
1.2.4 Antennes discônes.....	15
1.2.5 Antennes Bow Tie.....	15
1.3 Antennes ultra large bande	16
1.3.1 Type d'antennes ULB [12]	17
1.3.1.1 Variations d'antennes dipôles / monopôles	17
1.3.1.2 Antennes utilisant une charge absorbante ou à géométries courbées.....	17
1.3.1.3 Antennes indépendantes de la fréquence	17
1.4 Antennes à polarisation circulaires [13]	17
1.4.1 Antennes Hélice	18
1.4.2 Antennes à résonateurs diélectriques	18
1.5 Synthèse des caractéristiques des antennes	19
1.6 Conclusion	20

Bibliographie	21
CHAPITRE 2 Antennes spirales.....	23
2.1 Introduction	23
2.2 Théorie et principes	23
2.2.1 Principes de base des antennes indépendantes de fréquences.....	23
2.2.2 Formule générale	24
2.2.3 Antenne spirale logarithmique	26
2.2.4 Antenne à spirale d'Archimède	28
2.2.4.1 Principe de fonctionnement.....	30
2.2.5 L'antenne spirale conique.....	31
2.3 Systèmes d'alimentation.....	32
2.3.1 Balun Marchand.....	32
2.3.2 Balun progressif [13]	32
2.3.3 Coupleur hybride 180° [13][14].....	32
2.4 Conclusion.....	32
Bibliographie	33
CHAPITRE 3 Conception et simulation.....	34
3.1 Introduction	34
3.2 Outil de simulations.....	34
3.3 Conception d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins (SADB) en espace libre	35
3.3.1 Variation de la largeur des brins et l'écart entre brins	35
3.3.2 Variation du diamètre interne	37
3.3.3 Impédance d'entrée	39
3.3.4 Gain.....	39
3.3.5 Distribution des courants	40
3.3.6 Diagramme de rayonnement	40

3.4 Optimisation du rayonnement et amélioration du gain	41
3.4.1 Antenne SADB avec et sans cavité.....	42
3.4.1.1 Coefficient de réflexion.....	42
3.4.1.2 Impédance d'entrée	43
3.4.1.3 Gain	44
3.4.1.4 Taux d'ellipticité	44
3.4.2 Restauration du fonctionnement stable de l'antenne	45
3.4.2.1 Coefficient de réflexion.....	46
3.4.2.2 Impédance d'entrée	46
3.4.2.3 Gain	47
3.4.2.4 Taux d'ellipticité	47
3.5 Alimentation par câble coaxial	48
3.5.1.1 Coefficient de réflexion.....	48
3.5.1.2 Impédance d'entrée	49
3.5.1.3 Gain	50
3.5.1.4 Taux d'ellipticité	50
3.5.1.5 Diagramme de rayonnement	51
3.5.1.6 Variation de la hauteur de l'antenne <i>Hant</i>	52
3.5.1.7 Variation de l'espacement entre les lignes d'alimentations <i>DFD</i>	54
3.6 Simplification de la structure (réduction du nombre de brins).....	55
3.6.1 Variation de l'espacement du disque <i>Hdisc</i>	57
3.6.2 Comparaison entre l'antenne SADB et l'antenne SASB.....	59
3.7 Conclusion.....	62
Bibliographie	63
Conclusion générale et perspectives	64

Liste des figures

CHAPITRE 1

Figure 1. 1 : Antennes spirales [3].	13
Figure 1. 2 : Antennes log-périodiques.	14
Figure 1. 3 : Antenne biconique finie.....	14
Figure 1. 4 : Antenne discône.....	15
Figure 1. 5 : Antenne Bow Tie.	15
Figure 1. 6 : Exemples d'antennes planaires dérivées du dipôle [9]......	17
Figure 1. 7 : Antenne Hélice.	18
Figure 1. 8 : Antenne à résonateur diélectrique [15]......	19

CHAPITRE 2

Figure 2. 1 : Quelques formes simples d'antennes spirales logarithmiques indépendantes de la fréquence [3].	27
Figure 2. 2 : Structure d'une antenne spirale logarithmique à deux bras.	28
Figure 2. 3 : Structure de l'antenne à spirale d'Archimède [1]......	29
Figure 2. 4 : Spirale d'Archimède à 2 brins [8].	30
Figure 2. 5 : Antenne spirale conique à deux bras [11]......	31

CHAPITRE 3

Figure 3. 1 : Antenne SADB en espace libre. (a) paramètres de l'antenne (b) vus de face.	35
Figure 3. 2 : Effet de la variation de la largeur des brins et l'écart entre brins sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	36
Figure 3. 3 : Effet de la variation de la largeur des brins et l'écart entre brins sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.	36
Figure 3. 4 : Effet de la variation du diamètre interne (D_i) sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	37

Figure 3. 5 : Effet de la variation du diamètre interne (D_i) sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.	37
Figure 3. 6 : Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne SADB en fonction de la fréquence.	39
Figure 3. 7 : Gain de l'antenne SADB en fonction de la fréquence.	39
Figure 3. 8 : Distribution des courants surfaciques circulant sur les brins de l'antenne SADB : (a) 3 GHz (b) 6.5 GHz (c) 10 GHz.	40
Figure 3. 9 : Diagramme de rayonnement de l'antenne SADB, (a) 3 GHz (b) 6.5 GHz (c) 10 GHz.	41
Figure 3. 10 : Antenne SADB dans une cavité métallique : (a) Vue perspective (b) Vue de côté.	42
Figure 3. 11 : Comparaison entre le coefficient de réflexion d'une antenne SADB avec et sans cavité en fonction de la fréquence.	42
Figure 3. 12 : Comparaison entre l'impédance d'entrée d'une antenne SADB avec et sans cavité en fonction de la fréquence : (a) Partie réel (b) partie imaginaire.	43
Figure 3. 13 : Comparaison entre le gain d'une antenne SADB avec et sans cavité en fonction de la fréquence.	44
Figure 3. 14 : Comparaison entre le taux d'ellipticité d'une antenne SADB avec et sans cavité en fonction de la fréquence.	44
Figure 3. 15 : Antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant : (a) Vue perspective (b) Vue de côté.	45
Figure 3. 16 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant.	46
Figure 3. 17 : la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence d'une antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant.	46
Figure 3. 18 : Le gain en fonction de la fréquence d'une antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant.	47
Figure 3. 19 : Le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence d'une antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant.	47

Figure 3. 20 : Antenne SADB en mode déséquilibré : (a) Vue perspective (b) Vue de côté...	48
Figure 3. 21 : Comparaison entre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré.....	48
Figure 3. 22 : Comparaison entre l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré : (a) Partie réelle (b) partie imaginaire.....	49
Figure 3. 23 : Comparaison entre le gain en fonction de la fréquence d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré.....	50
Figure 3. 24 : Comparaison entre le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré.	50
Figure 3. 25 : Comparaison entre le diagramme de rayonnement d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré, (a) 3 GHz (b) 6.5 GHz (c) 10 GHz.	51
Figure 3. 26 : Effet de la variation de la hauteur de l'antenne sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	52
Figure 3. 27 : Effet de la variation de la hauteur de l'antenne sur le gain en fonction de la fréquence.	53
Figure 3. 28 : Effet de la variation de la hauteur de l'antenne sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.	53
Figure 3. 29 : Effet de la variation de l'espacement entre les lignes d'alimentation sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	54
Figure 3. 30 : Effet de la variation de l'espacement entre les lignes d'alimentations sur le gain en fonction de la fréquence.	54
Figure 3. 31 : Effet de la variation de l'espacement entre les lignes d'alimentation sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.	55
Figure 3. 32 : Antenne SASB alimenté par une ligne coaxiale : (a) Vue perspective (b) Vue de côté.	56
Figure 3. 33 : Effet de la variation de l'espacement du disque <i>Hdisc</i> sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	57

Figure 3. 34 : Effet de la variation de l'espacement du disque <i>Hdisc</i> sur le gain en fonction de la fréquence.	57
Figure 3. 35 : Effet de la variation de l'espacement du disque <i>Hdisc</i> sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.	57
Figure 3. 36 : Effet de la variation de l'espacement du disque <i>Hdisc</i> sur le diagramme de rayonnement à 10 GHz.....	58
Figure 3. 37 : Comparaison entre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne SASB et l'antenne SADB.....	59
Figure 3. 38 : Comparaison entre le gain en fonction de la fréquence de l'antenne SASB et l'antenne SADB.	59
Figure 3. 39 : Comparaison entre le taux d'ellipticité en fonction de l'antenne SASB et l'antenne SADB.	60
Figure 3. 40 : Comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne SASB et l'antenne SADB, (a) 3 GHz (b) 6.5 GHz (c) 10 GHz.	61
Figure 3. 41 : Comparaison entre l'efficacité du rayonnement de l'antenne SASB et l'antenne SADB.	61

Liste des Tableaux

Tableau 1. 1 : Récapitulatif des caractéristiques des antennes.....	20
Tableau 3. 1 : Résumé de l'effet de la variation de la largeur des brins et l'écart entre brins sur différents paramètres de l'antenne.	36
Tableau 3. 2 : Résumé de l'effet de la variation du diamètre interne (Di) sur différents paramètres de l'antenne.....	38
Tableau 3. 3 : Dimensions optimales retenues pour la conception de l'antenne SADB.....	38
Tableau 3. 4 : Les dimensions de l'antenne spirale d'Archimède à un seul brin.....	56

Liste des abréviations

BALUN : Balanced-Unbalanced

ULB : Ultra Large Bande

FCC : Federal Communications Commission

DARPA : Defense Advanced Research Projects Agency

WLAN : Wireless Local Area Network

WPAN : Wireless Personal Area Network

CST : Computer Simulation Technology

S₁₁ : Coefficient de réflexion

AR : Axial Ratio

RL: Return Loss

RHCP : Right Hand Circular Polarization (Polarisation circulaire droite)

LHCP : Light Hand Circular Polarization (Polarisation circulaire gauche)

SADB : Spirale d'Archimède à deux brins

SASB : Spirale d'Archimède à un seul brin

Introduction générale

Ce projet est proposé par notre encadrante comme thème de mémoire de fin d'étude et s'intéresse particulièrement aux antennes spirales. Ces antennes à profil bas, avec une très large bande passante et une polarisation circulaire sont largement utilisées dans l'industrie de la défense pour des applications de détection, dans les systèmes de communication par satellite et dans les systèmes de positionnement. Cependant, ces antennes présentent des inconvénients : elles ont un faible gain, elles ont un diagramme de rayonnement bidirectionnel et requièrent une alimentation équilibrée.

L'objectif initial de ce mémoire est de concevoir une antenne spirale avec une structure simple, des dimensions extrêmement réduites et des performances relativement stables sur une très large bande de fréquence. L'antenne doit alors aider à limiter les coûts et faciliter l'intégration dans des systèmes très large bande. Notre travail s'articule donc sur deux axes principaux : dans un premier temps on essaye d'éliminer les inconvénients que présentent les antennes spirales à savoir : se débarrasser du rayonnement bidirectionnel et de l'utilisation d'un balun pour l'alimentation. Ensuite dans un deuxième temps on optimise la structure, la directivité de l'antenne et par conséquent et son gain. Malheureusement, l'arrêt des activités universitaires à cause de la pandémie du coronavirus nous a poussé à réévaluer nos objectifs et d'abandonner la dernière étape qui consiste à optimiser le gain et de se contenter d'une antenne à gain relativement moyen.

Le mémoire est composé de trois chapitres. Le premier chapitre dresse un état de l'art des antennes larges bandes et des antennes à polarisation circulaire les plus connues dans la littérature ainsi que leurs performances associées, et s'achève par une étude comparative des antennes présentées.

Le deuxième chapitre présente les principes de base et le fonctionnement des antennes spirales, utilisées dans ce mémoire.

Le troisième chapitre est dédié à la conception sur plusieurs étapes de l'antenne. Les résultats de chaque étape sont analysés et discutés. Le travail est achevé par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

Etat de l'art sur les antennes

1.1 Introduction

L'antenne est un élément indispensable dans un système radioélectrique. Elle permet la transition (tension, courant) en ondes électromagnétiques et assure l'adaptation entre un guide d'onde et l'espace libre (atmosphère terrestre ou espace) dans lequel ces ondes vont se propager. Une antenne peut servir à recevoir ou émettre.

Ce premier chapitre est dédié à la présentation de l'état de l'art des antennes larges bandes et des antennes à polarisation circulaire les plus connues dans la littérature ainsi que leurs performances associées. Nous commençons par dresser un état de l'art des antennes larges bandes et des antennes à polarisation circulaire. Puis, nous concluons par une étude comparative des antennes présentées.

1.2 Antennes large bande

Avant la fin du vingtième siècle, la plupart des appareils électroniques avaient une seule fonction en comparaison à l'époque moderne où la plupart des appareils sont multifonctionnels. Plusieurs antennes bande étroite sont nécessaires pour être intégrées dans le même appareil à des fins différentes. Par conséquent, les antennes à large bande sont devenues populaires en raison de leur conception de taille réduite tout en couvrant de nombreuses applications simultanées avec un débit de données plus élevé et une plus grande fiabilité de connexion. Les antennes à large bande sont une catégorie d'antennes avec des performances relativement constantes sur une large bande de fréquence.

Une antenne est considérée comme large bande si elle a une bande passante d'une octave ou plus, en d'autres termes si la fréquence supérieure est au moins égale à environ deux fois la fréquence inférieure [1].

L'utilisation des antennes impose des caractéristiques de largeur de bande en fréquence imposées par le système. La classification des antennes selon la largeur de bande peut être

source de confusion. Par exemple, une antenne microruban peut être à bande étroite dans un design et à large bande dans un autre. Nous allons citer quelques exemples d'antennes large bande, sans prétendre à l'exhaustivité, car les types d'antennes large bande sont nombreux.

1.2.1 Antennes spirales

Les antennes spirales sont devenues des composants irremplaçables dans de nombreux systèmes, principalement militaires. Elles ont été introduites en 1959 par Dyson [2] et font partie des antennes indépendantes de la fréquence. Celles-ci se caractérisent par le fait que leur forme peut être définie seulement par des angles, par conséquent les performances de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée) sont indépendantes de la fréquence. Leur spectre extrêmement large allant jusqu'à 40:1 [1], leur rayonnement est bidirectionnel mais assez peu directive avec un gain typique de 4 dB. Du fait de leur structure, la polarisation du champ rayonné est circulaire, On distingue les antennes les plus importantes : les antennes spirales logarithmiques, spirales coniques et spirales d'Archimède.



(a) Antenne spirale logarithmique



(b) Antenne spirale d'Archimède



(c) Antenne spirale conique

Figure 1. 1 : Antennes spirales [3].

Ces antennes sont explicitées largement dans le chapitre deux de notre travail.

1.2.2 Antennes log-périodique

Les antennes log-périodique ont été introduites en 1959 par Duhamel et Isabelle [4]. Elles sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions sont liées par un facteur de proportionnalité τ . Ces éléments se répètent avec une période $\ln(\tau)$, d'où l'appellation d'antennes « log périodiques » et leur appartenance à la famille des antennes indépendantes de la fréquence. La géométrie des antennes log périodiques n'est pas entièrement définissable par des angles, seule l'enveloppe de ces structures l'est. Leur comportement en impédance et en rayonnement se répète périodiquement en fréquence. La basse fréquence de l'antenne est limitée par la dimension du plus grand brin et la haute fréquence par celle du petit. Dans les

antennes log-périodiques on trouve : les antennes log-périodiques circulaires et les antennes log-périodiques trapézoïdales.



(a) Antenne log périodique trapézoïdale.



(b) Antenne log périodique circulaire.

Figure 1. 2 : Antennes log-périodiques.

1.2.3 Antennes biconiques

L'antenne biconique est inventée en 1897 par Oliver Lodge [1], mais ce n'est qu'en 1939 que Philip Carter [5] l'étudie et l'utilise en particulier dans le cadre de la naissance de la télévision. Schelkunoff propose en 1943 le modèle théorique infini de l'antenne biconique et l'étude de son fonctionnement d'après les équations de Maxwell [6]. Elle est constituée de deux cônes métalliques, dont les sommets se font face et partent à l'infini. Ces cônes sont caractérisés par leur angle d'ouverture. La différence de potentiel entre les sommets permet de générer des courants de surface le long du cône qui engendrent des ondes sphériques entre les cônes.



Figure 1. 3 : Antenne biconique finie.

En pratique ces cônes sont tronqués et une partie de l'énergie électromagnétique incidente est réfléchi au bout des cônes. Ce retour d'énergie à la source entraîne une désadaptation de l'antenne.

La largeur de la bande passante obtenue avec des antennes biconiques est typiquement de 120 à 150 %. Leur diagramme de rayonnement est typiquement dipolaire, omnidirectionnel

dans le plan perpendiculaire à l'axe des cônes et nul selon cet axe, la polarisation est linéaire [7].

1.2.4 Antennes discônes

L'antenne discône dérive de l'antenne biconique, constituée d'un cône et un plan de masse sous forme circulaire ou rectangulaire. Elle repose principalement sur les dimensions du plan de masse et l'espacement entre le plan de masse et le cône. Une fois ces deux paramètres sont réglés, une bande passante opérationnelle supérieure à 4:1 peut être atteinte [8]. Son diagramme de rayonnement omnidirectionnel et son gain est légèrement plus élevé que celui de l'antenne biconique du fait de l'utilisation d'un plan de masse fini.

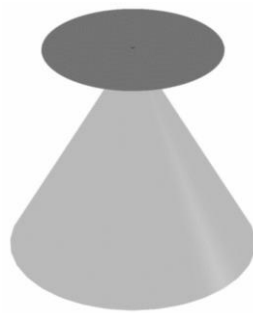


Figure 1. 4 : Antenne discône.

La structure de l'antenne discônes n'est pas symétrique, ce qui permet de l'alimenter directement par un câble coaxial dont la masse sera reliée au sommet du cône et l'âme centrale au plan de masse circulaire. Afin de permettre cette excitation, le sommet du cône est tronqué.

1.2.5 Antennes Bow Tie

Elle s'appelle aussi antenne papillon, c'est une version planaire de l'antenne biconique. L'antenne Bow Tie est une structure symétrique, pour laquelle les courants sont concentrés principalement sur les bords. Elle doit être alimentée par un balun afin de réaliser une adaptation d'impédance et de symétriser l'alimentation.

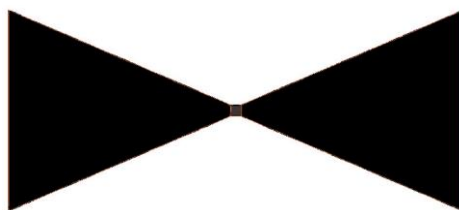


Figure 1. 5 : Antenne Bow Tie.

Cette antenne est large bande pour des longueurs comprises entre $0,3 \lambda$ et $0,8 \lambda$, pour des angles supérieurs à 20° . Elle permet d'obtenir facilement une largeur de bande de 2:1. Le

rayonnement ne présente pas un gain très important. Il est, au maximum, de 2 à 3 dB, selon l'angle. Le maximum de rayonnement est obtenu perpendiculairement au plan de l'antenne, de chaque côté du plan [9]. Ses principaux avantages sont : la légèreté, la réalisation peu coûteuse, la simplicité géométrique et son faible encombrement.

1.3 Antennes ultra large bande

Le concept d'antennes et de signaux ultra large bande (ULB) est apparu à la fin du 19ème siècle avec les émetteurs à étincelles (ou à ondes amorties) introduit par G. Marconi [6]. Mais depuis une vingtaine d'années, les nouvelles techniques de communications et de radars ont relancé l'intérêt des systèmes ultra large bande, qui ont été utilisés dans les communications militaires. En effet, la technologie ultra large bande permet de transmettre des signaux efficacement, même dans un environnement encombré et avec un débit important. En février 2002, la FCC (Federal Communications Commission) a mis en place une régulation permettant l'utilisation de ces technologies pour des applications grand public et la normalisation commence. Les communications ULB conviennent bien aux réseaux personnels sans fil et pour la distribution à courte portée de vidéo, de données, de musique, etc. L'activité de recherche sur les antennes ULB a mûri ces dernières années et se concentre principalement sur des applications telles que la biomédecine et la sécurité. Les transmissions ULB se font sur des fréquences déjà allouées à d'autres applications. Pour éviter des interférences entre communications sans fil, il est nécessaire que la puissance des signaux ULB soit plus faible que celles des signaux utilisés dans des services déjà existants. La faible densité de puissance des transmissions ULB permet donc leur coexistence avec celles des services déjà existants. Cette faible puissance rend les signaux ULB plus difficiles à intercepter et les communications plus sécurisées.

Deux critères sont disponibles pour identifier quand une antenne peut être considérée comme ultra large bande, En 1990, un rapport de la DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) exigeait qu'un radar ULB ait une largeur de bande fractionnaire supérieure à 0,25 [10]. Une définition plus récente, donnée par la FCC (Federal Communications Commission), place la limite à 0,20 [11]. En plus, la FCC fournit une autre définition selon laquelle une antenne ULB est une antenne avec une bande passante supérieure à 500 MHz. La principale bande destinée à l'ULB se situe entre 3,1 et 10,6 GHz. Cette bande représente environ 7 GHz et pourrait donc être divisée en 14 sous-bandes de 500 MHz. Un système utilisant toute la bande, ou un ensemble de sous-bandes (voire une sous-bande), sera considéré comme un système ULB.

1.3.1 Type d'antennes ULB [12]

1.3.1.1 Variations d'antennes dipôles / monopôles

L'approche la plus répandue pour réaliser une antenne ULB est basée autour d'une antenne dipôle. Dans le but d'augmenter la largeur de bande d'un dipôle, il est possible d'élargir ce dipôle au niveau de son alimentation pour former une antenne « Diamond » ou alors au niveau de ses extrémités pour obtenir une antenne Bow-Tie. D'autres variantes planaires peuvent être dérivées d'un dipôle à l'image des antennes elliptique et demi-elliptique comme l'illustre la figure 1.6.

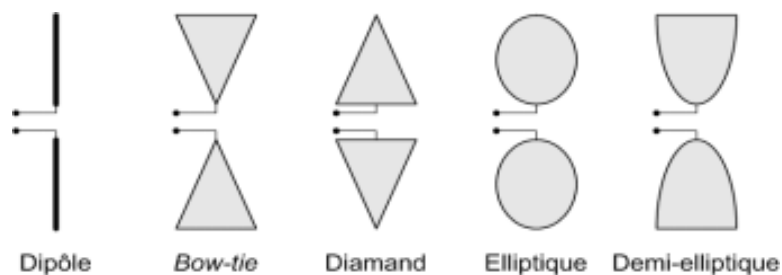


Figure 1. 6 : Exemples d'antennes planaires dérivées du dipôle [9].

1.3.1.2 Antennes utilisant une charge absorbante ou à géométries courbées.

Les diffractions peuvent être contrôlées par absorption ou par des bords incurvés. Une charge absorbante est un moyen efficace d'atteindre cet objectif au prix d'une efficacité d'antenne plus faible. Un autre moyen de réduire l'effet des diffractions sans utiliser une charge absorbante consiste à contrôler la diffraction en façonnant correctement la géométrie de l'antenne pour éviter de fortes diffractions localisées, qui résultent généralement de discontinuités brusques. Des exemples d'antennes à géométrie incurvée sont les antennes Vivaldi et les cornes à bords roulés.

1.3.1.3 Antennes indépendantes de la fréquence

Ces antennes ont une région active qui maintient sa forme et sa taille électrique avec le changement de fréquence sur la bande de fonctionnement. Un exemple de ces antennes, les antennes spirales, l'antenne Sinueuse, et le réseau de dipôles log-périodique.

1.4 Antennes à polarisation circulaires [13]

La polarisation circulaire est une caractéristique souhaitable pour de nombreuses antennes. Deux antennes qui sont toutes les deux polarisées circulairement ne subissent pas de perte de signal en raison de l'effet des multi-trajets et de réflexion d'ondes et permet de minimiser les coûts d'installation car l'alignement de la direction de polarisation n'est pas

nécessaire pour la polarisation circulaire. Ces antennes sont utilisées dans divers domaines tels que la communication par satellite, les communications mobiles, les capteurs sans fil, les réseaux sans fil (WLAN) et les réseaux personnels (WPAN).

Notons que les antennes spirales ne seront pas abordées ici car elles ont été abordées dans la section des antennes larges bandes.

1.4.1 Antennes Hélice

L'antenne hélice ressemble à un solénoïde étiré dont une extrémité est masquée par un écran métallique, le plan de masse. L'antenne hélice présente différents modes de fonctionnement, ces modes dépendent essentiellement d'une différence de taille de la circonférence de l'hélice [14]. Les deux modes principaux sont le mode normal et le mode axial. Le mode axial est le mode le plus utilisé car il possède un rayonnement directif dans l'axe avec une polarisation circulaire. Quant au mode normal, il présente un rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal.



Figure 1. 7 : Antenne Hélice.

Une antenne hélice monofilaire fonctionnant en mode axial a typiquement un gain de 10 dB et une bande passante de 1.78:1 pour 10 tours d'hélice [1]. Les antennes hélices sont principalement conçues pour le trafic satellitaire mais utilisables tout aussi bien pour des opérations terrestres.

1.4.2 Antennes à résonateurs diélectriques

Les antennes à résonateur diélectrique permettent de compenser un des inconvénients majeurs des antennes plaquées à savoir la bande passante limitée à quelques %. De plus, grâce à l'utilisation de matériaux à constante diélectrique élevée et à faible tangente de pertes, ces antennes présentent des dimensions bien plus petites. L'antenne à résonateur diélectrique est constituée d'un résonateur diélectrique (généralement de forme cylindrique ou en anneau) reporté sur un support, qui tient lieu de plan de masse, auquel est associé un dispositif

d'alimentation qui assure l'excitation du résonateur. Ce dernier est dépourvu de partie métallique ce qui limite d'autant les pertes ohmiques [9].

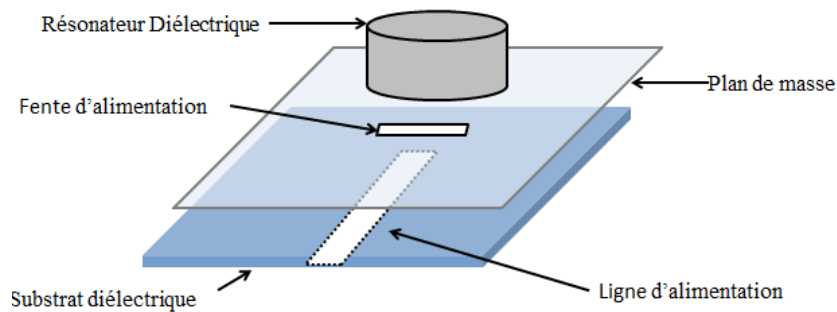


Figure 1. 8 : Antenne à résonateur diélectrique [15].

Les antennes à résonateurs diélectriques présentent des diagrammes de rayonnement différents selon le mode excité, une bande passante de 25 à 50 % [13] et leur fréquence de résonance est principalement imposée par la géométrie et la permittivité des matériaux. La plage de fréquence de fonctionnement des antennes à résonateurs diélectrique est d'environ 1 à 60 GHz [6].

1.5 Synthèse des caractéristiques des antennes

Le tableau ci-dessous (Tableau 1.1) résume les dimensions, la bande passante et la polarisation des antennes qui ont été présentées dans cette première partie. Cette mise en forme a pour but de synthétiser les données accumulées dans ce chapitre. Nous nous efforçons à faire ressortir seulement le comportement global des antennes sans s'attacher aux détails particuliers. Il s'agit de caractéristiques moyennes, communément admises, qui peuvent évidemment varier selon les paramètres des antennes, leur optimisation ou leur environnement.

	Bande passante	Diagramme	Polarisation
Spirale logarithmique	> 150 %	Bi-directionnel	Circulaire
Spirale d'Archimède.	> 150 %	Bi-directionnel	Circulaire
Spirale conique	> 150 %	Unidirectionnel	Circulaire
Log-périodiques	~ 150 %	Bi-directionnel	Linéaire
Biconique	~ 150 %	Omnidirectionnel	Linéaire
Discône	~ 150 %	Omnidirectionnel	Linéaire
Bow-tie	> 100 %	Omnidirectionnel	Linéaire
Hélice (mode axial)	50 ~ 80 %	Unidirectionnel	Circulaire
DRA [16]	20 ~ 30 %	Omnidirectionnel	Circulaire

Tableau 1. 1 : Récapitulatif des caractéristiques des antennes.

Le tableau met en avant les caractéristiques de chaque antenne. Les antennes spirales retiennent notre attention, soit par leurs larges bandes passantes ou par leur polarisation circulaire. Dans le chapitre deux, nous étudions ces antennes plus en détail.

1.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons fait un état de l'art des antennes large bandes et des antennes à polarisation circulaire. Les antennes spirales retiennent notre attention, par leurs larges bandes passantes et leur polarisation circulaire. Le second chapitre décrira ces antennes plus en détail.

Bibliographie

- [1] W.L. Stutzman, G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Third Edition, Wiley, 2012.
- [2] J. Dyson, « *The equiangular spiral antenna* », *Antennas and Propagation*, IRE Transactions on, vol. 7, no. 2, p. 181–187, avr. 1959.
- [3] *Antenna Magus*. 2020.0, Dassault Systèmes, 2020.
- [4] R.H. Duhamel, D.E. Isabell, *Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structure*, IRE International Convention Record, Vol. 5, Part 1, pp 119–128, March 1957.
- [5] H. G. Schantz, "A brief history of UWB antennas," in *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 19, no. 4, pp. 22-26, April 2004
- [6] Constantine A Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Fourth edition. Hoboken, New Jersey, Wiley, 2016.
- [7] Safari Books Online, and Jean-Marc Laheurte, *Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design*, London : Hoboken, NJ: ISTE ; Wiley, 2011.
- [8] J. L. McDonald, D. S. Filipovic, "On the Bandwidth of Monocone Antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 4, pp. 1196-1201, April 2008.
- [9] O. Picon et al, *Les Antennes : Théorie, conception et applications*, Dunod, 2009.
- [10] OSD/DARPA Ultra-Wideband Radar Review Panel. Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology, July 13, 1990.
- [11] U.S. 47 C.F.R. Part 15 Subpart F §15.503d Ultra-Wideband Operation, October 1, 2003.
- [12] Volakis, John Leonidas. *Antenna Engineering Handbook*. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2007.
- [13] Gao, Steven., Qi Luo, and Fuguo Zhu, *Circularly Polarized Antennas*. Chichester, West Sussex, Wiley, 2014.
- [14] SpringerLink (Online service), et al. *Handbook of Antenna Technologies*, Singapore, Springer Reference, 2016.
- [15] Ahmed Benomar, *Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques : Application aux Réseaux de Télécommunications*, Electronique. Université de Limoges, 2015.

[16] Y. M. Pan and K. W. Leung, "Wideband Omnidirectional Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna With Parasitic Strips," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 6, pp. 2992-2997, June 2012.

CHAPITRE 2

Antennes spirales

2.1 Introduction

Les antennes décrites dans ce chapitre sont capables d'obtenir une bande passante de fonctionnement qu'on croyait impossible quelques décennies avant. Elles sont basées sur des principes de conceptions assez complexes qu'on va essayer d'expliquer dans ce chapitre. Nous commençons par expliquer les principes de base des antennes indépendantes de fréquence, puis nous exposons les théories de conception des antennes spirales logarithmiques, d'Archimède et coniques. Enfin nous citons quelques méthodes d'alimentation de ce genre d'antennes.

2.2 Théorie et principes

2.2.1 Principes de base des antennes indépendantes de fréquences

À la fin des années 50, trois idées de principes concernant la création d'antennes indépendantes de la fréquence ont émergé. Ces principes illustrent ce genre d'antennes et leurs performances.

Le premier principe est que l'impédance et le diagramme de rayonnement de l'antenne sont déterminés par la forme et les dimensions exprimées en longueur d'onde. Si par une transformation continue des dimensions relatives de l'antenne, la structure reste identique à l'originale, ses propriétés seront alors indépendantes de fréquences. La structure pourra être alors définie uniquement par les angles.

Le deuxième principe est que si par une transformation $1/\tau$ des dimensions, la structure reste identique à l'originale, alors elle aura les mêmes caractéristiques aux fréquences f et τf . Par conséquent la caractéristique de l'antenne est une fonction périodique, de période $|\log \tau|$. L'antenne mise en œuvre à partir de ce principe est appelée antenne log-périodique. En rendant τ assez proche de 1, les changements de caractéristiques d'antenne deviennent très faibles dans la bande de fréquence de $[f - \tau f]$. En pratique, un comportement d'une antenne indépendante de la fréquence peut être obtenu même si τ n'est pas très proche de 1.

Le troisième principe peut être décrit comme suit : Soit une forme fermée dans un plan, l'intérieur et l'extérieur de cette forme sont dits complémentaires. Dans le cas des antennes imprimées, la surface des brins de la spirale et la surface non-métallisée sont complémentaires. Les deux formes complémentaires peuvent être identiques, par exemple lorsque deux brins d'une spirale sont écartés par un espacement qui est égale à leur largeur. Dans ce cas, la spirale est dite auto-complémentaire et l'impédance de la structure sera indépendante de la fréquence. Ceci est d'après le principe de Babinet qui énonce que le produit de l'impédance de la structure originale et l'impédance de la structure complémentaire est constant et indépendant de la fréquence. Si l'explication ci-dessus est exprimée mathématiquement, elle sera comme suit :

$$z_0 z_c = \frac{\eta^2}{4} \text{ (Principe de Babinet)} \quad (2.1)$$

$$z_0 = z_c \text{ (Pour une structure auto-complémentaire)} \quad (2.2)$$

$$z_0^2 = z_c^2 = \frac{\eta^2}{4} \quad (2.3)$$

$$z_0 = z_c = \frac{\eta}{2} \cong 188.5 \Omega \quad (2.4)$$

Où : η est l'impédance caractéristique du milieu (en espace libre : $\eta = 377 \Omega$), z_0 l'impédance d'entrée de la structure originale et z_c l'impédance d'entrée de la structure complémentaire.

Ce dernier principe est suffisant mais il n'est pas une condition nécessaire pour avoir les caractéristiques d'une antenne indépendante de fréquence. Par conséquent, dans le cas des antennes spirales logarithmiques et des antennes log-périodiques, les caractéristiques de l'antenne indépendante de la fréquence peuvent être présentes sans avoir une structure auto-complémentaire. Une antenne indépendante de la fréquence est basée sur l'un des trois principes de base ci-dessus. Tous ces trois principes nécessitent une structure infinie, mais en pratique la structure est finie, alors ces trois principes ne peuvent pas être entièrement satisfaits. Par conséquent une antenne ne peut pas être indépendante de fréquence dans une largeur de bande infinie. En pratique l'antenne est désignée de sorte qu'elle présente des caractéristiques d'une antenne indépendante de fréquence dans de large bande de fréquence [1].

2.2.2 Formule générale

Cette section résume une équation pour les antennes indépendantes de la fréquence à partir des travaux originaux de Rumsey [2] et de Elliot [3], nous prenons le cas d'une antenne

dont les bornes d'alimentation sont infinitésimalement proches de l'origine d'un système de coordonnées sphériques (r, θ, φ) . Les conducteurs de l'antenne sont symétriques par rapport à l'axe z et sont supposés parfaitement conducteurs et entourés d'un milieu infini, homogène et isotrope. Nous commençons par exprimer l'équation de cette antenne :

$$r = F(\theta, \varphi) \quad (2.5)$$

L'antenne spécifiée par Eq. (2.5) est désignée comme l'antenne originale. Si nous souhaitons redimensionner cette antenne pour une nouvelle fréquence f_2 qui est K fois inférieure à la fréquence d'origine ($f_2 = f_1/K$), l'équation de la nouvelle antenne sera :

$$r' = Kr = KF(\theta, \varphi) \quad (2.6)$$

La nouvelle antenne est, par définition, similaire à l'antenne originale. En plus, elle peut être rendue congruente (la congruence, ne peut être établie que par une rotation en φ car les bornes des deux antennes ont presque la même origine et sont disposées symétriquement le long de l'axe $\theta = 0^\circ, 180^\circ$), si les conducteurs d'antenne sont infinis :

$$KF(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi + C) \quad (2.7)$$

Où « C » est l'angle de rotation autour de l'axe z . Ici C dépend de K , mais K et C sont indépendants de θ et de φ .

Pour obtenir la fonction $F(\theta, \varphi)$ qui satisfait l'Eq. (2.7), on dérive d'abord l'Eq. (2.7) par rapport à C , puis par rapport à φ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial K}{\partial C} F(\theta, \varphi) &= \frac{\partial F(\theta, \varphi + C)}{\partial C} \\ &= \frac{\partial F(\theta, \varphi + C)}{\partial(\varphi + C)} \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} K \frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \varphi} &= \frac{\partial F(\theta, \varphi + C)}{\partial \varphi} \\ &= \frac{\partial F(\theta, \varphi + C)}{\partial(\varphi + C)} \end{aligned} \quad (2.9)$$

A partir des équations (2.8) et (2.9), nous avons :

$$\frac{\partial K}{\partial C} F(\theta, \varphi) = K \frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \varphi} \quad (2.10)$$

En utilisant l'équation (2.5), l'équation (2.10) est écrite :

$$\frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial C} = \frac{1}{r} \frac{\partial r}{\partial \varphi} \quad (2.11)$$

$$\text{On peut aussi écrire : } a = \frac{1}{r} \frac{\partial r}{\partial \varphi} \quad (2.12)$$

$$\text{Avec } a = \frac{1}{K} \frac{\partial K}{\partial C} \quad (2.13)$$

L'équation (2.13) est indépendante de θ et φ .

Une solution générale de l'équation (2.12) est obtenue sous forme :

$$\begin{aligned} r &= F(\theta, \varphi) \\ &= e^{a\varphi} f(\theta) \end{aligned} \quad (2.14)$$

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

Il faut noter que le côté droit de l'Equation (2.14) n'est défini qu'en termes de paramètres d'angles θ et φ . Il n'inclut pas les paramètres de longueur et de fréquence. Ce fait implique que le diagramme de rayonnement et l'impédance d'entrée restent inchangés quelle que soit la fréquence. C'est-à-dire que l'antenne est indépendante de la fréquence. Plusieurs classes de telles antennes peuvent être identifiées.

2.2.3 Antenne spirale logarithmique

Si on choisit $f(\theta)$ pour que

$$\frac{\partial f}{\partial \theta} = f'(\theta) = A\delta\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \quad (2.15)$$

Avec A une constante positive arbitraire et δ la fonction delta de Dirac, alors (2.14) devient

$$r = r_0 e^{a(\varphi - \varphi_0)} \quad \text{Si} \quad \theta = \frac{\pi}{2} \quad (2.16)$$

$$r = 0 \quad \text{Si} \quad \theta \neq \frac{\pi}{2} \quad (2.17)$$

Dans (2.16), $r_0 e^{-a\varphi_0}$ est une substitution pour A . (2.16) peut être reconnue comme l'équation d'une spirale équiangulaire, où r est le rayon de la spirale, r_0 est le rayon minimal et « a » le taux d'accroissement, avec $a = \frac{\ln(\frac{R_{max}}{r_0})}{2\pi N}$ (N le nombre de tour de la spirale [4]).

Si φ_0 prend les valeurs de 0 et π , l'antenne dans la figure 2.1a résulte. Si φ_0 prend les valeurs de 0, $\frac{\pi}{2}$, π et $\frac{3\pi}{2}$, il résulte une spirale avec quatre formes, comme le montre la figure 2.1b. mais si φ_0 prend toutes les valeurs de 0 à φ_1 et toutes les valeurs de π à $\pi + \varphi_1$, avec φ_1 arbitraire, alors une antenne du type représenté dans la figure 2.1.c résulte. D'après ces quelques exemples, la variété des combinaisons possibles est considérée comme infinie.

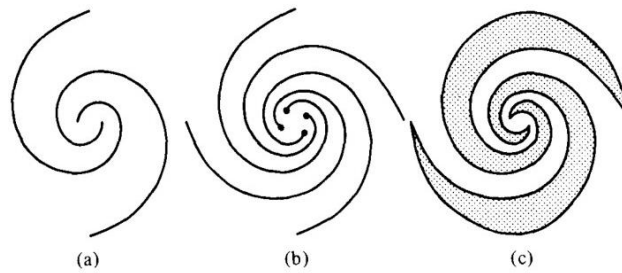


Figure 2. 1 : Quelques formes simples d'antennes spirales logarithmiques indépendantes de la fréquence [3].

La longueur L de la spirale peut être calculée [5] :

$$L = \int_{r_0}^r \left[r^2 \left(\frac{\partial \varphi}{\partial r} \right)^2 + 1 \right]^{1/2} \partial r \quad (2.18)$$

Dans l'équation ci-dessus : $\frac{\partial \varphi}{\partial r} = \frac{1}{ra}$, alors si on remplace dans (2.18) et qu'on intègre :

$$L = [a^{-2} + 1]^{1/2} (r - r_0) \quad (2.19)$$

Jetons un coup d'œil à la structure à deux bras, qui est la plus utilisée ; elle est illustrée dans la figure 2.2.

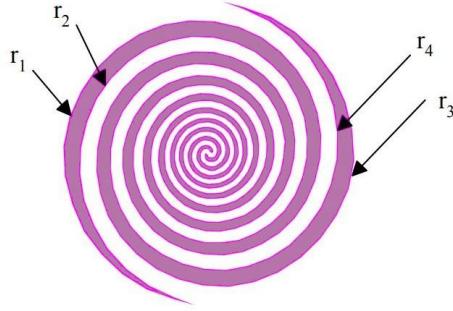


Figure 2. 2 : Structure d'une antenne spirale logarithmique à deux bras.

Les équations suivantes permettent de définir les brins d'un bras de la spirale :

$$r_1 = r_0 e^{a\varphi} \quad (2.20)$$

$$r_2 = r_0 e^{a(\varphi-\varphi_0)} \quad (2.21)$$

La largeur angulaire φ_0 entre les deux courbes r_1 et r_2 est définie entre $0 < \varphi_0 < \pi$. Plus la valeur de φ_0 est grande, plus les bras sont larges. Le début du bras a une structure qui se rétrécit à mesure qu'il s'approche du point d'alimentation qui se situe au centre, comme le montre la figure 2.2. La raison en est de rendre le bras similaire à une spirale ayant une structure infinie (afin que l'antenne ait une impédance constante et indépendante de la fréquence).

Une amélioration possible apportée à ce type d'antenne est des bouts de bras effilés comme le montre la figure 2.2, pour diminuer l'effet de réflexion en bout de brins qui affecte le rayonnement [5].

Le deuxième bras de la spirale se déduit par une rotation de 180° du premier, d'équations respectives :

$$r_3 = r_0 e^{a(\varphi-\pi)} \quad (2.22)$$

$$r_4 = r_0 e^{a(\varphi-\pi-\varphi_0)} \quad (2.23)$$

2.2.4 Antenne à spirale d'Archimède

Le principe de fonctionnement de la spirale d'Archimède est présenté pour la première fois par J.A Kaiser en 1960 [6]. Les antennes spirales d'Archimède sont généralement constituées de deux brins auto-complémentaires ayant la même origine. Le deuxième brin métallique est obtenu par une rotation de 180° du premier. La géométrie de l'antenne spirale

d'Archimède est relativement similaire à celle de l'antenne spirale logarithmique. La principale différence est la largeur des brins qui est fixée pour l'antenne d'Archimède.

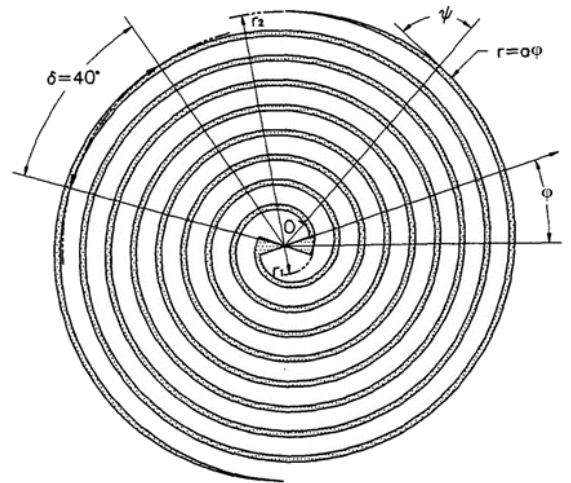


Figure 2. 3 : Structure de l'antenne à spirale d'Archimède [1].

La forme des conducteurs composant l'antenne est définie par [1] :

$$r = a\varphi \quad (2.24)$$

Où a est le taux d'accroissement (facteur d'expansion) de la spirale.

L'angle tangentiel Ψ en fonction du rayon de l'antenne est :

$$\tan \Psi = \frac{r}{a} \quad (2.25)$$

Lorsque r augmente, L'angle tangentiel Ψ s'approche de 90° . Les conducteurs composant l'antenne peuvent être définis en termes de l'angle de rotation φ de la figure 2.3 et l'angle δ :

$$r = a\left(\varphi \pm \frac{\delta}{2}\right) \quad (2.26)$$

La largeur radiale des conducteurs est constante, indépendante du rayon, elle est donnée par

$$W_r = a\delta \quad (2.27)$$

La largeur actuelle des conducteurs varie légèrement en fonction du rayon r :

$$W = a\delta \sin \Psi \quad (2.28)$$

L'espacement entre les axes centraux des spires adjacentes pour un bras est spécifié par

$$S_r = 2\pi a \quad (2.29)$$

L'espacement actuel est donné par

$$S = 2\pi a \sin \Psi \quad (2.30)$$

Étant donné que la largeur et l'espacement entre les conducteurs sont définis par des constantes et non par des angles uniquement, L'antenne spirale d'Archimède alors n'est pas indépendante de la fréquence au sens strict. Cependant, elle est considérée comme une antenne quasi-indépendante de fréquence avec des caractéristiques indépendantes de la fréquence dans une largeur de bande d'environ 10:1 [7].

2.2.4.1 Principe de fonctionnement

Une ligne de transmission à deux brins d'espacement faible, rayonne très peu car les courants présents sur les deux brins sont en opposition de phase. Par conséquent, le rayonnement d'un brin est annulé par celui de l'autre. Considérons la figure 2.4 ci-dessous :

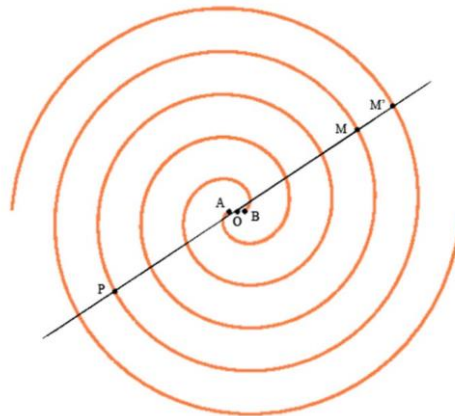


Figure 2. 4 : Spirale d'Archimède à 2 brins [8].

Soit M un point situé sur le brin d'origine A, et P un point diamétralement opposé sur le brin d'origine B. M et P sont situés sur un même cercle de centre O. Soit M', un point situé sur l'axe PM et sur le brin d'origine B. La longueur de l'arc de cercle PM' est approximativement égale à $L_{PM'} = \pi L_{OM}$ si on considère l'espacement entre les fils $L_{MM'}$ est très petit par rapport à L_{OM} : $L_{MM'} \ll L_{OM}$. Les deux brins étant excités en opposition de phase, ce qui veut dire que les courants sont donc également en opposition de phase en M et P. Lorsque $L_{OM} = \lambda/2\pi$, on obtient donc $L_{PM'} = \lambda/2$. Le déphasage apporté par cet arc est donc de π . Les

2 éléments de courant aux points M et M' sont exactement en phase. La zone de rayonnement de la spirale est alors contenue dans un anneau de circonférence moyenne égale à λ . [8]

2.2.5 L'antenne spirale conique

Les antennes spirales planes sont des antennes bidirectionnelles. En pratique un rayonnement unidirectionnel est désiré. Une méthode pour obtenir un rayonnement unidirectionnel est de combiner une spirale et un plan réflecteur ou une cavité, mais la présence du réflecteur diminue la bande passante [9]. Une autre méthode pour réaliser un rayonnement unidirectionnel est de placer une antenne spirale logarithmique sur une surface conique [10].

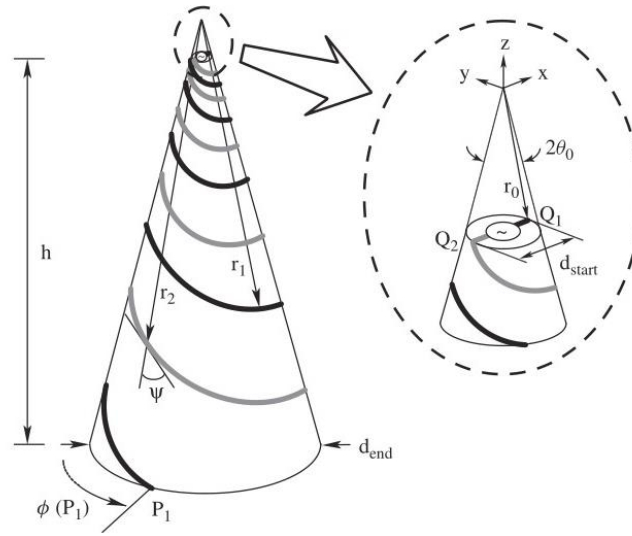


Figure 2. 5 : Antenne spirale conique à deux bras [11].

Les spirales formant l'antenne sont imprimées sur un substrat diélectrique qui a une forme conique. Les équations des bras [11] sont définies par :

$$r_1 = r_0 e^{(a \sin \theta_0) \phi_1}, \quad \phi(Q_1) \leq \phi_1 \leq \phi(P_1) \quad (2.31)$$

$$r_2 = r_0 e^{(a \sin \theta_0) (\phi_2 - \pi)}, \quad (2.32)$$

$$\phi(Q_2) = \phi(Q_1) + \pi \leq \phi_2 \leq \phi(P_2) = \phi(P_1) + \pi$$

Où r_0 et a sont des constantes ; $\phi(Q_1)$ et $\phi(Q_2)$ sont les angles aux points de départ des bras Q_1 et Q_2 respectivement ; $\phi(P_1)$ et $\phi(P_2)$ sont les angles aux extrémités des bras P_1 et P_2 respectivement.

De même que pour l'antenne spirale plane, la structure conique peut être constituée soit d'une seule spirale, soit de deux bras de même centre imbriqués et excités en opposition de phase. Dans ce cas la structure devient symétrique.

2.3 Systèmes d'alimentation

2.3.1 Balun Marchand

Le balun MARCHAND a été introduit en 1944 [12] et il a été initialement conçu à l'aide de câbles coaxiaux. Ces baluns possèdent une bande passante de 1:9 ou plus et peuvent être utilisés pour alimenter des antennes spirales. Ils sont généralement mis en œuvre en utilisant un câble coaxial à l'intérieur d'une cavité métallique.

2.3.2 Balun progressif [13]

Les baluns progressifs sont des transitions qui, en suivant une certaine loi, permettent de passer d'une alimentation asymétrique à une ligne bifilaire équilibrée. La bande passante de ce type de baluns est très grande, généralement supérieure à 1:100. On peut citer deux types de baluns progressifs : les baluns progressifs coaxiaux et les baluns progressifs planaires.

2.3.3 Coupleur hybride 180° [13][14]

Cette méthode d'alimentation consiste à alimenter le coupleur par un câble coaxial. En sortie, une alimentation symétrique qui consiste en deux câbles coaxiaux fournissant deux signaux de même amplitude et déphasés de 180°. L'impédance totale des deux câbles coaxiaux en sortie est de 100Ω. Alors la sortie n'est pas adaptée pour alimenter une antenne spirale qui possède une impédance d'entrée de 188Ω. Cependant, l'antenne est imprimée sur un substrat ce qui va réduire son impédance d'entrée et donc améliorer l'adaptation entre l'antenne et le coupleur.

2.4 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons détaillé la théorie et les principes de conception des antennes spirales, cela nous a permis de comprendre en théorie leurs fonctionnements. Faute d'espace, nous nous sommes contentés de citer les différents baluns utilisés pour alimenter ce genre d'antennes.

Dans le prochain chapitre, nous allons mettre en pratique notre savoir acquis pour concevoir des antennes larges bandes, à gain relativement haut, à polarisation circulaire alimentées par une simple ligne coaxiale sans avoir recours au balun.

Bibliographie

- [1] Richard C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, 1993.
- [2] V. H. Rumsey, *Frequency Independent Antennas*, Academic Press, New York, 1966.
- [3] R. S. Elliot, *Antenna Theory and Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1981.
- [4] Jérémy Valleau, *Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales. Micro et nanotechnologies*, Microélectronique. INP DE TOULOUSE, 2016.
- [5] J. Dyson, "The equiangular spiral antenna," in IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 7, no. 2, pp. 181-187, Avril 1959.
- [6] KAISER. J, *The Archimedean two-wire spiral antenna*, IRE Transactions on Antennas and Propagation, 1960, vol. 8, no 3, p. 312-323.
- [7] T. E. Morgan, "*Spiral antennas for ESM*," IEE Proceedings, vol. 132, Pt. F, No.4, pp. 245-251, juillet 1985.
- [8] Vincent Callec, *Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale. Autre*. INSA de Rennes, 2013.
- [9] SpringerLink (Online service), et al. *Handbook of Antenna Technologies*. Singapore: Springer Reference, 2016.
- [10] J. Dyson, "*The unidirectional equiangular spiral antenna*," in IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 7, no. 4, pp. 329-334, October 1959.
- [11] Constantine A. Balanis. *Modern Antenna Handbook*, Wiley-Interscience, USA, 2008.
- [12] N. Marchand, *Transmission-Line Conversion Transformer*, Electronics, Vol. 17, pp. 142-145, December 1944.
- [13] V. Callec, *Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale*, Thèse de doctorat, Rennes, INSA, 2013.
- [14] J. D. Dyson, R. Ginyovski, *The Measurement of Balanced Impedances with a Coaxial Transmission Line System*, Antenna Lab., Univ. Of Illinois, Urbana, Tech. Rep. AFAL-TR-70-128, Contract AF 33(615)-69-C-1122, May 1970.

CHAPITRE 3

Conception et simulation

3.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que les antennes spirales sont considérées comme des antennes indépendantes de la fréquence. Leurs caractéristiques sont relativement stables sur une très large bande de fréquence. Elles sont donc considérées comme d'excellents éléments rayonnants pour des applications nécessitant une large bande de fréquences ainsi qu'une polarisation circulaire. Ce chapitre est la partie pratique de notre mémoire et sera dédié à la conception.

La conception de l'antenne finale est un processus d'optimisation des caractéristiques de l'élément rayonnant, qui est dans notre cas une spirale d'Archimède. D'abord, une étude paramétrique sera réalisée sur la structure de l'élément rayonnant pour comprendre l'influence de ses différents paramètres physiques, réduire au maximum ses dimensions et l'adapter à la bande de fréquence de notre intérêt. Puis, nous procéderons à l'optimisation du rayonnement et à l'augmentation du gain en éliminant le rayonnement bidirectionnel. Ensuite, nous examinerons des alternatives aux baluns, qui sont souvent utilisés pour alimenter les antennes spirales [1][2], en testant deux solutions récentes [3][4] pour alimenter l'antenne sans utilisation d'un balun. Enfin, nous effectuons une simplification de la structure finale pour réduire sa complexité.

3.2 Outil de simulations

Nous utilisons le logiciel Microwave-studio de CST (Computer Simulation Technology). CST est un logiciel de simulation électromagnétique en 3 Dimensions (3D) de composantes à hautes fréquences, fondé en 1992 et basé sur la méthode des intégrales finies (Finite Integral Technique) proposé par Weiland [5] en 1977. La méthode utilisée consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le maillage généré est donc volumique et chaque cellule du maillage est cubique. CST est commode et riche en modules solveurs (solveur temporel, solveur fréquentiel, ...) et offre une interface graphique conviviale et facile à utiliser.

3.3 Conception d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins (SADB) en espace libre

Dans un premier temps, nous allons concevoir une antenne spirale d'Archimède à deux brins (SADB) dans un espace libre. Ensuite nous allons varier les paramètres physiques de l'antenne. A travers cette étude, on va dimensionner l'antenne pour qu'elle fonctionne dans la bande de fréquence [3-10] GHz.

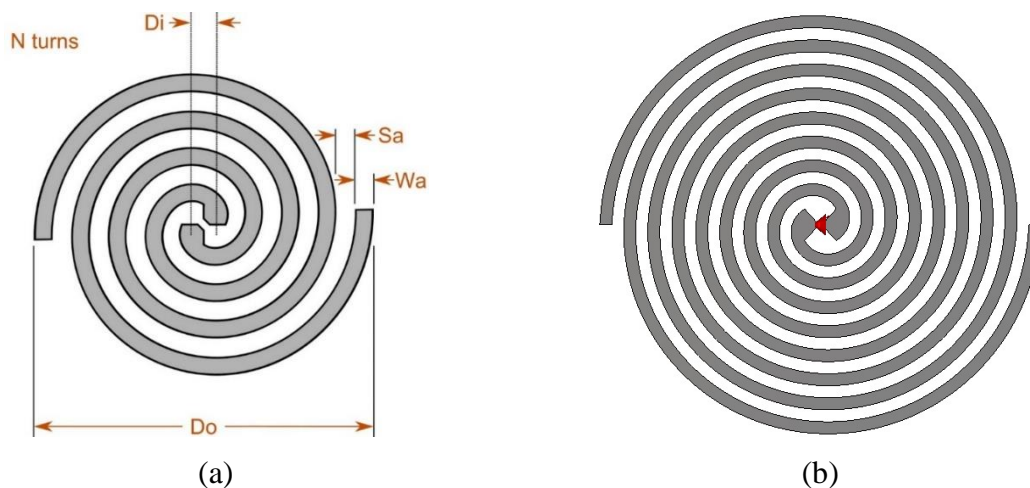


Figure 3. 1 : Antenne SADB en espace libre. (a) paramètres de l'antenne (b) vue de face.

Les dimensions de la spirale sont choisies de manière à avoir une antenne auto-complémentaire, la largeur des conducteurs est égale à l'espace entre les conducteurs. La structure est alimentée par le centre en utilisant un port discret avec une impédance de 188Ω .

Dans cette étude paramétrique, deux paramètres physiques de la spirale sont variés : le diamètre externe (D_o) et le diamètre interne (D_i). On fera varier le diamètre externe en variant la largeur des brins (W_a) et l'écart entre les brins (S_a), ils seront variés simultanément tous en gardant la caractéristique de l'auto-complémentarité.

3.3.1 Variation de la largeur des brins et l'écart entre brins

On fixe D_i et on varie D_o

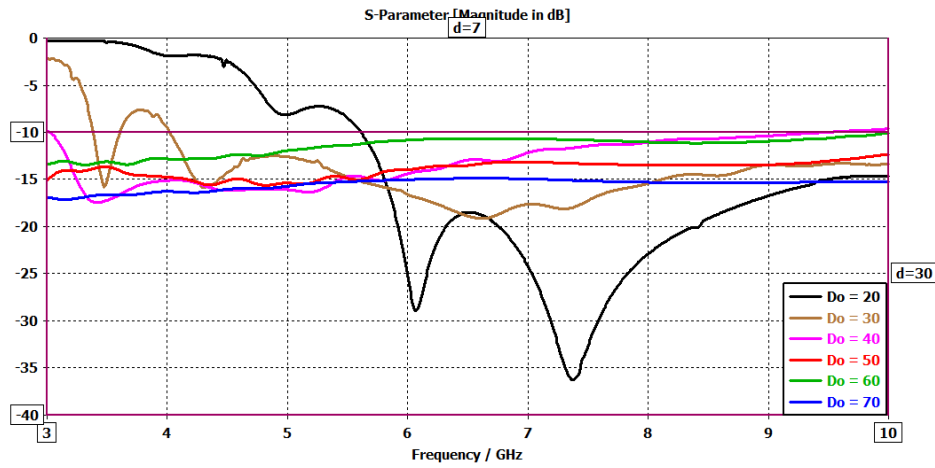


Figure 3. 2 : Effet de la variation de la largeur des brins et l'écart entre brins sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

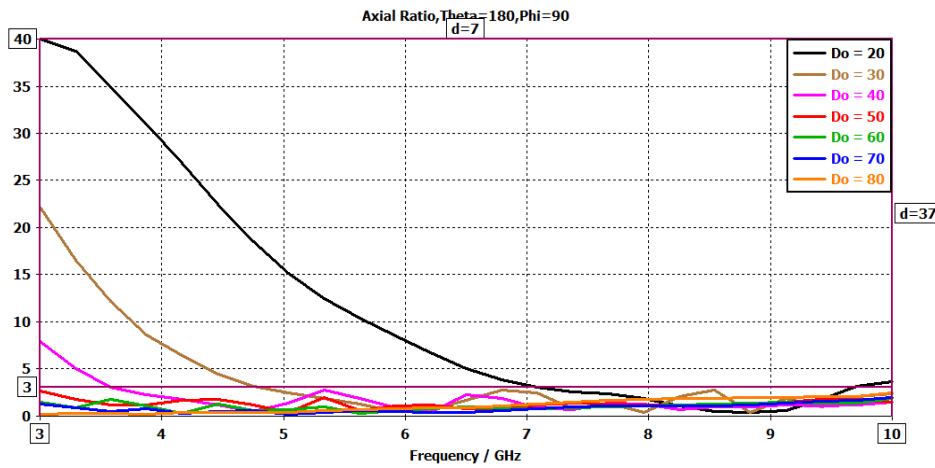


Figure 3. 3 : Effet de la variation de la largeur des brins et l'écart entre brins sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.

D_i (mm)	D_o (mm)	Fréquence de résonance (GHz)	Pic S_{11} (dB)	Fréquences limites ($S_{11} \leq -10$ dB)	Fréquences limites ($AR \leq 3$ dB)
5	20	7.36	-36.28	$5.61 \leq BP \leq 10$	$7.1 \leq BP \leq 9.62$
5	30	6.61	-19.13	$4 \leq BP \leq 10$	$4.81 \leq BP \leq 10$
5	40	3.42	-17.44	$3 \leq BP \leq 9.5$	$3.6 \leq BP \leq 10$
5	50	4.82	-15.62	$3 \leq BP \leq 10$	$3 \leq BP \leq 10$
5	60	3.32	-13.46	$3 \leq BP \leq 10$	$3 \leq BP \leq 10$
5	70	3.15	-17.12	$3 \leq BP \leq 10$	$3 \leq BP \leq 10$

Tableau 3. 1 : Résumé de l'effet de la variation de la largeur des brins et l'écart entre brins sur différents paramètres de l'antenne.

Nous observons que la largeur des brins et l'écart entre les brins de l'antenne spirale influencent la limite basse de la bande passante, l'augmentation de ces deux paramètres réduit la limite basse de la bande passante d'impédance. La bande de fréquence pour laquelle l'antenne spirale rayonne une polarisation circulaire augmente avec l'augmentation de ces deux paramètres.

3.3.2 Variation du diamètre interne

On fixe D_o et on varie D_i

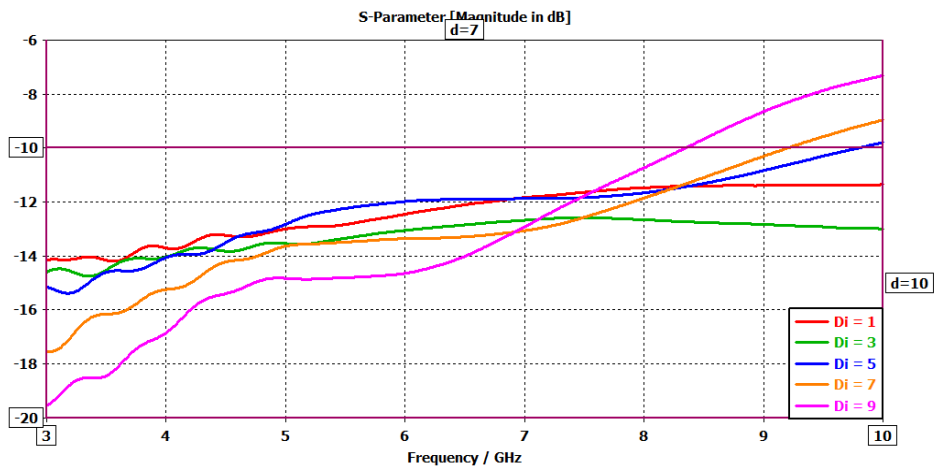


Figure 3. 4 : Effet de la variation du diamètre interne (D_i) sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

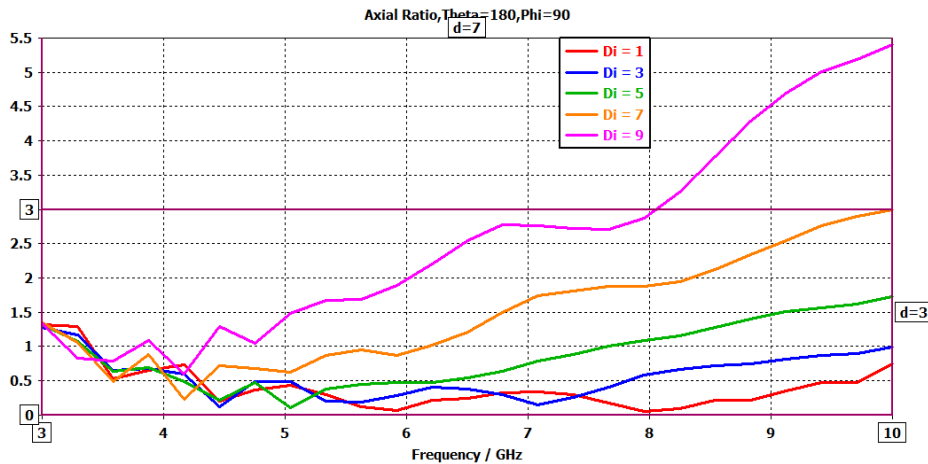


Figure 3. 5 : Effet de la variation du diamètre interne (D_i) sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.

Di (mm)	Do (mm)	Fréquence de résonance (GHz)	Pic S_{11} (dB)	Fréquences limites ($S_{11} \leq -10$ dB)	Fréquences limites ($AR \leq 3$ dB)
1	68	3.56	-14.19	$3 \leq BP \leq 10$	$3 \leq BP \leq 10$
3	68	3.35	-14.75	$3 \leq BP \leq 10$	$3 \leq BP \leq 10$
5	68	3.182	-15.38	$3 \leq BP \leq 9.8$	$3 \leq BP \leq 10$
7	68	3.02	-17.55	$3 \leq BP \leq 9.2$	$3 \leq BP \leq 10$
9	68	3	-19.55	$3 \leq BP \leq 8.35$	$3 \leq BP \leq 8.05$

Tableau 3. 2 : Résumé de l'effet de la variation du diamètre interne (Di) sur différents paramètres de l'antenne.

A partir des données explicitées ci-dessus, nous pouvons voir l'influence du diamètre interne sur la limite haute de la bande passante. L'augmentation du diamètre interne de l'antenne spirale réduit la limite haute de la bande passante d'impédance. La bande de fréquence pour laquelle l'antenne spirale rayonne une polarisation circulaire se réduit avec l'augmentation du diamètre interne de la spirale.

Après cette étude paramétrique, nous avons choisi les dimensions optimales de l'antenne pour qu'elle opère sur la bande de fréquence de 3 GHz à 10 GHz. Toutes les caractéristiques géométriques sont résumées dans le tableau 3.3.

Symbole	Valeur
Sa	2 mm
Wa	2 mm
Di	5 mm
Do	69 mm
N	4 tours

Tableau 3. 3 : Dimensions optimales retenues pour la conception de l'antenne SADB.

Dans la suite de l'étude, les dimensions de l'élément rayonnant sont celles énoncées dans le tableau ci-dessus.

3.3.3 Impédance d'entrée

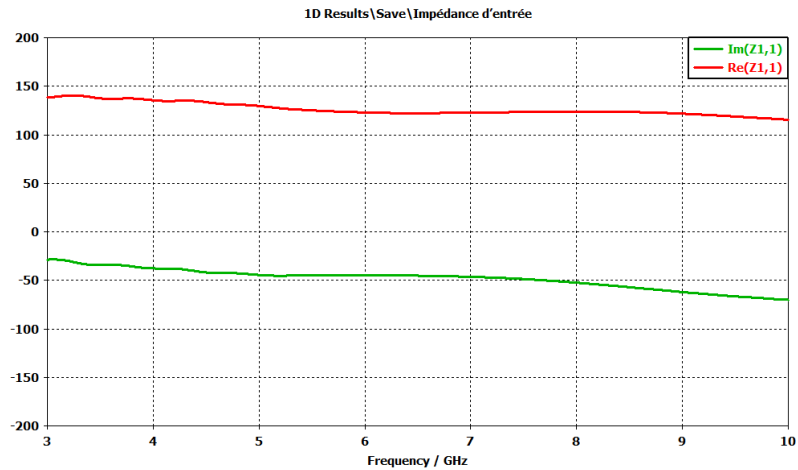


Figure 3. 6 : Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne SADB en fonction de la fréquence.

La figure 3.6 représente la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. Les valeurs de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée sont relativement stables autour des valeurs moyennes de 130 Ω et de -50 Ω respectivement.

3.3.4 Gain

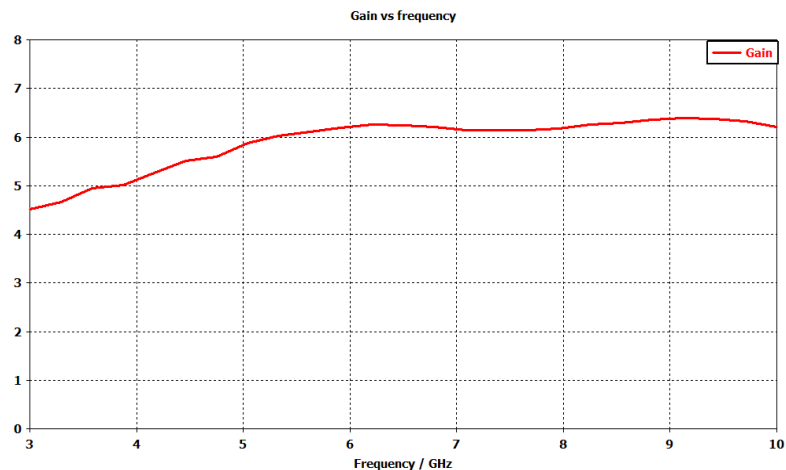


Figure 3. 7 : Gain de l'antenne SADB en fonction de la fréquence.

Le gain de l'antenne spirale croît légèrement avec la fréquence à partir d'une valeur de 4.5 dBi à la fréquence de 3 GHz, pour se stabiliser autour d'une valeur de 6 dBi à partir de la fréquence de 5 GHz.

3.3.5 Distribution des courants

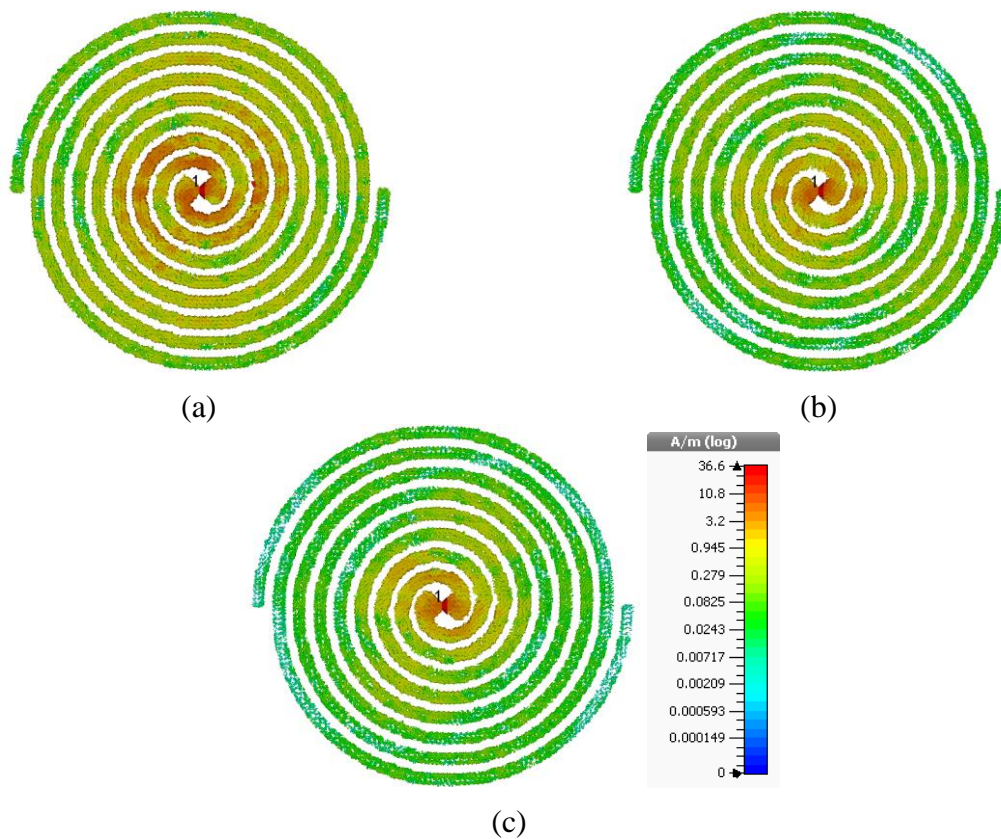


Figure 3. 8 : Distribution des courants surfaciques circulant sur les brins de l'antenne SADB : (a) 3 GHz (b) 6.5 GHz (c) 10 GHz.

La Figure 3.8 compare la distribution des courants surfaciques circulant sur les brins de la spirale aux fréquences 3 GHz, 6.5 GHz et 10 GHz. On peut constater que les courants circulant sur l'antenne sont concentrés au centre de la spirale et sont fortement atténués avant d'atteindre l'extrémité des brins.

3.3.6 Diagramme de rayonnement

La figure 3.9 montre le diagramme de rayonnement de l'antenne. On peut remarquer la symétrie du rayonnement par rapport au centre. Le lobe principal est formé suivant l'axe z. Deux polarisations croisées sont rayonnées, une polarisation circulaire droite (RHCP) dans la direction +z, et une polarisation circulaire gauche (LHCP) dans la direction -z.

RHCP
LHCP

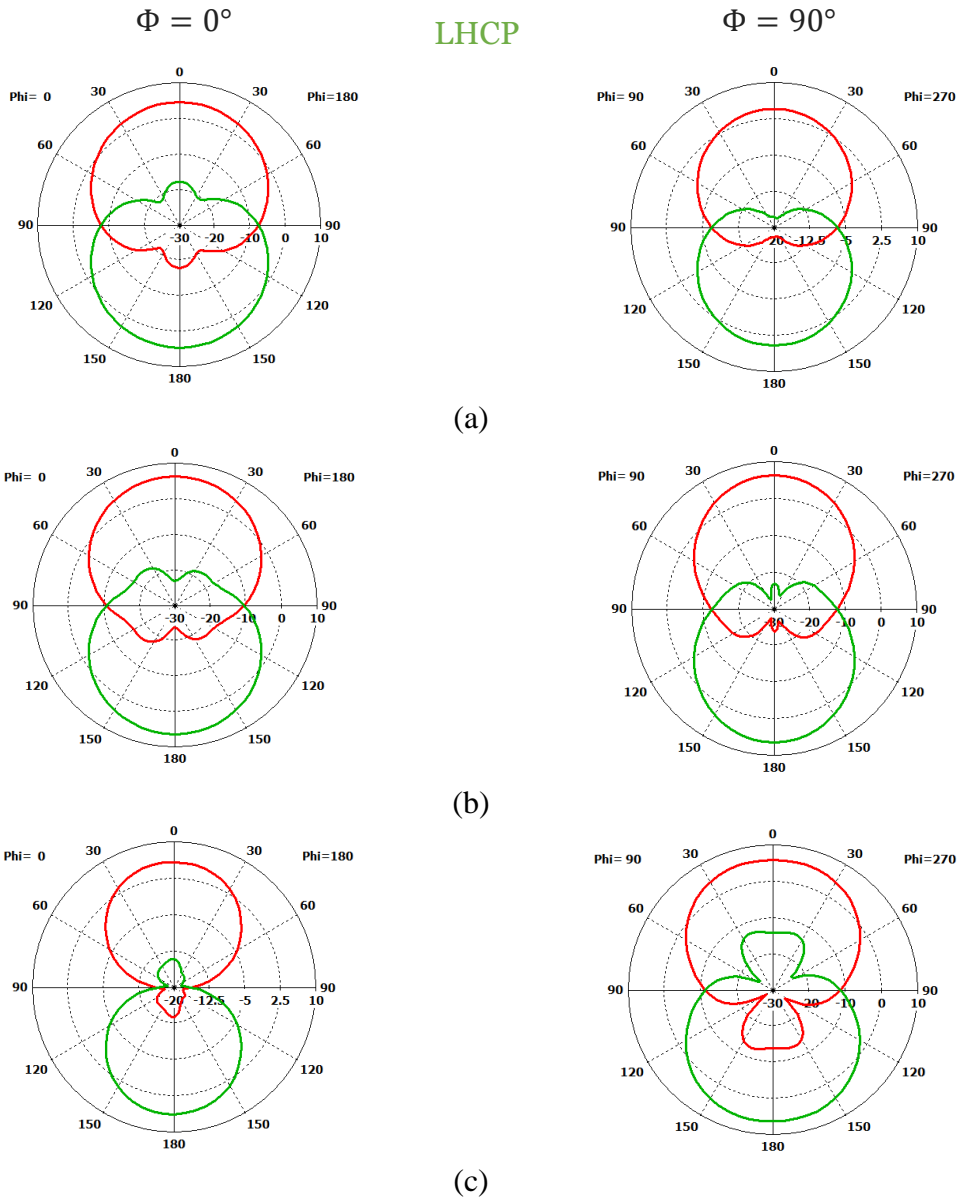


Figure 3. 9 : Diagramme de rayonnement de l'antenne SADB, (a) 3 GHz (b) 6.5 GHz (c) 10 GHz.

3.4 Optimisation du rayonnement et amélioration du gain

Dans le but de supprimer le rayonnement arrière et d'augmenter la directivité et par conséquent le gain de l'antenne, on va placer l'antenne SADB réalisée dans la partie précédente, dans une cavité métallique à hauteur extrêmement petite, comme le montre la figure 3.10 :

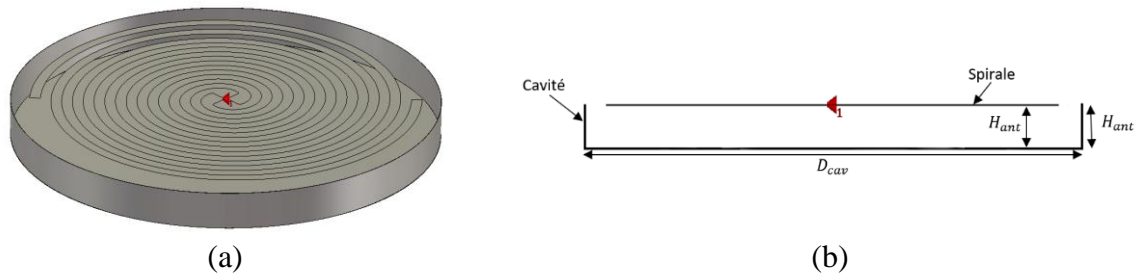


Figure 3. 10 : Antenne SADB dans une cavité métallique : (a) Vue perspective (b) Vue de côté.

La figure 3.10 montre une antenne SADB dans une cavité métallique. Les dimensions de la spirale sont les mêmes que la spirale réalisée dans la partie précédente, à savoir : $W_a = S_a = 2 \text{ mm}$, $D_i = 5 \text{ mm}$, $D_o = 69 \text{ mm}$ et $N = 4$ tours. La spirale est placée dans une cavité conductrice, dont le diamètre est $D_{cav} = 80 \text{ mm}$. La hauteur de la cavité est choisie pour être identique à la hauteur de l'antenne $H_{cav} = H_{ant} = 7 \text{ mm}$.

L'antenne est alimentée au centre de la spirale par un port discret d'une impédance de 188Ω , elle est analysée sur une bande de fréquences de $F_{min} = 3 \text{ GHz}$ jusqu'à $F_{max} = 10 \text{ GHz}$.

3.4.1 Antenne SADB avec et sans cavité

3.4.1.1 Coefficient de réflexion

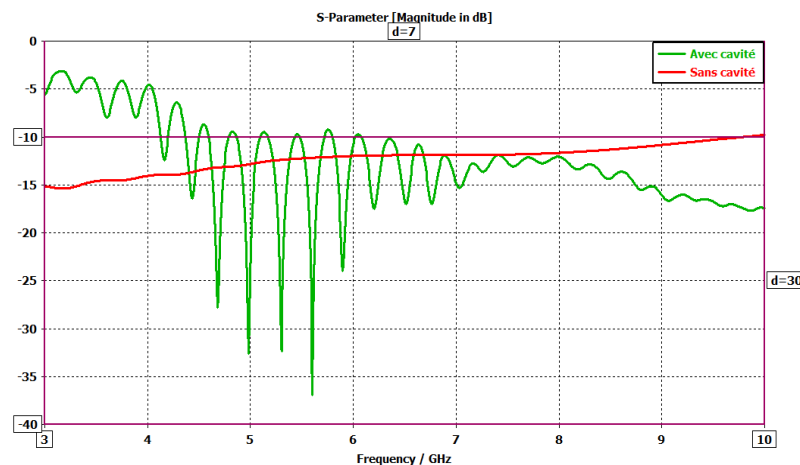
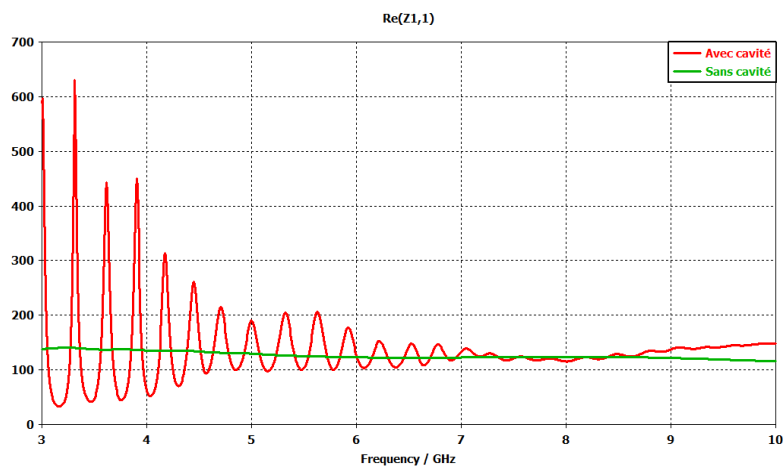


Figure 3. 11 : Comparaison entre le coefficient de réflexion d'une antenne SADB avec et sans cavité en fonction de la fréquence.

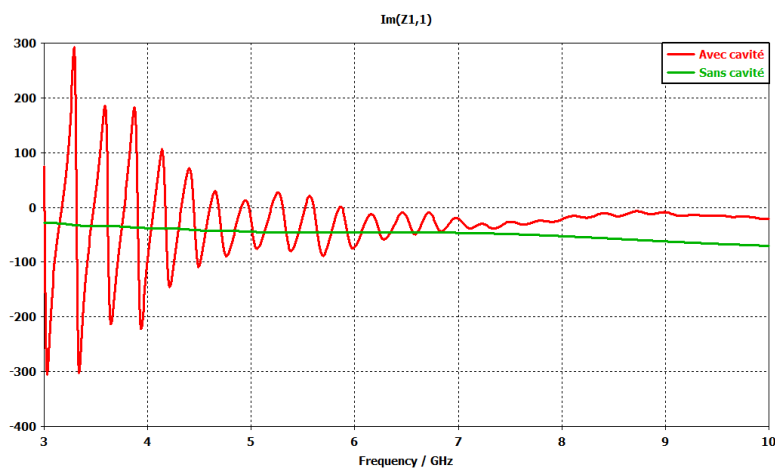
La figure 3.11 montre une comparaison entre le coefficient de réflexion d'une antenne SADB avec et sans cavité. On constate que l'adaptation d'impédance s'est dégradée en présence de la cavité et que la largeur de bande passante s'est réduite considérablement.

3.4.1.2 Impédance d'entrée

La figure 3.12 montre une comparaison entre la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'une antenne SADB avec et sans cavité. En espace libre, l'antenne a une impédance d'entrée relativement stable sur toute la bande de fréquence d'analyse. Cependant, lorsqu'elle est placée dans une cavité peu profonde, l'impédance d'entrée est instable sur la bande de fréquence d'analyse, comme le montre la figure 3.12. Une instabilité de l'impédance d'entrée aux basses fréquences est perceptible.



(a)



(b)

Figure 3. 12 : Comparaison entre l'impédance d'entrée d'une antenne SADB avec et sans cavité en fonction de la fréquence : (a) Partie réel (b) partie imaginaire.

3.4.1.3 Gain

La figure 3.13 montre une comparaison entre le gain d'une antenne SADB avec et sans cavité. On observe une augmentation du gain de plus de 2 dBi en présence de la cavité. Le gain atteint maintenant des valeurs proches de 9 dBi.

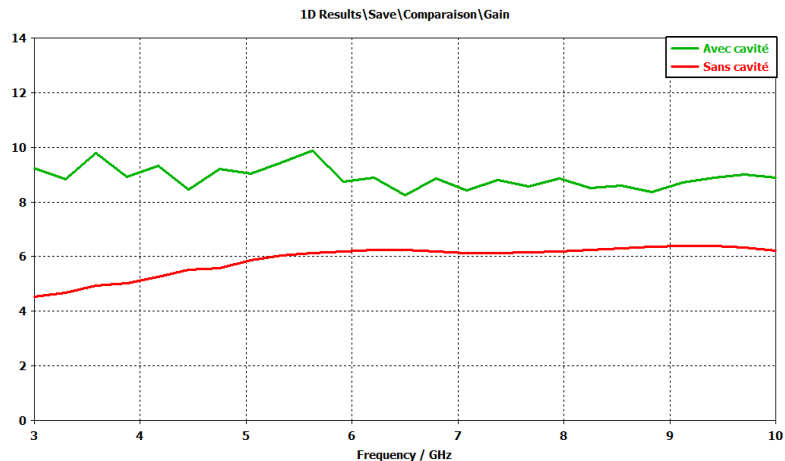


Figure 3. 13 : Comparaison entre le gain d'une antenne SADB avec et sans cavité en fonction de la fréquence.

3.4.1.4 Taux d'ellipticité

La figure 3.14 montre une comparaison entre le taux d'ellipticité d'une antenne SADB avec et sans cavité. Le taux d'ellipticité en présence de la cavité est supérieur à 3 dB sur la bande de fréquence de 3 GHz à 6 GHz. La polarisation devient alors elliptique sur cette bande.

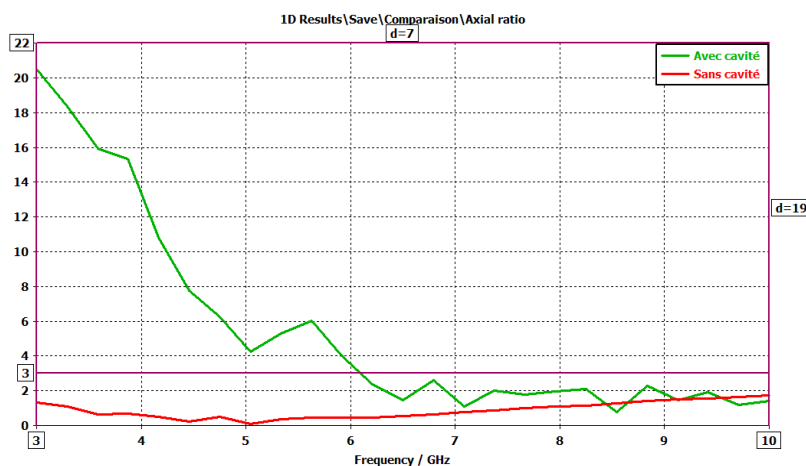


Figure 3. 14 : Comparaison entre le taux d'ellipticité d'une antenne SADB avec et sans cavité en fonction de la fréquence.

3.4.2 Restauration du fonctionnement stable de l'antenne

En comparant le fonctionnement d'une antenne SADB en espace libre et en présence d'une cavité métallique, nous avons constaté à partir de l'étude précédente, une perturbation de l'impédance d'entrée de l'antenne et une augmentation du taux d'ellipticité au-dessus de 3 dB aux basses fréquences dues à la présence de la cavité. Pour pallier à cela, les auteurs de [6] ont montré que l'utilisation d'un matériau absorbant permet de restaurer le fonctionnement stable de l'antenne. Nous avons décidé de tester cette solution, en ajoutant une couronne d'absorbant au-dessous des brins de l'antenne comme le montre la figure 3.15 :

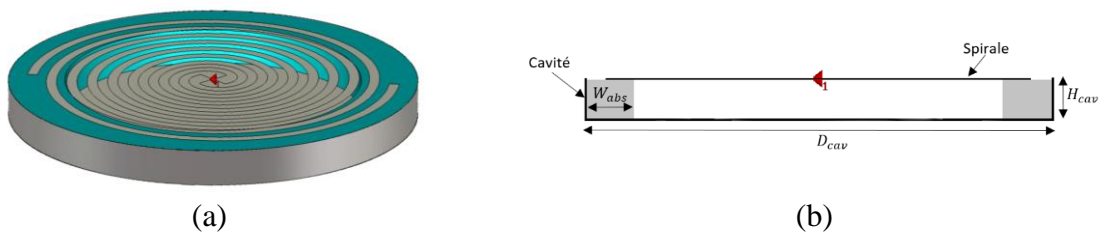


Figure 3. 15 : Antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant : (a) Vue perspective (b) Vue de côté.

L'absorbant est un matériau diélectrique non conducteur caractérisé par sa permittivité relative $\epsilon_r = \epsilon' - \epsilon''$ et sa perméabilité relative $\mu_r = 1$. La prochaine étape consiste à obtenir une valeur appropriée pour ϵ_r . Une analyse a été effectuée dans [7] en utilisant une composante réelle, allant de $\epsilon' = 1.2$ à 3.1 avec la tangente de l'angle de pertes $\tan \delta = \epsilon''/\epsilon'$ comme paramètre. Il est constaté qu'un matériau absorbant avec $(\epsilon', \tan \delta) = (1.9, 0.5)$ permet d'avoir une impédance d'entrée relativement stable. L'épaisseur de la couronne d'absorbant est fixée pour être : $W_{abs} = 11 \text{ mm}$.

Les caractéristiques de l'antenne SADB sont données sur les figures suivantes :

3.4.2.1 Coefficient de réflexion

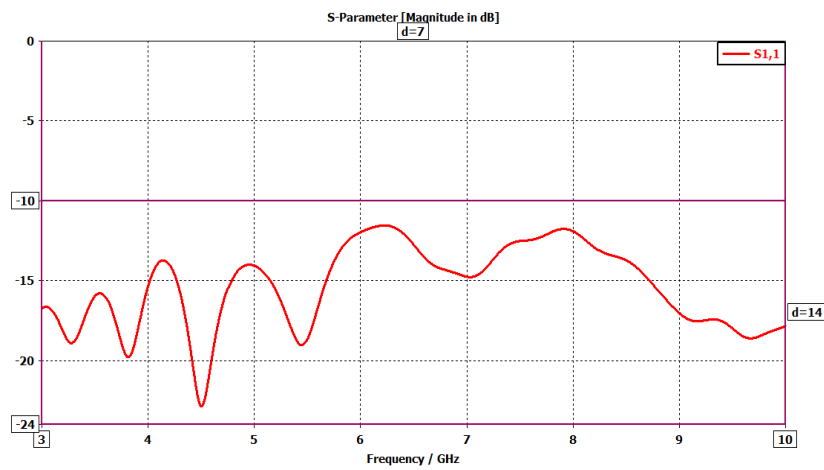


Figure 3. 16 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant.

3.4.2.2 Impédance d'entrée

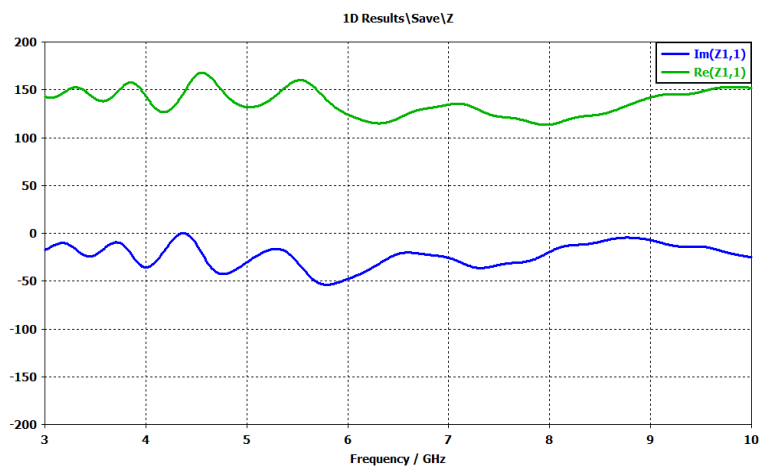


Figure 3. 17 : la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence d'une antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant.

3.4.2.3 Gain

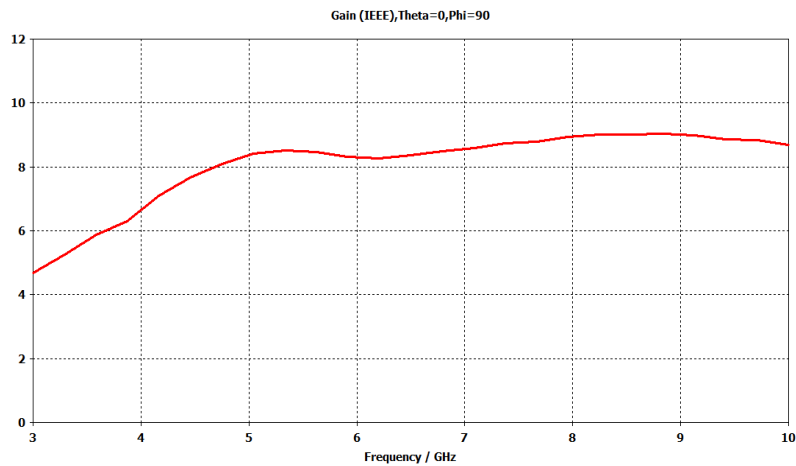


Figure 3. 18 : Le gain en fonction de la fréquence d'une antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant.

3.4.2.4 Taux d'ellipticité

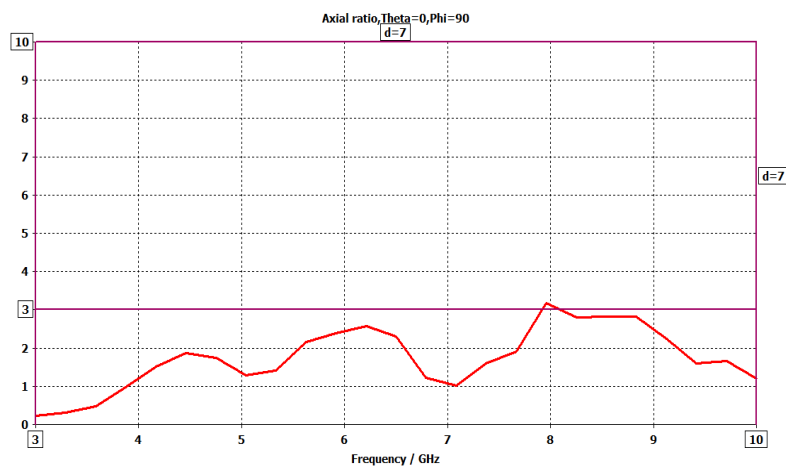


Figure 3. 19 : Le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence d'une antenne SADB dans une cavité métallique avec une couronne d'absorbant.

On voit clairement que les caractéristiques large bande de l'antenne sont restaurées après l'ajout d'une couronne d'absorbant. D'après [3] et [7], les caractéristiques de l'antenne sont perturbées par la réflexion des champs électromagnétiques (EM) au fond de la cavité ; Ces champs réfléchis affectent le courant le long des bras de la spirale, ce qui entraîne une impédance d'entrée dépendante de la fréquence et une détérioration du taux d'ellipticité. L'ajout d'une couronne d'absorbant permet de réduire ces champs EM réfléchis et aussi, en mettant en contact l'absorbant avec l'extrémité des brins de la spirale, ça permet d'absorber les courants réfléchis par les extrémités des brins.

3.5 Alimentation par câble coaxial

L'antenne construite jusqu'à présent est alimentée par une alimentation équilibrée (une telle antenne sera appelée SADB en mode équilibré). Désormais elle sera alimentée directement avec une ligne coaxiale, où un bras est alimenté par cette ligne coaxiale et l'autre bras se comporte comme un élément parasite (on l'appellera SADB en mode déséquilibré).

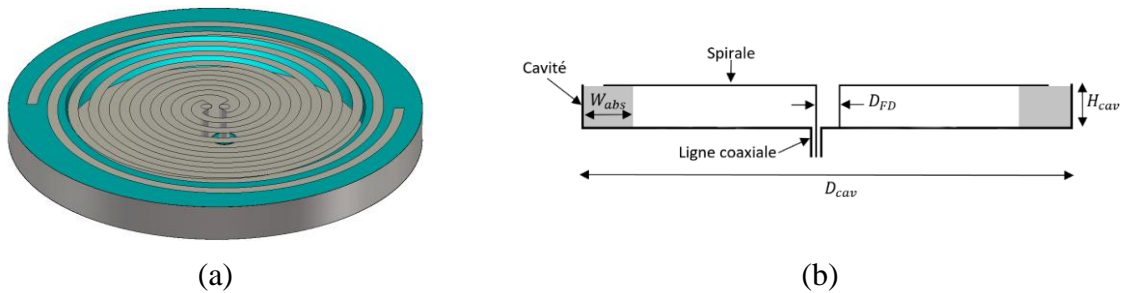


Figure 3. 20 : Antenne SADB en mode déséquilibré : (a) Vue perspective (b) Vue de côté.

La figure 3.20 montre une antenne SADB en mode déséquilibré. L'un des bras est connecté au conducteur interne d'une ligne d'alimentation coaxiale, tandis que l'autre bras est court-circuité au fond de la cavité. Les dimensions de l'antenne sont celles établies dans les sections précédentes. L'espacement entre les deux bras verticaux est $D_{FD} = 1 \text{ mm}$.

3.5.1.1 Coefficient de réflexion

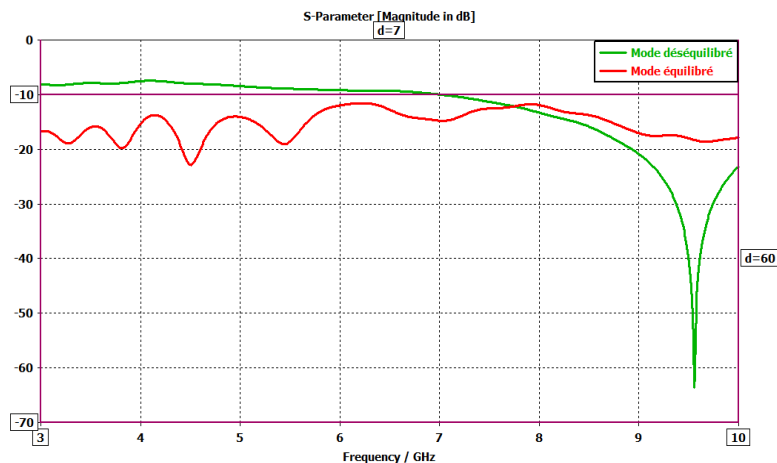
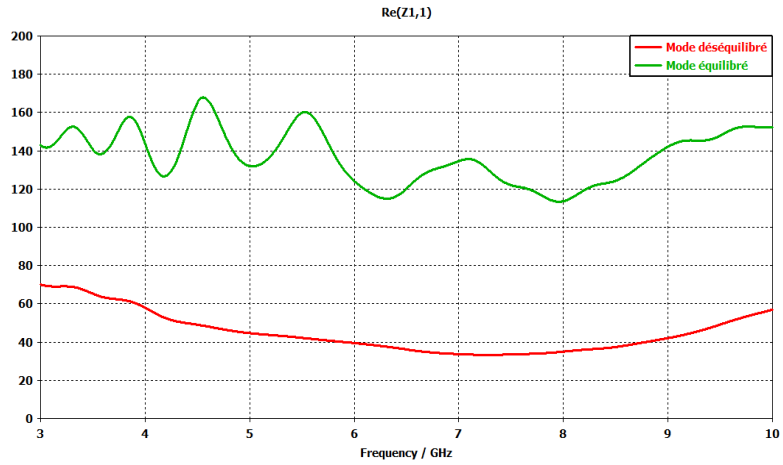


Figure 3. 21 : Comparaison entre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré.

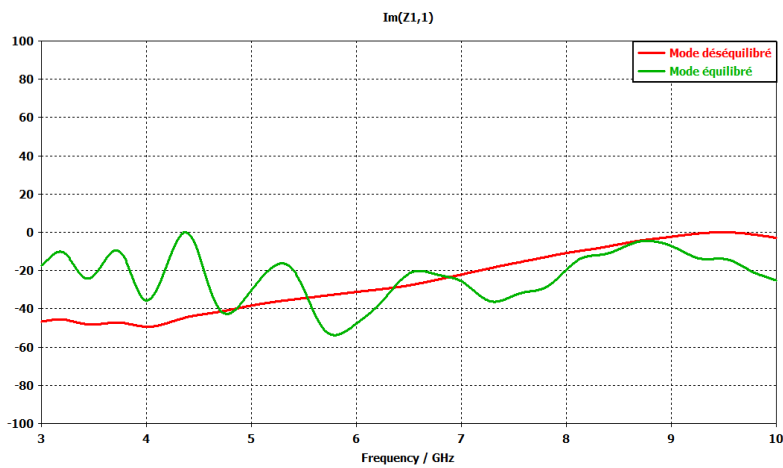
La figure 3.21 montre une comparaison entre le coefficient de réflexion d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré. Le coefficient de réflexion de l'antenne en

mode déséquilibré est acceptablement petit sur toute la bande de fréquence de notre intérêt (3 à 10 GHz). Sur la moitié de cette bande, le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB.

3.5.1.2 Impédance d'entrée



(a)



(b)

Figure 3. 22 : Comparaison entre l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré : (a) Partie réelle (b) partie imaginaire.

3.5.1.3 Gain

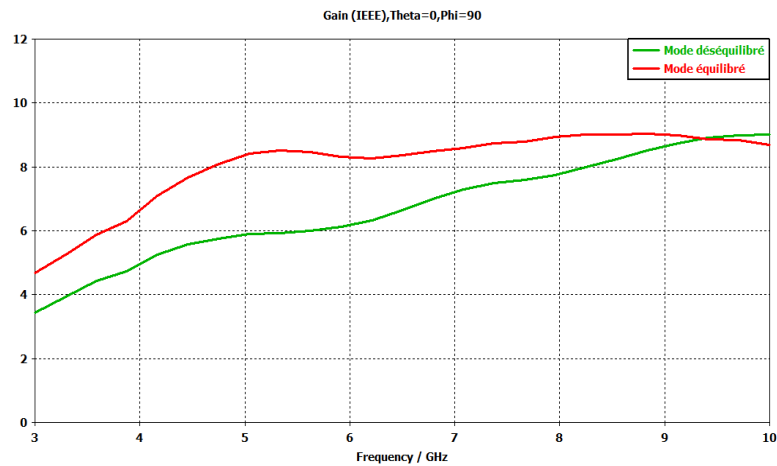


Figure 3. 23 : Comparaison entre le gain en fonction de la fréquence d’une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré

La figure 3.23 montre une comparaison entre le gain d’une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré. On constate que le gain de l’antenne en mode déséquilibré est légèrement inférieur à celui de l’antenne en mode équilibré. Lorsque la fréquence augmente, le gain approche une valeur d’environ 8,5 dBi.

3.5.1.4 Taux d’ellipticité

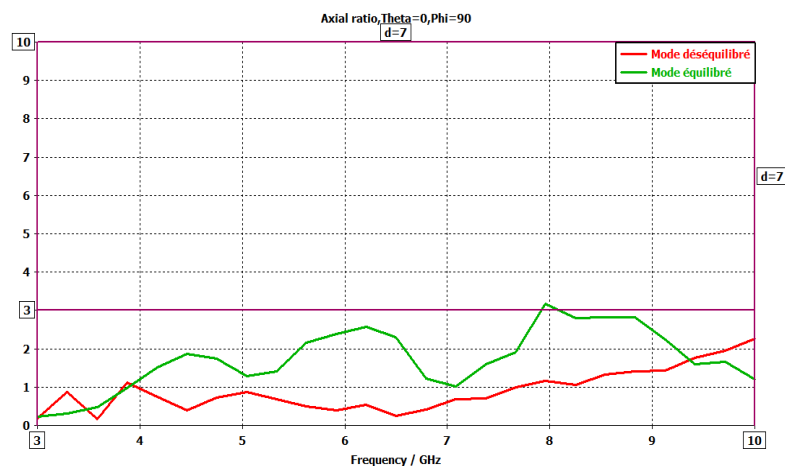


Figure 3. 24 : Comparaison entre le taux d’ellipticité en fonction de la fréquence d’une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré.

La figure 3.24 montre une comparaison entre le taux d’ellipticité d’une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré. La figure révèle que le taux d’ellipticité de l’antenne en mode déséquilibré est similaire à celui d’une antenne en mode équilibré, montrant des petites valeurs inférieures à 3 dB sur toute la bande de fréquence (3–10 GHz).

3.5.1.5 Diagramme de rayonnement

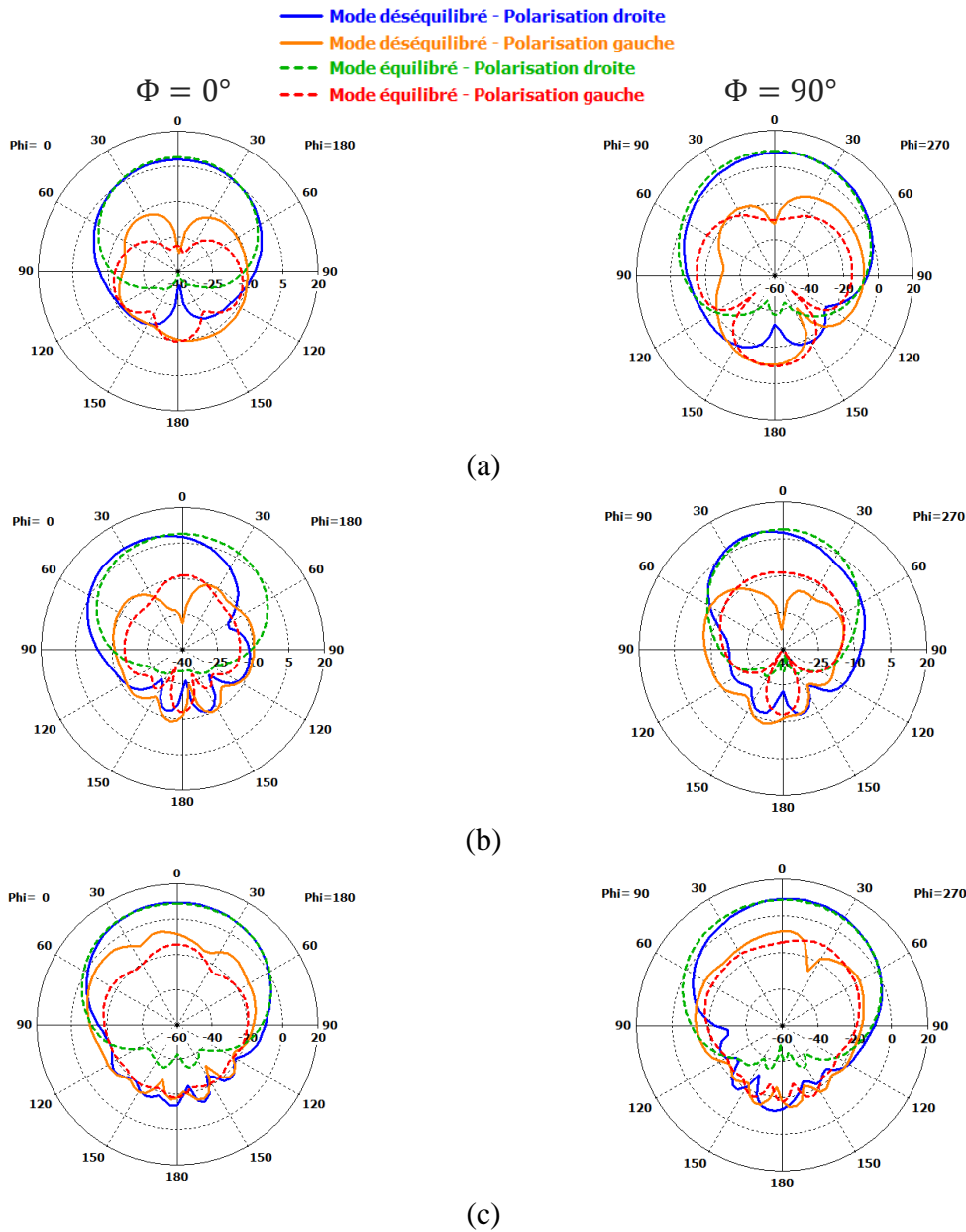


Figure 3. 25 : Comparaison entre le diagramme de rayonnement d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré, (a) 3 GHz (b) 6.5 GHz (c) 10 GHz.

La figure 3.25 montre une comparaison entre le diagramme de rayonnement d'une antenne SADB en mode équilibré et en mode déséquilibré à différentes fréquences. On constate que le diagramme de rayonnement de l'antenne en mode déséquilibré est légèrement asymétrique par rapport à l'axe z, tandis qu'en mode équilibré le diagramme de rayonnement est systématiquement symétrique. Cependant, ces asymétries ne sont pas très remarquables, et l'antenne en mode déséquilibré montre un diagramme de rayonnement similaire à celui en mode équilibré.

D'après les résultats de simulation de l'antenne dans cette section, on peut dire que l'antenne en mode déséquilibré présente des caractéristiques comparables à celles observées en mode équilibré, à l'exception d'un diagramme de rayonnement légèrement asymétrique et d'une bande passante réduite. Mais cette antenne présente un avantage par rapport à celle en mode équilibré, qui est de disposer d'un système d'alimentation simple (pas besoin d'un balun).

3.5.1.6 Variation de la hauteur de l'antenne H_{ant}

La hauteur de l'antenne dans la section précédente est fixée à 7 mm. Dans cette section, nous étudions l'effet de variation de la hauteur de l'antenne sur ses caractéristiques. Pour cela, nous utiliserons trois valeurs proches de la valeur originale, à savoir $H_{ant} = 5\text{ mm}$, 10.5 mm et 14 mm .

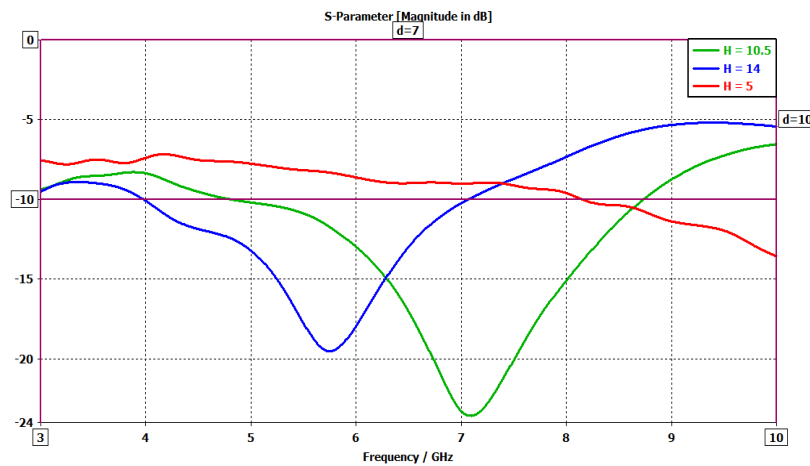


Figure 3. 26 : Effet de la variation de la hauteur de l'antenne sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La figure 3.26 montre l'effet de la variation de la hauteur de l'antenne sur le coefficient de réflexion. On remarque que quand la hauteur de l'antenne est extrêmement petite, à savoir $H_{ant} = 5\text{ mm}$, le coefficient de réflexion sur la plus grande partie de la bande d'analyse est supérieur à -10 dB, l'antenne est désadaptée. Pour des valeurs de $H_{ant} = 10.5\text{ mm}$ et $H_{ant} = 14\text{ mm}$, l'antenne est mieux adaptée, mais sur des bandes de fréquences moins larges.

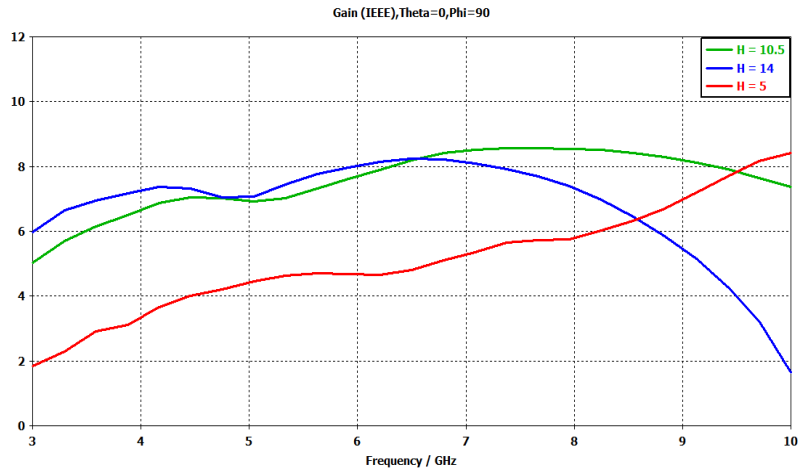


Figure 3. 27 : Effet de la variation de la hauteur de l’antenne sur le gain en fonction de la fréquence.

La figure 3.27 montre l’effet de la variation de la hauteur de l’antenne sur le gain. On peut apercevoir que le gain pour des valeurs de la hauteur de $H_{ant} = 10.5$ mm et 14 mm montre presque la même tendance à des fréquences plus basses (inférieures à 7 GHz). Cependant, comme la fréquence augmente au-dessus de 7 GHz, le gain pour une hauteur de $H_{ant} = 14$ mm diminue. En effet, le plan réflecteur étant éloigné de l’antenne, celle-ci devient moins directive.

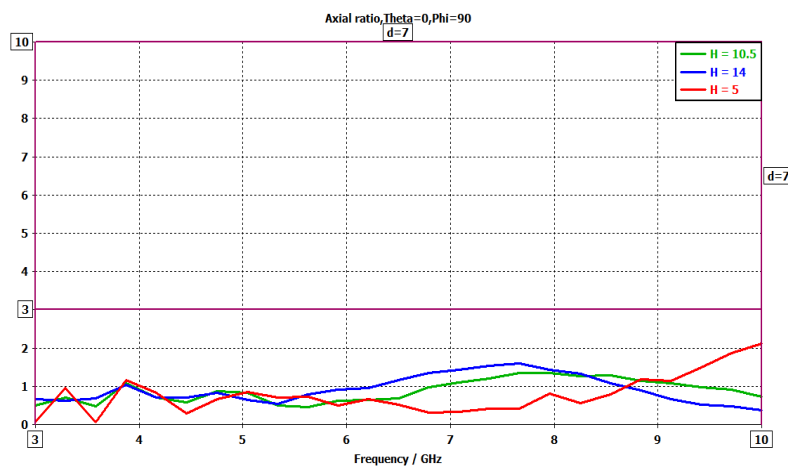


Figure 3. 28 : Effet de la variation de la hauteur de l’antenne sur le taux d’ellipticité en fonction de la fréquence.

La figure 3.28 montre l’effet de la variation de la hauteur de l’antenne sur le taux d’ellipticité. Le taux d’ellipticité reste inférieur à 3 dB sur toute la bande de fréquence d’analyse.

À partir de ces comparaisons des caractéristiques de l'antenne pour $H_{ant} = 5\text{ mm}$, 10.5 mm et 14 mm , on peut dire que le choix de la hauteur de l'antenne de $H_{ant} = 10.5\text{ mm}$ est acceptable pour la réalisation de l'antenne.

3.5.1.7 Variation de l'espacement entre les lignes d'alimentations D_{FD}

L'espacement entre les lignes d'alimentation dans les sections précédentes est fixé à $D_{FD} = 1\text{ mm}$. Dans cette section, une analyse est effectuée en utilisant deux valeurs supplémentaires, $D_{FD} = 0.5\text{ mm}$ et $D_{FD} = 1.5\text{ mm}$.

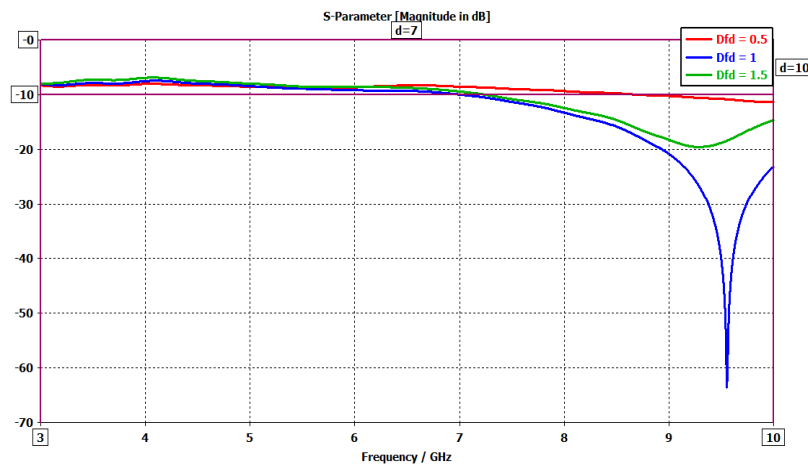


Figure 3. 29 : Effet de la variation de l'espacement entre les lignes d'alimentation sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

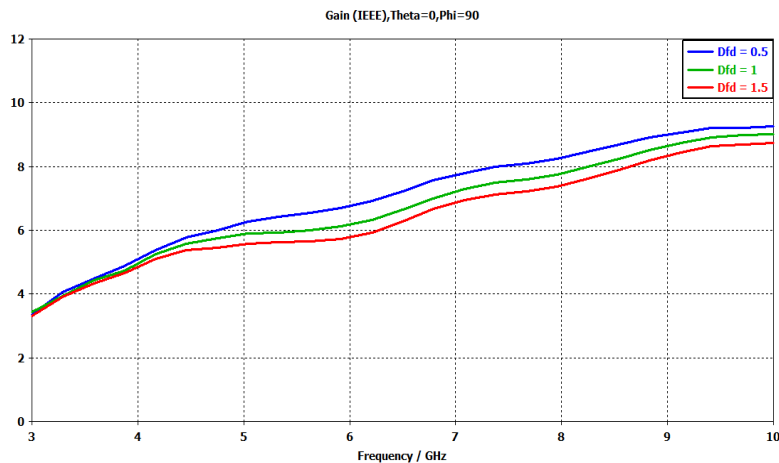


Figure 3. 30 : Effet de la variation de l'espacement entre les lignes d'alimentations sur le gain en fonction de la fréquence.

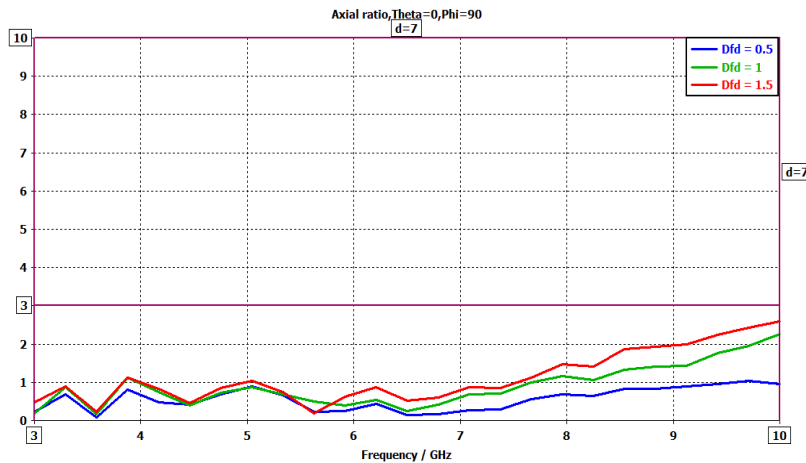


Figure 3. 31 : Effet de la variation de l'espace entre les lignes d'alimentation sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.

D'après les figures 3.29 – 3.31, On constate que le taux d'ellipticité et le gain obtenus pour $D_{FD} = 1 \text{ mm}$ restent pratiquement inchangés pour les deux valeurs supplémentaires. Cependant, les coefficients de réflexions sont différents de ceux de $D_{FD} = 1 \text{ mm}$. On constate qu'à mesure que D_{FD} diminue, l'antenne devient plus adaptée. Ce fait est utilisé pour obtenir une meilleure adaptation entre l'impédance de l'antenne et de celle de la ligne d'alimentation.

Le choix de $D_{FD} = 1 \text{ mm}$ est acceptable pour une ligne d'alimentation de 50Ω sur une bande de fréquences de 3 GHz à 10 GHz.

3.6 Simplification de la structure (réduction du nombre de brins)

A travers le travail qu'on a accompli jusqu'à présent, on a pu simuler une antenne spirale d'Archimède dans une cavité, alimentée directement par une ligne coaxiale. L'analyse de cette antenne révèle que ses caractéristiques sont stables sur une large bande de fréquences et sont comparables à celles d'une antenne spirale en mode équilibré. Cette antenne présente alors un avantage du fait qu'elle a été alimentée directement par une ligne coaxiale (sans balun).

Dans cette section, une antenne spirale d'Archimède à un seul brin (SASB) dans une cavité métallique alimentée par une ligne coaxiale est examinée. Si les caractéristiques de cette antenne restent stables sur une large bande de fréquence et comparables à celles d'une antenne à deux brins, alors la structure de cette antenne est plus simple, ce qui entraîne une diminution du coût de conception.

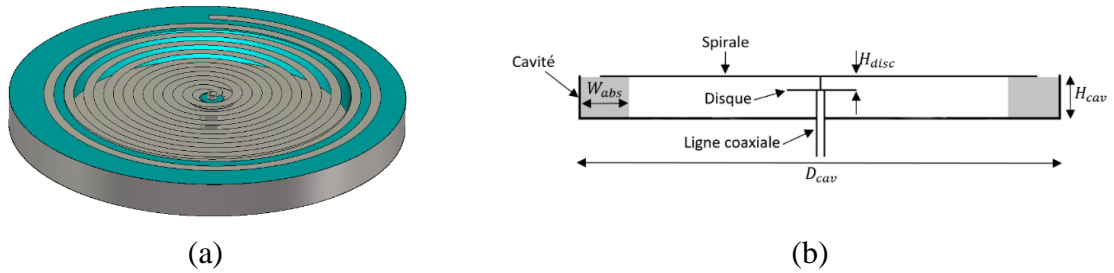


Figure 3. 32 : Antenne SASB alimenté par une ligne coaxiale : (a) Vue perspective (b) Vue de côté.

La figure 3.32 montre une antenne SASB dans une cavité métallique et alimentée par une ligne coaxiale. Le brin de la spirale de largeur W_a est placé au-dessus d'un disque métallique de rayon r_{disc} . L'espacement entre le plan de la spirale et le plan du disque est H_{disc} . L'antenne est alimentée par une ligne coaxiale, ou le conducteur interne du câble coaxial est connecté au brin de la spirale et le conducteur externe est connecté au disque. Pour réduire les champs EM réfléchis par la cavité et absorber les courants réfléchis par l'extrémité du brin, une couronne d'absorbant est ajoutée avec un matériau absorbant caractérisé par $(\epsilon', \tan \delta) = (1.9, 0.5)$. Les dimensions de l'antenne sont représentées dans le tableau 3.4 :

Symbole	Valeur
Sa	2 mm
Wa	2 mm
Di	2 mm
Do	68 mm
N	8.25 tours
W_{abs}	11 mm
H_{disc}	1 mm
r_{disc}	5 mm
D_{cav}	80 mm

Tableau 3. 4 : Les dimensions de l'antenne spirale d'Archimède à un seul brin.

3.6.1 Variation de l'espacement du disque H_{disc}

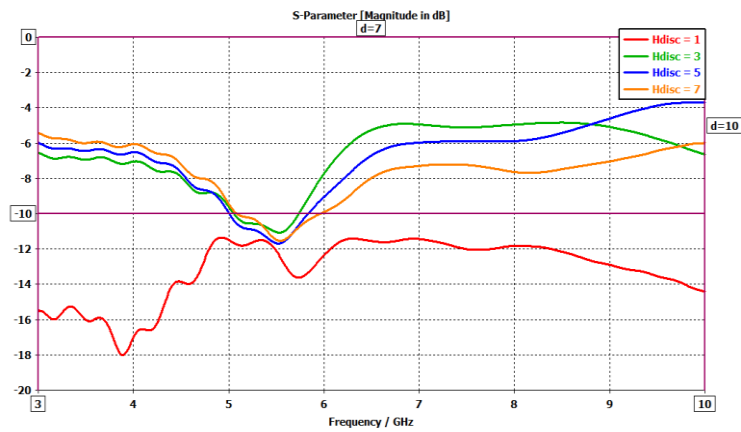


Figure 3.33 : Effet de la variation de l'espacement du disque H_{disc} sur le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

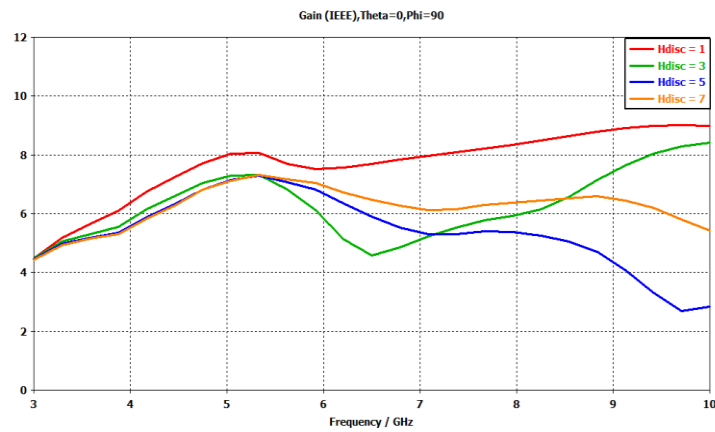


Figure 3.34 : Effet de la variation de l'espacement du disque H_{disc} sur le gain en fonction de la fréquence.

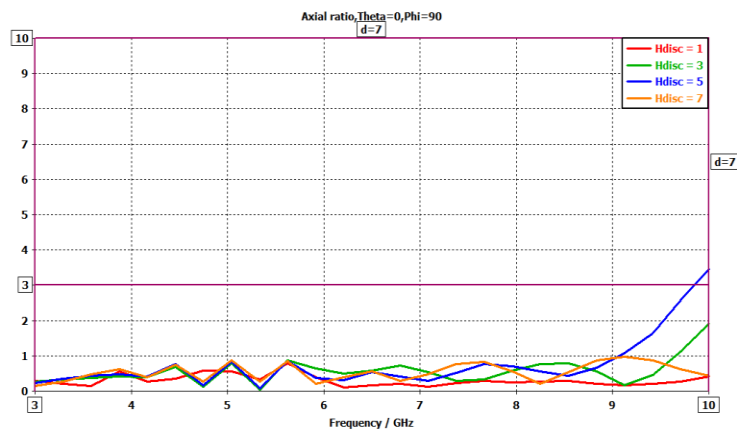


Figure 3.35 : Effet de la variation de l'espacement du disque H_{disc} sur le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.

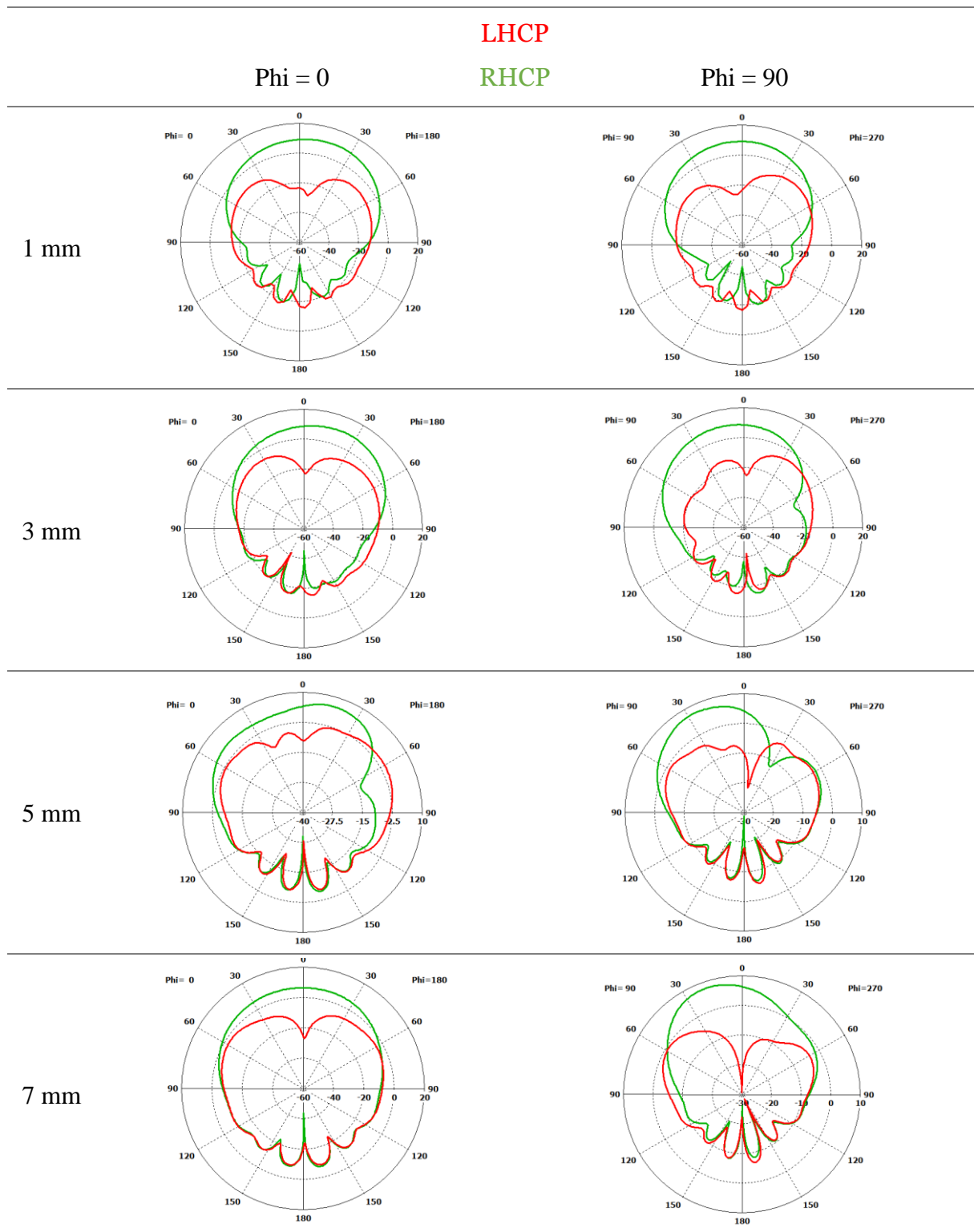


Figure 3. 36 : Effet de la variation de l'espacement du disque H_{disc} sur le diagramme de rayonnement à 10 GHz.

Les figures 3.33 – 3.36 montre l'effet de la variation de l'espacement du disque H_{disc} sur le coefficient de réflexion, le gain, le taux d'ellipticité et le diagramme de rayonnement. On

peut apercevoir que pour $H_{disc} = 1 \text{ mm}$, le coefficient de réflexion est suffisamment petit, le gain est relativement stable sur la bande de fréquence d'analyse, le taux d'ellipticité est moins sensible à la fréquence et inférieur à 3 dB et le diagramme de rayonnement est symétrique par rapport à l'axe z.

3.6.2 Comparaison entre l'antenne SADB et l'antenne SASB

Dans cette sous-section, on va comparer les caractéristiques de l'antenne SASB qu'on a désigné dans cette section, avec celles de l'antenne SADB en mode déséquilibré qu'on a désigné dans la section 5.

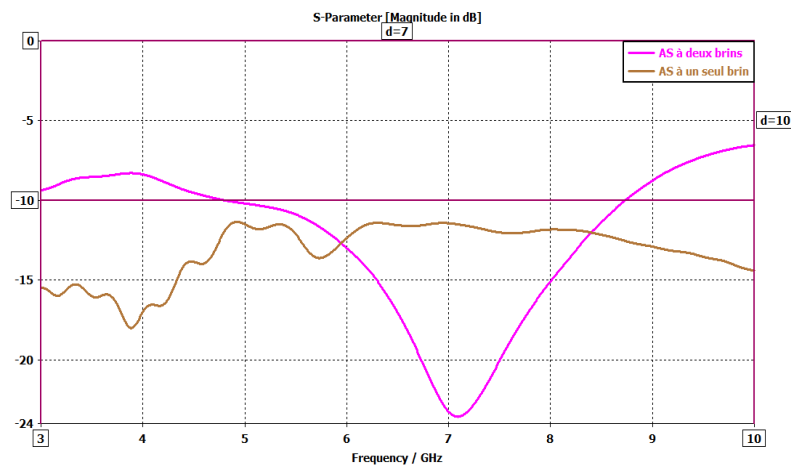


Figure 3. 37 : Comparaison entre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne SASB et l'antenne SADB.

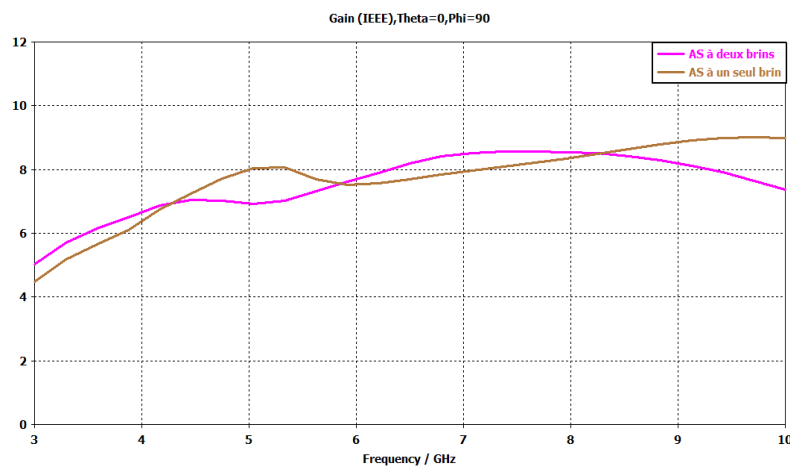


Figure 3. 38 : Comparaison entre le gain en fonction de la fréquence de l'antenne SASB et l'antenne SADB.

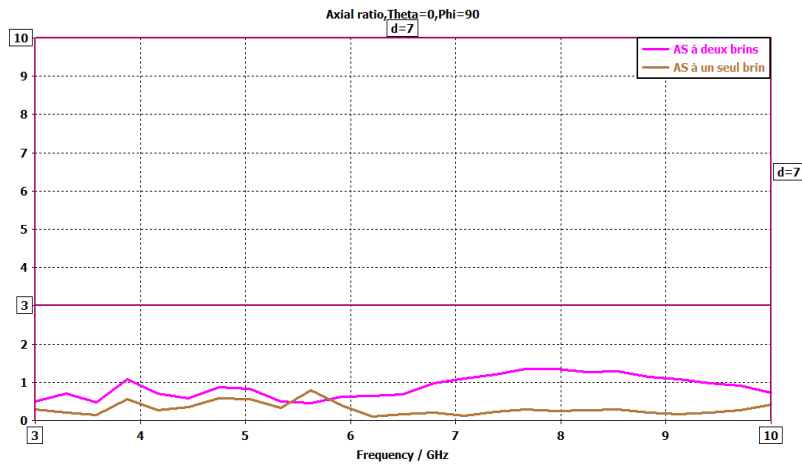
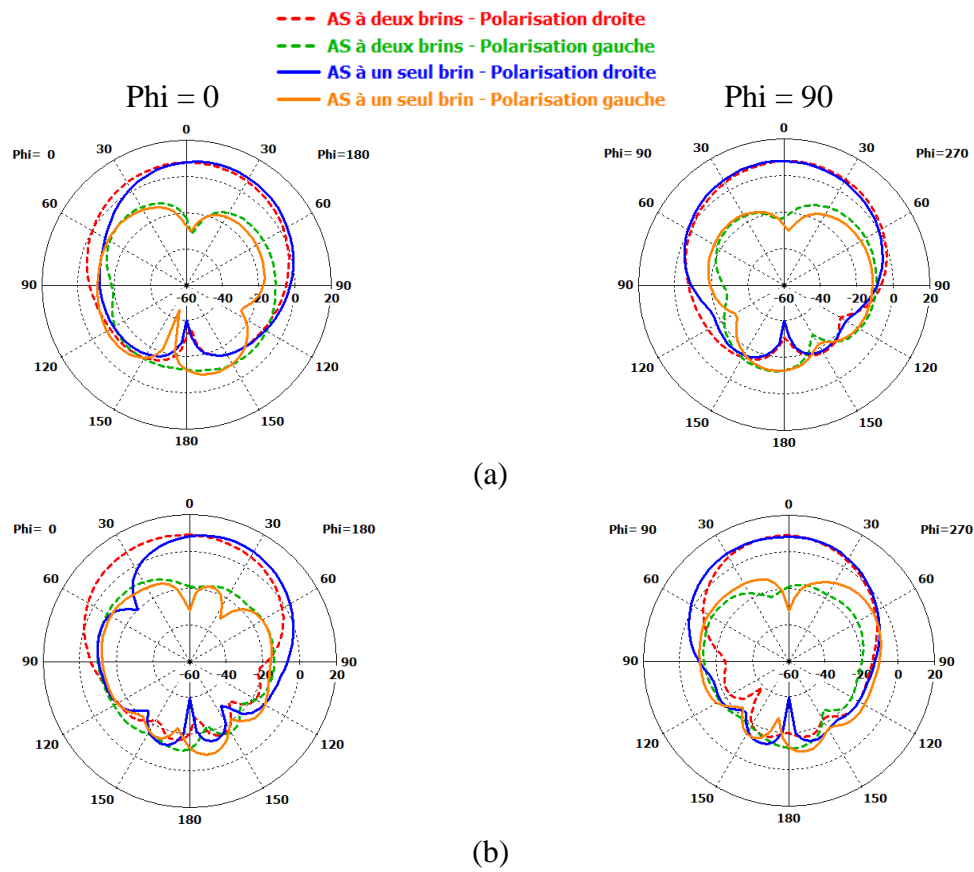


Figure 3. 39 : Comparaison entre le taux d'ellipticité en fonction de l'antenne SASB et l'antenne SADB.



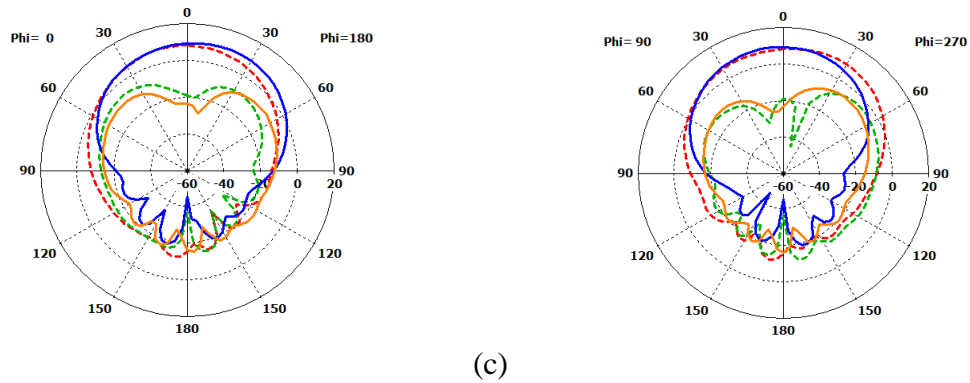


Figure 3. 40 : Comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne SASB et l'antenne SADB, (a) 3 GHz (b) 6.5 GHz (c) 10 GHz.

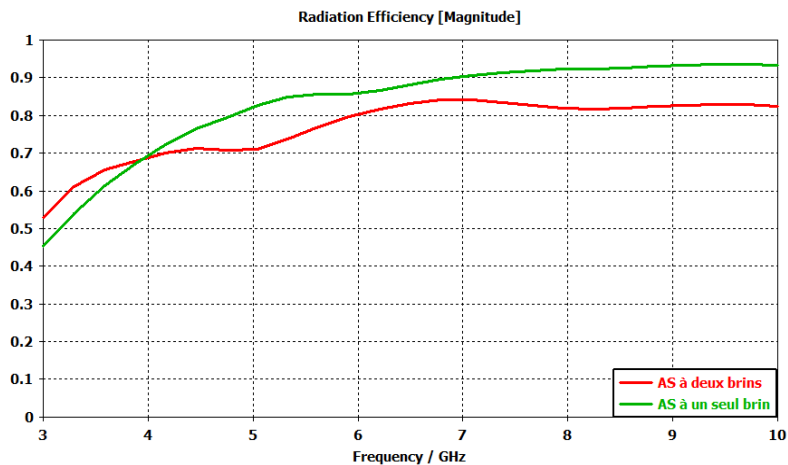


Figure 3. 41 : Comparaison entre l'efficacité du rayonnement de l'antenne SASB et l'antenne SADB.

Les figures 3.37 – 3.41 montrent une comparaison entre les caractéristiques de l'antenne SASB et l'antenne SADB. On peut apercevoir que l'antenne à un seul brin présente un coefficient de réflexion plus stable sur toute la bande de fréquence d'analyse et une bande passante plus large. Le gain des deux antennes est très similaire. Le taux d'ellipticité pour les deux antennes est inférieur à 3 dB. L'antenne à deux brins affiche un diagramme de rayonnement légèrement plus symétrique, mais cette différence n'est pas trop remarquable. En basse fréquence, l'efficacité de rayonnement de l'antenne à un seul brin est inférieure à celle de l'antenne à deux brins. Mais au fur et à mesure que la fréquence augmente, l'efficacité du rayonnement augmente de manière monotone vers 100% et devient légèrement supérieure à celle de l'antenne à deux brins.

A partir de cette comparaison, on peut dire que les deux antennes présentent des caractéristiques similaires sur la bande de fréquence d'analyse, mais l'antenne à un seul brin

présente un avantage d'avoir une bande passante plus large et une structure plus simple, ce qui entraîne une réduction du coût de fabrication.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude complète d'une antenne spirale en abordant deux aspects principaux à savoir l'augmentation de son gain d'une part et la facilité de son alimentation d'autre part, tout en assurant une polarisation circulaire dans une large bande de fréquence. Nous avons commencé par simuler une spirale à deux brins en espace libre et varier ses différents paramètres physiques pour choisir les bonnes dimensions. Par la suite, dans le but d'augmenter le gain de l'antenne, nous avons ajouté une cavité métallique pour renvoyer la moitié du rayonnement dans le demi-espace. Au début, nous avons remarqué une dégradation des caractéristiques de l'antenne. L'ajout d'une couronne d'absorbant a permis de restaurer ses caractéristiques. En pratique, ce genre d'antennes est alimenté via un balun pour équilibrer les courants dans les brins de l'antenne. Pour faciliter les simulations et avoir des résultats rapides, la structure était initialement alimentée par un port discret. Une fois les résultats obtenus, le port discret a été remplacé par une ligne coaxiale. Nous avons remarqué que même sans balun, l'antenne affiche des caractéristiques assez stables sur une large bande de fréquence. Pour plus de simplicité nous avons réduit le nombre de brins à un seul, on a pu constater que l'antenne garde toujours de bonnes caractéristiques comme le montre les résultats exposés.

Bibliographie

- [1] R. Bawer and J. J. Wolfe, "A printed circuit balun for use with spiral antennas" IEEE Trans. MTT, vol. 8, no. 3, pp. 319–325, May 1960.
- [2] W.-H. Tu and K. Chang, "Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/ slotline transitions" IEEE Trans. MTT, vol. 54, no. 3, pp. 1084–1089, Mar. 2006.
- [3] H. Nakano, T. Igarashi, H. Oyanagi, Y. Iitsuka and J. Yamauchi, "Unbalanced-Mode Spiral Antenna Backed by an Extremely Shallow Cavity" in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 6, pp. 1625-1633, June 2009.
- [4] H. Nakano, R. Satake and J. Yamauchi, "Extremely Low-Profile, Single-Arm, Wideband Spiral Antenna Radiating a Circularly Polarized Wave" in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 5, pp. 1511-1520, May 2010.
- [5] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for sixcomponent fields", International journal of electronics and communications, Vol. 31, pp116-120, 1977.
- [6] H. Nakano, S. Sasaki, H. Oyanagi and J. Yamauchi, "Cavity-backed Archimedean spiral antenna with strip absorber" in IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 2, no. 7, pp. 725-730, October 2008.
- [7] Suzuki, R., et al. "Terminal process of Archimedean spiral antenna" Proc. of IEICE General Conf., B-1-163, Ishikawa, Japan. 2006.

Conclusion générale et perspectives

L'objectif de ce mémoire a été de concevoir une antenne spirale avec une structure simple, des dimensions extrêmement réduites et des performances relativement stables sur une très large bande de fréquence, afin de réduire les coûts, la complexité et de faciliter l'intégration dans des systèmes très large bande. Les dimensions de l'antenne réalisées ne dépassent pas 80 mm x 80 mm x 7 mm. Le gain réalisé est assez bon et il est d'environ 8 dBi. Une polarisation circulaire est obtenue sur toute la bande de fréquence de notre intérêt à savoir de 3 GHz à 10 GHz. En plus, l'antenne a été alimentée directement par une ligne coaxiale, ainsi il n'y a plus besoin d'utiliser un balun pour l'alimentation, ce qui présente un avantage considérable car ces circuits sont complexe à réaliser.

Dans le premier et le deuxième chapitre, une recherche et une étude de la théorie des antennes de manière générale et des antennes spirales en particulier ont été réalisées. Le chapitre trois était consacré à la conception de l'antenne. Pendant les simulations, les différents paramètres (coefficient de réflexion, gain, taux d'ellipticité ...etc.) ont été relevés et les résultats discutés et analysés.

La conception de la structure finale de l'antenne était un aboutissement de plusieurs optimisations et améliorations des caractéristiques de l'antenne spirale d'Archimède. D'abord plusieurs simulations ont été réalisées sur la structure de cette dernière et les variables liées à la conception ont été examinées et optimisées pour réduire au maximum les dimensions de l'élément rayonnant et l'adapter à la bande de fréquence de notre intérêt. Puis, dans le but d'optimiser le rayonnement et d'augmenter le gain de l'antenne spirale à deux brins, nous avons ajouté une cavité métallique avec une couronne d'absorbant. Ensuite, le port discret qui jusqu'à présent été utilisé pour alimenter la structure est remplacé par une ligne coaxiale et des changements ont été apportés sur la structure pour adapter l'impédance de celle-ci à celle de la ligne coaxiale. Enfin des simplifications ont été réalisées sur la structure finale pour réduire sa complexité en réduisant le nombre des brins au minimum.

Les circonstances particulières de cette année scolaire ne nous ont pas permis de compléter la dernière section de notre travail, qui est d'améliorer encore plus le gain en utilisant

une surface partiellement réfléchissante. Ça sera peut-être intéressant pour les prochaines promotions de réaliser cette dernière partie en se basant sur le travail déjà réalisé dans ce mémoire.

Résumé

L'intérêt pour les antennes spirales a largement augmenté ces dernières décennies et elles sont largement utilisées dans de nombreuses applications telles que les systèmes de communications par satellite, les systèmes de positionnement et dans l'industrie de la défense pour des applications de détection. Ces antennes à profil bas, avec une très large bande passante et une polarisation circulaire sont d'excellents éléments rayonnants. Cependant, pour de nombreuses applications, ces antennes présentent des inconvénients : elles ont un faible gain, elles ont un diagramme de rayonnement bidirectionnel et requièrent une alimentation équilibrée. La réalisation de ce mémoire a été motivé par le souhait d'éliminer ces inconvénients et de concevoir une antenne spirale avec une structure simple, des dimensions extrêmement réduites et des performances relativement stables sur une très large bande de fréquence, afin de réduire les coûts, la complexité et de faciliter l'intégration dans des systèmes très large bande.

Mots clés : Antenne spirale, large bande, polarisation circulaire, antenne à profil bas, alimentation équilibrée.

Abstract

Interest in spiral antennas has greatly increased in recent decades and they are widely used in many applications such as satellite communications systems, positioning systems and in the defense industry for sensing applications. These low profile antennas with very high bandwidth and circular polarization are excellent radiating elements. However, for many applications these antennas have drawbacks : they have low gain, they have a bidirectional radiation pattern, and require a balanced feeding structure. The realization of this thesis was motivated by the desire to eliminate these drawbacks and to design a spiral antenna with a simple structure, extremely small dimensions and relatively stable performance over a very wide frequency band, in order to reduce costs, complexity and facilitate integration into very wideband systems.

Keywords : Spiral antenna, wideband, circular polarization, low profile antenna, balanced feed.