



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département Électronique

Mémoire de projet de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

Conception, simulation et optimisation des performances d'antenne hélicoïdale d'émission en bande de fréquence S pour les applications spatiales

Présenté est soutenue publiquement le 08 juillet 2020 par :

CHIHANI Awris

Sous la direction de :

Mme TOUHAMI Rachida Professeur ENP

M IFTENE Essedik Ingénieur Principal CDS

Composition du jury :

Président : **M ZERGUI Rachid Maitre Assistant ENP**

Examineur : **M MOKRAOUI Amine Maitre de conférences ENP**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département Électronique

Mémoire de projet de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

Conception, simulation et optimisation des performances d'antenne hélicoïdale d'émission en bande de fréquence S pour les applications spatiales

Présenté est soutenue publiquement le 08 juillet 2020 par :

CHIHANI Awris

Sous la direction de :

Mme TOUHAMI Rachida Professeur ENP

M IFTENE Essedik Ingénieur Principal CDS

Composition du jury :

Président : **M ZERGUI Rachid Maitre Assistant ENP**

Examineur : **M MOKRAOUI Amine Maitre de conférences ENP**

Remerciements

Je tiens à adresser mes sincères remerciements à madame R. TOUHAMI pour m'avoir encadré, pour ses précieux conseils et orientations.

Je remercie également monsieur E. IFTENE, du Centre de Développement des Satellites d'Oran, qui m'a co-encadré, pour sa présence et son aide précieuse.

J'adresse également mes sincères remerciements au personnels du Centre de Développement des Satellites d'Oran ainsi que celui la direction de l'Agence Spatiale Algérienne, Alger. Pour l'aide apportée durant les différentes étapes de ce projet. En particulier monsieur M. BEKHTI, monsieur L. HADJ ABDERRAHMANE, monsieur S. BOURKAIB et monsieur T. IFTENE.

Je tiens également à remercier monsieur A. MOKRAOUI pour ses précieux conseils et orientations qui m'ont été d'une grande aide.

Je remercie sincèrement les membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'examiner mon modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail à ma défunte mère, mon père et mes deux frères.

ملخص:

تم اقتراح مشروع نهاية الدراسة هذا على مستوى مركز تطوير الأقمار الصناعية، الهيئة العملياتية لوكالة الفضاء الجزائرية. الهدف من هذا العمل هو تصميم ومحاكاة وتحسين هوائي إرسال لولبي يعمل في نطاق الترددات S مخصص للتطبيقات الفضائية لوصلة TT&C لقمر صناعي ذي المدار المنخفض. تم تنفيذ أعمال المحاكاة باستخدام برنامج CST Studio شرعنا في محاكاة الأداء المرتبط بالإشعاع: معامل الكسب، زاوية نصف الاستطاعة، النسبة المحورية ومستوى الفصوص الثانوية. هذه الدراسة أجريت بالنسبة لهوائي لولبي أحادي السلك وهوائي لولبي رباعي أسلاك، من خلال تغيير أبعاد الهوائي (عدد اللفات، القطر والطول المحوري) وخصائص المستوى الأرضي. بناءً على نتائج المحاكاة، المواصفات والمتطلبات المتعلقة بالتطبيق الذي سيتم استخدام هذا الهوائي من أجله، اخترنا الهوائي رباعي الأسلاك. كما تم تصميم دائرة إمداد الطاقة. حددت أبعاد الهوائي اللولبي رباعي الأسلاك ودائرة إمداد الطاقة الخاصة به وفقاً للمواصفات المحددة بالإضافة إلى القيود المرتبطة بالتطبيق. تم تحسين أبعادها عن طريق الخوارزمية الجينية.

الكلمات الدالة: هوائي لولبي أحادي السلك، هوائي لولبي رباعي السلك، وصلة TT&C للمدارات المنخفضة، نطاق الترددات S.

Abstract:

This graduation project was proposed at the Satellite Development Center, an operational entity of the Algerian Space Agency. The aim of this work is to design, simulate and optimize an S-band helical transmitting antenna for space applications for a TT&C link of a low-orbit satellite. The simulations were performed using CST Studio software. We proceeded to simulate the radiation performances: Gain, half-power beam width, axial ratio and side-lobe levels. This for the case of a monofilar helical antenna and a quadrifilar helical antenna, by varying the dimensions of the antenna (number of turns, diameter and axial length) and the characteristics of the ground plane. Based on the simulation results the specifications and the requirements related to the application for which this antenna will be used, we have opted for the quadrifilar antenna. The design of the feed circuit was also carried out. The quadrifilar helical antenna and its feed circuit have been designed in accordance with the established specifications and the constraints related to the application. Their dimensions have been optimized using genetic algorithm.

Key words: Monofilar helical antenna, quadrifilar helical antenna, low orbit TT&C links, S-band.

Résumé :

Ce projet de fin d'étude a été proposé au niveau du Centre de Développement des Satellites entité opérationnelle de l'Agence spatiale Algérienne. Le but de ce travail est de concevoir, simuler et optimiser une antenne hélicoïdale d'émission en bande de fréquence S destinée aux les applications spatiales pour une liaison TT&C d'un satellite à basse orbite. Le travail de simulation a été effectué par le biais du logiciel CST Studio. Nous avons procédé à la simulation des performances liées au rayonnement : Gain, angle d'ouverture à demi puissance, rapport axial et niveau des lobes secondaires. Ceci pour le cas d'une antenne hélicoïdale monofilaire et d'une antenne hélicoïdale quadri-filaire, en variant les dimensions de l'antenne (nombre de spires, diamètre et longueur axiale) et les caractéristiques du plan de masse. En se basant sur les résultats de simulation, sur le cahier des charges et sur les conditions requises liées à l'application à laquelle sera destinées cette antenne, nous avons opté pour l'antenne quadri-filaire. La conception du circuit d'alimentation a également été effectuée. L'antenne hélicoïdale quadri-filaire ainsi que son circuit d'alimentation ont été dimensionné en accord avec le cahier des charges établi ainsi que les contraintes liées à l'application. Leurs dimensions ont été optimisées par algorithme génétique.

Mots clés : Antenne hélicoïdale monofilaire, antenne hélicoïdale quadri-filaire, liaisons TT&C basse orbite, bande de fréquence S.

Table des matières

Remerciements	
Dédicaces	
Résumé	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Liste des abréviations	
Introduction générale	17
Chapitre 1 : Architecture des systèmes satellite, antennes et liaisons satellitaires	20
1.1 Introduction	20
1.2 Architecture générale d'un satellite	20
1.2.1 Plateforme	21
1.2.1.1 Ordinateur de bord et bus de données	21
1.2.1.2 Structure	21
1.2.1.3 Sous-système de contrôle thermique	21
1.2.1.4 Sous-système énergie de bord	21
1.2.1.5 Sous-système de communication TT&C	22
1.2.1.6 Sous-système de contrôle d'orbite et d'altitude	22
1.2.2 Charges utiles	23
1.2.2.1 Les transpondeurs	23
1.2.2.2 Les caméras	23
1.2.2.3 Les antennes	24
1.3. Introduction aux liaison de communication satellite	24
1.3.1. Schémas et principe d'une communication satellite	24
1.3.2. Segment terrestre	24
1.3.3. Segment spatial	26
1.4 Caractéristiques fondamentales des antennes dans les liaisons satellite	26
1.4.1 Le gain	26
1.4.2 Puissance équivalente rayonné isotropiquement (EIRP)	26
1.4.3 La polarisation	26
1.4.4 Le rapport axial	27
1.4.5 Bande passante	27
1.4.6 Diagramme de rayonnement et angles d'ouverture	28

1.4.7 Zone de couverture	29
1.5 Influence de l'environnement spatial sur les performances d'une liaison satellitaire	30
1.5.1 Ceinture de Van Allen	30
1.5.2 Pertes atmosphérique	30
1.5.3 Environnement plasma	30
1.5.4 Rayonnements	30
1.5.5 Météorites et débris orbitaux	30
1.5.6 Le bilan de liaison	31
1.6 Les différents types d'antennes utilisées dans les liaisons satellites	31
1.6.1 Antennes cornets	31
1.6.2 Antennes micro ruban (Patch)	32
1.6.3 Antennes parabolique	32
1.6.4 Antennes dipôle et monopole	33
1.6.5 Antennes hélicoïdales	33
1.7 Conclusion	34
Chapitre 2 : Etude théorique des antennes hélicoïdales monofilaires et multifilaires	36
2.1 Introduction	36
2.2 Historique sur l'antenne hélice	36
2.3 Antennes large bande et antenne à onde progressive	37
2.4 Structure d'une antenne hélicoïdales monofilaires	37
2.5 Polarisation de l'antenne hélicoïdale monofilaire	38
2.6 Modes de fonctionnement d'une antenne hélicoïdales monofilaires	39
2.6.1 Mode de fonctionnement normal	39
2.6.2 Mode de fonctionnement axial	41
2.7 Autres caractéristiques structurelle de l'antenne hélice	43
2.8 Les antennes hélicoïdales multifilaire	45
2.8.1 L'antenne hélicoïdale bifilaire	45
2.8.2 L'antenne hélicoïdale quadrifilaire résonante	46
2.8.3 L'antenne hélicoïdale quadrifilaire	46
2.9 Circuit d'alimentation des antennes hélice quadrifilaire	48
2.9.1 Diviser de puissance de Wilkinson	49
2.9.2 Coupleurs hybrides	50

2.9.3 Circuit déphaseurs à ligne couplées (déphaseur de Schiffman)	50
2.10 Modèle Excel pour le calcul des caractéristiques d'une antenne hélice monofilaire (Mode Axial)	51
2.11 Choix de l'antenne hélicoïdale pour la liaison TT&C	52
2.12 Conclusion	53
Chapitre 3 : Simulation et étude des caractéristiques d'une antenne hélicoïdale monofilaire	55
3.1 Introduction	55
3.2. Simulation en mode axial	56
3.2.1. Le nombre de spires	58
3.2.2 La circonférence de l'hélice	60
3.2.3 La séparation entre spires	62
3.2.4 Influence de la longueur et du diamètre de l'hélice sur les lobes secondaires	63
3.2.5 Dimensions et forme du plan de masse	64
3.3 Simulation pour un fonctionnement en mode normal	67
3.4 Conclusion	68
Chapitre 4 : Conception d'une antenne hélice quadri-filaire et de son circuit d'alimentation	70
4.1 Introduction	70
4.2 Simulation des circuits d'alimentation	70
4.2.1 Diviseur de puissance de Wilkinson	71
4.2.2 Coupleur hybride 180°	74
4.2.3 Coupleur hybride quadratique	77
4.2.4 Déphaseur de Schiffman parallèle double	80
4.2.5 Circuit d'alimentation I	83
4.2.6 Circuit d'alimentation II	85
4.3 Comparaison entre les performances d'une antenne monofilaire et une antenne quadrifilaire	87
4.3.1 Rapport axial	88
4.3.2 Diagramme de rayonnement	89
4.3.3 Possibilité d'inversion de la polarisation	89
4.4 Etude paramétrique sur les performances d'une antenne quadrifilaire	90
4.4.1 Cahier des charges de l'antenne finale	91
4.4.2 Variation de la longueur axiale de l'antenne	92

4.4.3 Variation du diamètre de l'antenne	94
4.5 Conception finale de l'antenne hélicoïdale quadrifilaire destinées au système TT&C	97
4.5.1 Détails sur la structure de l'antenne	97
4.5.2 Optimisation par algorithme génétique	97
4.5.4 Courbe et performance de l'antenne finale	98
4.5.5 Alimentation par le circuit dimensionné	100
4.6 Conclusion	101
Conclusion générale	103
Annexe : Présentation du Logiciel CST, Approches de Modélisation des différentes Structures	106
3.1 Introduction	106
3.2 Présentation du logiciel	106
3.3 Création d'un projet sur CST	107
3.4 Réalisation du modèle de l'antenne hélice	110
3.4.1 Construction de l'hélice	110
3.4.2 Plans de masse réflecteurs	112
3.5 Point d'alimentation de l'antenne	114
3.6 Variation des différents paramètres qui constitue la structure de l'antenne	115
3.7 Outils utilisés sur CST	116
3.7.1 Le calculateur d'impédance de ligne	116
3.7.2 Calcule du coefficient d'extension de port	116
3.7.3 L'outil schématique de CST	117
Références bibliographiques	118

Liste des figures

Chapitre 1 : Architecture des systèmes satellite, antennes et liaisons satellitaires	20
Figure 1.1 Diagramme en bloc de l'architecture d'un satellite	20
Figure 1.2 Diagramme d'un transpondeur	23
Figure 1.3 Schéma d'une communication satellite	24
Figure 1.4 Diagramme en bloques du segment terrestre	25
Figure 1.5 Types de polarisation	27
Figure 1.6 Exemple d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel	29
Figure 1.7 Paramètres caractérisant un diagramme de rayonnement	29
Figure 1.8 Différents types d'antennes cornets	31
Figure 1.9 Distribution du champ électrique dans une antenne patch	32
Figure 1.10 Différents types d'antenne à réflecteur parabolique	32
Figure 1.11 Structures des antennes dipôle et monopole	33
Figure 1.12 Antenne turnstile	33
Figure 1.13 Antennes hélicoïdales monofilaire et quadri-filaire	34
Chapitre 2 : Chapitre 2 : Etude théorique des antennes hélicoïdales monofilaires et multifilaires	36
Figure 2.1 Antenne hélicoïdale monofilaire	36
Figure 2.2 Dimensions et structure d'une antenne hélicoïdale monofilaire	37
Figure 2.3 Dépendance entre le sens de l'enroulement l'hélice et la polarisation	38
Figure 2.4 Diagrammes de rayonnement en modes normal et mode axial	39
Figure 2.5 Modèle d'une antenne hélicoïdale en mode normal	39
Figure 2.6 Distribution du courant le long d'une antenne hélicoïdale en mode axial	41
Figure 2.7 Exemple de plans de masse utilisés pour les antennes hélicoïdales	44
Figure 2.8 : Montage d'une antenne hélicoïdale bifilaire	45
Figure 2.9 Antenne quadrifilaire résonante	46
Figure 2.10 Montage d'une antenne hélicoïdale quadrifilaire	47
Figure 2.11 Influence de la progression de phase des sources sur la polarisation	47
Figure 2.12 Circuit d'alimentation à coupleurs hybrides	48
Figure 2.13 Circuit d'alimentation diviseur de Wilkinson + déphaseur de Shiffman	48
Figure 2.14 Alimentation à base de déphaseur à ligne non couplée	49
Figure 2.15 Diviseur de puissance de Wilkinson	49
Figure 2.16 Configuration de coupleur hybride 90° (A) et 180° (B)	50

Figure 2.17 Différentes configurations de circuit à de déphaseur de Shiffman	50
Figure 2.18 Modèle Excel pour le calcul des performance d'une antenne hélice	51
Figure 2.19 : Trajet d'un satellite basse orbite	52
Figure 2.20 : Diagramme de rayonnement d'une antenne QFH pour les systèmes TT&C	53
Chapitre 3 : Simulation et étude des caractéristiques d'une antenne hélicoïdale monofilaire	55
Figure 3.1 : Diagramme de rayonnement simulé pour le mode axial	56
Figure 3.2 : Diagramme polaire du rapport axial en dB pour le mode axial	56
Figure 3.3 : Limites du rapport axial satisfaisant une polarisation circulaire	57
Figure 3.4 : Gains RHCP et LHCP du mode axial	57
Figure 3.5 : Influence du nombres de spires du le diagramme de rayonnement	58
Figure 3.6 : Niveau du premier lobes secondaires en fonction du nombre de spires	59
Figure 3.7 : Variation du gain par rapport au nombre de spires	59
Figure 3.8 : Influence du nombre de spires sur l'angle d'ouverture à -3dB	60
Figure 3.9 : Valeurs du gain pour différente circonférence de l'hélice	60
Figure 3.10 : Evolution du rapport axial selon le circonférence de l'hélice	61
Figure 3.11 : Influence de la circonférence sur l'angle d'ouverture	61
Figure 3.12 : Valeurs du gain pour différents pas d'enroulement	62
Figure 3.13 : Impacte du pas d'enroulement sur le rapport axial	62
Figure 3.14 : Influence de la distance entre spires du l'angle d'ouverture	63
Figure 3.15 : Influence du diamètre du plan de masse sur le gain maximal	64
Figure 3.16 : Variation du rapport axial en fonction du diamètre du réflecteur	64
Figure 3.17 : Influence du diamètre du plan de masse sur angle d'ouverture	65
Figure 3.18 : Diagrammes de rayonnement selon le diamètre du plan de masse	65
Figure 3.19 : Diagrammes de rayonnement pour différentes formes du plan de masse	66
Figure 3.20 : Diagramme de rayonnement d'une antenne hélice en mode normal	67
Figure 3.21 : Rapport axial pour le mode normal	67
Chapitre 4 : Conception d'une antenne hélice quadri-filaire et de son circuit d'alimentation	70
Figure 4.1 Modèle des lignes micro-ruban utilisées	71
Figure 4.2 Schéma simulé du diviseur de puissance de Wilkinson	71
Figure 4.3 Paramètres S du diviseur de Wilkinson (circuit schématique)	72

Figure 4.4 Phases des deux sorties du diviseur de Wilkinson (circuit schématique)	72
Figure 4.5 Les trois modèles de diviseurs de Wilkinson testés	73
Figure 4.6 Comparaison des S11 des trois modèles	73
Figure 4.7 Coefficients de réflexion avant et après optimisation	73
Figure 4.8 Paramètres S du diviseur de Wilkinson finale	74
Figure 4.9 Schéma simulé du coupleur hybride 180°	74
Figure 4.10 Paramètres S du coupleur hybride 180° (circuit schématique)	75
Figure 4.11 Déphasage entre les sorties du coupleur hybride 180° (circuit schématique)	75
Figure 4.12 Circuit coupleur hybride 180°	76
Figure 4.13 Paramètres S du coupleur hybride 180° réalisé	76
Figure 4.14 Déphasage entre les deux sorties du coupleur hybride 180°	77
Figure 4.15 Schéma simulé du coupleur hybride 90°	77
Figure 4.16 Paramètre S du coupleur quadratique (circuit en blocs)	78
Figure 4.17 Déphasage entre les sorties du coupleur quadratique (circuit en blocs)	78
Figure 4.18 Circuit coupleur quadratique	79
Figure 4.19 Paramètre S du coupleur quadratique	79
Figure 4.20 Déphasage aux sorties du coupleur quadratique	79
Figure 4.21 Schéma du déphaseur de Shiffman	80
Figure 4.22 Schéma de dimensionnement du déphaseur de Shiffman	81
Figure 4.23 Circuit modélisé du déphaseur de Shiffman	81
Figure 4.24 Paramètre S du déphaseur de Shiffman	82
Figure 4.25 Déphasage entre les sorties du déphaseur de Shiffman	82
Figure 4.26 Circuit d'alimentation I	83
Figure 4.27 Paramètres S circuit d'alimentation I	83
Figure 4.28 Variation de la phase des gains transduciques aux sorties du circuit I	84
Figure 4.29 Déphasages entre les sorties du Circuit d'alimentation I	84
Figure 4.30 Circuit d'alimentation II	85
Figure 4.31 Paramètres S circuit d'alimentation II	86
Figure 4.32 Variation des phases des quatre sorties du circuit I	86
Figure 4.33 Déphasages aux sorties du circuit d'alimentation II	87
Figure 4.34 Antennes monofilaire et quadrifilaire à comparer	88
Figure 4.35 Comparaison des rapport axiaux des deux antennes	88

Figure 4.36 Comparaison des diagrammes de rayonnements des deux antennes	89
Figure 4.37 Gain RHCP et LHCP. (A) alimentation sens antihoraire. (B) alimentation sens horaire	90
Figure 4.38 Digramme de rayonnement conique en forme de selle	90
Figure 4.39 Variation du gain en fonction de la longueur axiale de l'antenne	92
Figure 4.40 Variation de la forme du digramme de rayonnements selon la longueur axiale de l'antenne (en millimètre)	93
Figure 4.41 Variation du gain en fonction du diamètre de l'antenne	94
Figure 4.42 Variation de la forme du digramme de rayonnements selon diamètre de l'antenne (en millimètre)	95
Figure 4.43 Prototype finale de l'antenne quadrifilaire	97
Figure 4.44 Diagramme de rayonnement 3D (A), coupe $\Phi=0$ (B) (antenne finale)	98
Figure 4.45 Gain en fonction de l'angle θ pour $\Phi = 0$ (antenne finale)	99
Figure 4.46 rapport axial en fonction de l'angle θ pour $\Phi = 0$ (antenne finale)	99
Figure 4.47 Impédance d'entrée du port d'alimentation	100
Figure 4.48 Coefficient de réflexion du port d'alimentation	100
Figure 4.49 Taux d'onde stationnaire	100
Annexe : Présentation du logiciel CST Studio, approche de modélisation des différentes structures.	106
Figure A.1 : Logo de Dassault Systèmes Simulia	106
Figure A.2 : Choix du domaine d'un projet sur CST	107
Figure A.3 : Choix du type d'antennes	107
Figure A.4 : Choix du type de solveur	108
Figure A.5 : Définition des limites fréquentielles de notre projet	108
Figure A.6 : Fenêtre descriptive d'une projet	109
Figure A.7 : Fenêtre de conception sur CST	109
Figure A.8 : Définition des paramètres d'une courbe d'hélice	110
Figure A.9 : Courbe de l'hélice caractérisant une antenne hélicoïdale	111
Figure A.10 : Transformation de la Courbe d'hélice en structure filaire	111
Figure A.11 Structure finale de l'antenne hélicoïdale monofilaire	112
Figure A.12 Plan de masse circulaire	113
Figure A.13 Plan de masse en forme de coupe	113
Figure A.14 : Étapes de création d'un plan de masse conique	113
Figure A.15 : Plan de masse conique	113

Figure A.16	Calculateur d'impédance de ligne	114
Figure A.17	: Point de contact entre l'antenne et l'alimentation coaxial	114
Figure A.18	: Caractéristiques du port d'alimentation	115
Figure A.19	Fenêtre réservée à la variation des différents paramètres	115
Figure A.20	Outils de calculer d'impédance de ligne	116
Figure A.21	Outils de calcul du coefficient d'extension de port	116
Figure A.22	: Fenêtre de conception schématique	117

Liste des tableaux

Chapitre 1 : Architecture des systèmes satellite, antennes et liaisons satellitaires	20
Tableau 1.1 Bandes fréquentielles utilisées dans la communication satellite	28
Chapitre 2 : Etude théorique des antennes hélicoïdales monofilaires et multifilaires	36
Tableau 2.1 Comparaison des résultats trouver par le model Excel avec quelques références	51
Tableau 2.2 Paramètres utilisées dans les références choisies	52
Chapitre 3 : Simulation et étude des caractéristiques d'une antenne hélicoïdale monofilaire	55
Tableau 3.1 : Variation du niveau du premier lobe secondaire	63
Tableau 3.2 : Performance de rayonnement selon la forme du réflecteur	66
Chapitre 4 : Conception d'une antenne hélice quadri-filaire et de son circuit d'alimentation	70
Tableau 4.1 Dimension du circuit déphaseur de Shiffman	81
Tableau 4.2 Performances de déphasage du circuit d'alimentation I	85
Tableau 4.3 Performances de déphasage du circuit d'alimentation II	86
Tableau 4.4 Récapitulatif des performances des deux antennes	89
Tableau 4.5 Cahier de charge contenant les performances à atteindre	91
Tableau 4.6 Angle de rayonnements maximal selon longueur de l'antenne	92
Tableau 4.7 Angle de rayonnements maximal selon le diamètre de l'antenne	94
Tableau 4.8 Influence de la hauteur du support sur le gain	96
Tableau 4.9 Influence du diamètre du support sur le gain	96

Liste des abréviations

TT&C	Telemetry, tracking and command
LEO	Low earth orbit
EdB	Energie de bord
BCR	Battery charge regulator
QFH	Quadrifilar helical antenna
RHCP	Right hand circular polarization
LHCP	Left hand circular polarization
AG	Algorithme génétique

Introduction générale

Introduction générale:

Le présent travail a été effectué dans le cadre d'un stage au sein du Département de recherche en instrumentation spatiale du Centre de Développement des Satellites (CDS) qui est une entité opérationnelle de l'Agence Spatiale Algérienne.

Lors des missions spatiales, les satellites ont besoin d'une liaison radio bidirectionnelle appelée TT&C (Tracking, Telemetry and Command), cette appellation désigne trois fonctions fondamentales qui assurent le contrôle du satellite après sa mise en orbite. Il s'agit du suivi, de la télémétrie et de la commande. Le système TT&C du satellite permet à travers une liaison bidirectionnelle, l'émission des données recueillies par le satellite (Liaison descendante), concernant sa position dans son orbite, l'état des différents sous-systèmes de bord et autres données de télémétrie comme la température à l'intérieur de sa structure ou les niveaux d'énergie disponibles. Par cette même liaison le satellite va recevoir les différentes commandes pour déclencher des manœuvres ou ajuster des paramètres en cours de missions (Liaison Montante).

Dans la plupart des systèmes satellitaire à basse orbite (LEO), la liaison TT&C utilise une bande fréquentielle de fonctionnement allant de 2 à 2.4 GHz, située ainsi dans la bande S. Le segment spatial devra alors produire une liaison à couverture omnidirectionnelle avec un diagramme de rayonnement en forme de Selle [1], aussi appelée Cardioïde ou conique, permettant ainsi la transmission des données avec une marge de puissance stable en fonction de l'altitude du satellite durant son passage au-dessus de la station terrestre, tout en gardant un taux d'erreur connu. Ceci implique que l'antenne assurant cette liaison doit avoir un gain maximal lorsque le satellite sera à la frontière de sa période de visibilité, le gain doit alors diminuer progressivement avec le rapprochement entre le satellite et l'antenne de la station terrestre.

Ces performances peuvent être obtenues en utilisant des réseaux d'antennes monopôles ou hémisphériques [2-3]. Ces mêmes performances sont réalisables en utilisant une antenne hélicoïdale quadri-filaire qui offre aussi de meilleures performances en termes de la polarisation circulaire et du gain avec un processus de conception et de réalisation assez simple. Notre étude sera donc orientée vers les antennes hélicoïdales, qui sont aussi très largement utilisées dans le domaine des systèmes de communications satellitaires pour les différentes caractéristiques qu'elles peuvent offrir. L'objectif de nos travaux sera donc la conception d'une antenne hélice quadri-filaire destinée à la liaison TT&C d'un satellite LEO à travers des simulations effectuées sur le logiciel CST Studio.

Le premier chapitre est dédié à une introduction aux systèmes de communication spatiale et aux liaisons satellites. Nous citerons d'abord les différents sous-systèmes composant un satellite, en se basant principalement sur le sous-système de communication et de liaison radiofréquence ce qui va nous conduire aux différentes caractéristiques prises en compte dans la conception des antennes destinées aux applications spatiales dans le but de maximiser leurs performances et d'assurer un fonctionnement optimal, ainsi que l'influence de l'environnement spatial sur ces performances. Pour terminer, les différents types d'antennes utilisées dans le domaine spatial sont décrits.

Le deuxième chapitre présente une étude théorique sur les antennes hélicoïdales. En commençant par les antennes monofilaires, nous nous intéresserons à leur structure, leurs performances et leurs caractéristiques pour un fonctionnement en mode normal et en mode axial, tout en faisant le lien entre les dimensions de la structure et les performances de l'antenne. Pour les antennes hélices multifilaires, nous mettrons en valeur le principe de fonctionnement de chaque type, en montrant ce qu'elles peuvent apporter de plus comme performances par rapport aux antennes monofilaires, sont étudiées. Puisque nos travaux sont dirigés vers la conception d'une antenne hélicoïdale quadri-filaire nous nous intéresserons au circuit d'alimentation de cette antenne et aux différents déphaseurs et diviseurs de puissance utilisés pour produire les signaux nécessaires à son excitation. Nous terminerons ce chapitre en expliquant pourquoi les antennes hélicoïdales sont adaptées pour la liaison TT&C après avoir étudié ces caractéristiques de rayonnement.

La simulation d'une antenne hélicoïdale monofilaire est décrite au troisième chapitre. Nous commençons par l'étude du mode de fonctionnement axial et de ses caractéristiques de rayonnement, pour ensuite passer à une étude paramétrique en faisant varier les dimensions caractérisant la structure de l'antenne, nous pourrons ainsi à travers ces simulations mettre en évidence l'influence des différents paramètres qui forment cette structure, ce qui nous permettra de comparer les résultats trouvés avec les équations et les caractéristiques théoriques de l'antenne hélice. Une analyse du mode de fonctionnement normal et de sa caractéristique de rayonnement omnidirectionnelle sera effectuée afin de pouvoir le comparer au mode axial et ainsi déduire pourquoi le mode normal et moins adapté aux applications spatiales, et est donc souvent remplacée par une antenne quadri-filaire pour des applications à couverture omnidirectionnelle.

Le dernier chapitre sera dédié aux simulations de l'antenne hélicoïdale quadri-filaire. En commençant par des simulations sur différents circuits d'alimentation utilisés pour les antennes multifilaires et les réseaux d'antennes, nous comparerons ces circuits et choisirons le plus adapté à notre antenne. Puis une brève comparaison des performances entre une antenne monofilaire et une autre quadri-filaire sera réalisée afin de mettre en valeur les atouts d'une antenne multifilaire. Aussi, une étude paramétrique sur les dimensions d'une antenne hélice quadri-filaire sera réalisée. Les données de récoltées par cette étude nous permettrons de dimensionner l'antenne finale destinée à liaison TT&C pour les satellites à basse orbite.

Une annexe jointe, contient une présentation du logiciel CST Studio, l'interface du logiciel et les différents éléments clés et outils utilisés durant la réalisation de nos modèles. CST Studio sera notre environnement de modélisation et de conception en trois dimensions, C'est à l'aide de ce logiciel que nous allons simuler les antennes hélicoïdales monofilaires et quadri-filaires, mais aussi étudier celles du circuit d'alimentation d'une antenne quadri-filaire en nous aidant d'un outil de simulation schématique par blocs pour les circuits et les lignes micro-ruban.

Chapitre 1 : Architecture des systèmes satellite, antennes et liaisons satellitaires

1.1 Introduction :

Ce premier chapitre est consacré à une introduction à l'architecture générale des satellites artificiels. Nous passerons en revue brièvement les différents sous-systèmes composant la plateforme spatiale tout en situant les antennes et le système de suivi, de télémétrie et de commande dans cette architecture. Nous pourrions ainsi illustrer leurs rôles et leur importance dans le bon fonctionnement d'un satellite et dans la réussite d'une mission spatiale.

Après avoir abordé l'architecture générale du satellite, nous nous intéresserons à la partie communication et liaison radiofréquence, afin de définir les différents éléments qui forment une liaison de communication satellitaire, pour ensuite nous focaliser sur les antennes, en commençant par présenter les divers paramètres caractérisant les antennes dans le domaine spatial.

Par la suite nous allons aborder les divers phénomènes influençant les caractéristiques des antennes dans l'environnement spatial. Nous terminerons ce chapitre en citant les différentes antennes utilisées dans les plateformes satellitaires ou nous allons passer en revue le principe de fonctionnement et les différentes caractéristiques de chaque types d'antennes, pour ensuite nous consacrer aux antennes hélicoïdales dans le chapitre suivant.

1.2 Architecture générale d'un satellite :

Les architectures des satellites sont diverses et varient selon l'application à laquelle est destiné le système. Cependant tous les segments spatiaux vont avoir un modèle similaire à celui présenté dans la figure 1.1. Cette architecture est divisée en deux parties, la plateforme qui englobe les élément principaux d'un satellite qui sont requis pour n'importe qu'elle mission spatiale, la charge utile qui représente l'équipement spécifique à une mission précise.

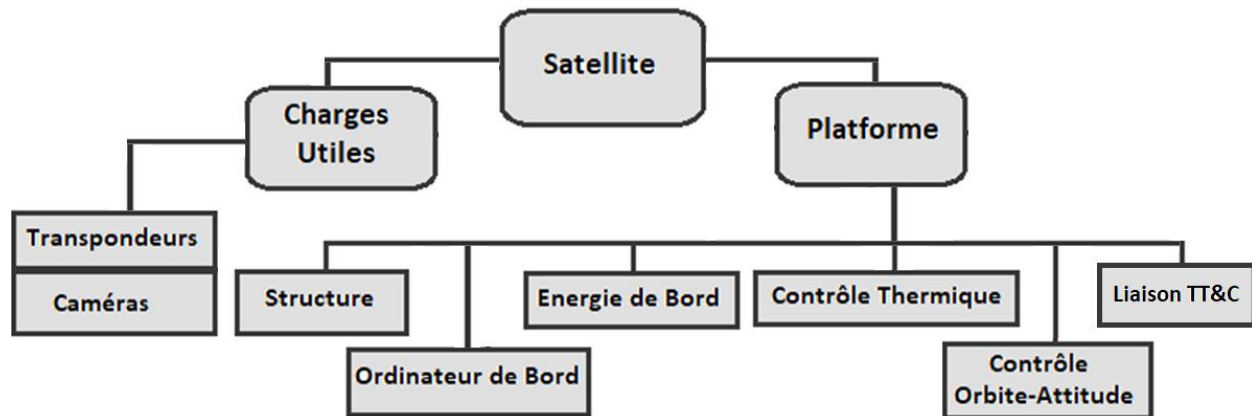


Figure 1.1 : Diagramme en bloc de l'architecture d'un satellite

1.2.1 Plateforme :

1.2.1.1 Ordinateur de bord et bus de données :

L'ordinateur de bord est l'unité centrale de calcul, de traitement et de stockage de données du satellite. Son rôle est d'assurer le bon fonctionnement des différents éléments du satellite tout en atteignant une certaine autonomie en ce qui concerne la détection et la correction d'erreur. Les Ordinateurs de bord sont munis de circuits électroniques reprogrammables ce qui permet de reconfigurer les programmes internes du satellite on cas de changement des données de la mission. Les différents périphériques et capteurs sont reliés entre eux et avec l'ordinateur de bords à travers des bus de données (CAN, I2C), le type de bus utilisé diffère selon l'application.

1.2.1.2 Structure :

La structure est la base mécanique qui protège le satellite en lui permettant de résister au différentes agressions et contraintes extérieures comme les rayons du soleil, les radiations spatiales et les vibrations lors de la mise en orbite.

1.2.1.3 Sous-système de contrôle thermique :

Le système de contrôle thermique a pour rôle de maintenir une température optimale à l'intérieur du satellite pour garantir le bon fonctionnement des équipements électroniques sensibles aux variations brusques et extrêmes de la température qui peuvent se produire dans l'espace. Ce systèmes et composé de :

- Systèmes de refroidissement à fluide bouclé.
- Radiateurs et chauffage électriques.
- Filtres thermiques.
- Tissus isolant multicouches, Miroirs.

1.2.1.4 Sous-système énergie de bord :

L'autonomie représente l'une des caractéristique clé d'un système spatial, ceci est garantie par le système d'alimentation électrique et de stockage d'énergie. En effet l'objectif principal de ce système consiste à produire suffisamment d'énergie à tout le reste des sous-systèmes du satellite d'une manière permanente et stable. Le système EdB se compose des éléments suivants : [4]

- Générateur solaire : Pendant la période d'exposition au soleil le réseau de panneaux solaire sera la source principale d'énergie électrique qui alimentera les batteries et le reste du satellite.
- Batteries : Pendant la période d'éclipse les batteries prendront le relais.
- Régulateur de charge de batteries (BCR) : L'espace est un environnement agressif et les variations de température présentent l'un des problèmes principaux auxquelles font face les systèmes électriques du satellite. Le BCR est un régulateur de tension et de courant reliant les batteries et les panneaux solaires. En utilisant des circuits de thermistances le BCR veille, à réguler l'énergie qui afflue vers le satellite.

- Module de Conditionnement d'énergie : Ce module est composé de plusieurs circuits à hacheurs qui serviront à convertir la tension fournie par les sources d'énergie vers différents niveaux selon les besoins des autres sous-systèmes du satellite.
- Module de distribution de l'énergie : Ce module représente l'ensemble des connexions liant les différents blocs et unités. Il a alors pour rôle de transporter l'énergie depuis les sources vers les charges tout en incluant des circuits de protection contre les court-circuit et les surintensités.

1.2.1.5 Sous-système de communication TT&C :

Le système de suivi, télémétrie et télécommande (Tracking, Telemetry and Command) représente la partie du satellite qui assure l'envoi des données de mission collectées par le satellite ce qui servira à maintenir les stations terrestres à jour sur l'état du satellite, sa position dans son orbite, la température des systèmes, l'état de l'ordinateur de bord et de ses programmes internes. Ce qui va permettre à la station de contrôler et de commander le satellite après sa mise en orbite. Le sous-système TT&C est subdivisé en trois parties. [5]

- Télémétrie et surveillance : La télémétrie signifie mesure à distance, cette partie va alors se charger de recevoir les données émanant des différents capteurs (température, pression, altitude...etc.). Ces données seront ensuite traitées et codées. Le signal obtenu sera alors modulé, généralement par des modulation FSK ou PSK, avant d'être envoyé vers la station terrestre à travers la liaison descendante.
- Suivi : Le système de suivi et de poursuite est utilisé pour connaître la position exacte du satellite dans son orbite et si ce dernier n'a pas dévié de sa trajectoire. La connaissance de la position du satellite nous permet aussi d'orienter les antennes pour avoir une transmission optimale.
- Commande : La partie commande du système TT&C est responsable de la gestion des requêtes de contrôle reçues par le satellite allant des simples ajustements de position à la désactivation complétée de tout un sous-système. Les codes de contrôle reçus par le satellite sont traduits en mot de commande qui seront vérifiés par le satellite et par la station terrestre. Après cette vérification la station émet une instruction d'exécution et le satellite la réalisera.

1.2.1.6 Sous-système de contrôle d'orbite et d'altitude :

Au cours de sa durée de vie un satellite peut dévier de la trajectoire de son orbite pendant différentes manœuvres et étapes de sa mission, sous l'effet des forces de gravitation du soleil, de la lune et d'autres Corps céleste. Un satellite est alors équipé d'un système contrôle d'orbite et d'altitude qui va ajustera la position orbitale du satellite et également commander son orientation.

Ce système est muni de moteurs à propulsion qui permettront de déplacer le satellite et d'effectuer différentes rotations selon l'axe voulu en utilisant les données reçues par le système TT&C. [4]

1.2.2 Charges utiles :

Les charges utiles embarquées à bord d'un satellite varient en fonction du domaine d'utilisation du satellite nous allons énoncer dans ce qui suit trois types de charges utiles : les antennes, les transpondeurs et les caméras.

1.2.2.1 Les transpondeurs :

Un transpondeur est le module qui se charge de la configuration fréquentielle des liaisons d'émission-réception dans les satellites de télécommunication. Le transpondeur effectue deux fonctions principales : l'amplification du signal reçu et la translation de la fréquence de ce signal pour obtenir le signal à émettre. La translation de fréquence a pour but d'éviter les interférences entre le signal reçu et le signal émis.

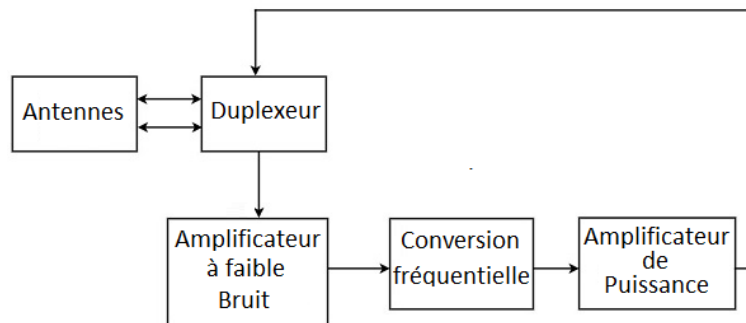


Figure 1.2 : Diagramme d'un transpondeur

Puisque le transpondeur est un dispositif qui effectue des traitements sur les signaux d'émission et de réception alors son système doit inclure un duplexeur qui est une liaison micro-onde bidirectionnelle. Ils existent deux types de transpondeurs :

- Transpondeur conventionnel : Ce type de transpondeurs reçoit le signal RF et effectue uniquement la conversion fréquentielle puis l'amplification.
- Transpondeur régénératif : Les transpondeurs régénératifs réalisent en plus une démodulation du signal reçu pour le régénérer en bande de base avant de le moduler pour l'émettre à nouveau.

1.2.2.2 Les caméras :

Les caméras satellitaires sont fréquemment utilisées pour diverses applications spatiales, comme la recherche sur le climat, la météorologie, la cartographie et la surveillance militaire. Elles sont caractérisées par une haute résolution et une sensibilité très élevée. Puisque ces caméras sont mises à l'extérieur de la structure du satellite elles doivent être conçues pour résister aux contraintes de l'environnement spatial.

1.2.2.3 Les antennes :

Tout satellite doit être équipé d'antennes sinon ce dernier ne sera qu'une boîte métallique flottant d'une manière incontrôlable indéfiniment dans l'espace. Cependant en plus des antennes présentes sur la plateforme, les satellites de télécommunication sont équipés d'antennes supplémentaires.

La conception des antennes est une partie cruciale de la réalisation d'un système satellitaire. Leurs dimensions, matériaux de construction, formes, emplacement sur la structure, performances et résistance à l'environnement, tout doit être étudié, analysé et optimisé.

1.3. Introduction aux liaison de communication satellitaires :

1.3.1. Schémas et principe d'une communication satellitaire :

Dans le cas générale d'un système de communication par satellite, illustré dans le schéma de la figure 1.3, le modèle présente deux composantes essentielles, un segment spatial et un segment terrestre. Le segment spatial est constitué par le satellite lui-même, qui dispose de dispositifs d'émission-réception radioélectriques associés à des antennes et des amplificateurs à large bande et à gain élevé. Le segment terrestre comprend les équipements de transmission, fixes ou mobiles, situés à la surface de la terre et des équipements auxiliaires. [6]

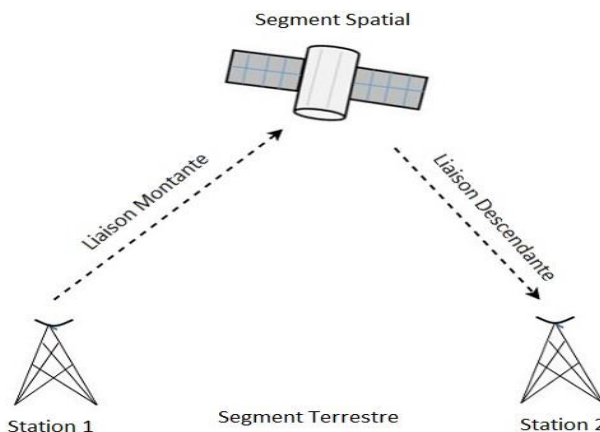


Figure 1.3 : Schéma d'une communication satellitaire

Le segment spatial sera relié au segment terrestre à travers deux canaux de transmission : la liaison montante et la liaison descendante. Les canaux de transmissions entre le satellite et les stations terrestres peuvent être bidirectionnelles ou unidirectionnelles.

1.3.2. Segment terrestre :

Le segment terrestre est composé d'une ou plusieurs stations qui se charge du traitement des signaux reçus et émis à travers la communication satellitaire. Ces stations terrestres peuvent être fixe au sol ou en déplacement sur des bateaux ou des avions.

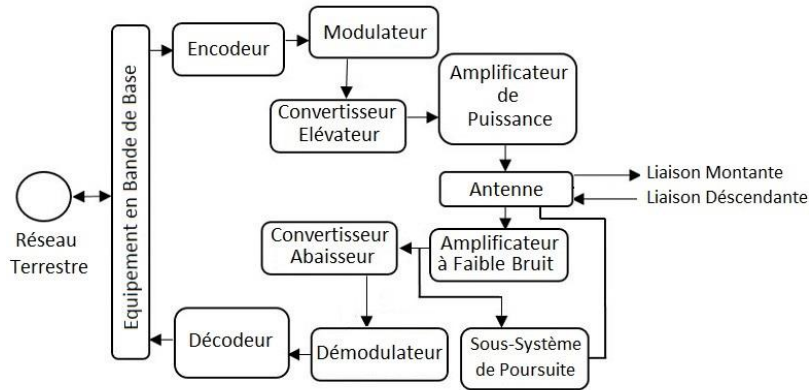


Figure 1.4 : Diagramme en blocs du Segment terrestre

D'après le schéma fonctionnel de la figure 1.4, on déduit que les stations du segment terrestre peuvent être divisées en quatre sous-systèmes principaux chacun réalisant une fonction dans le processus de communication.

- **Système de traitement à l'émission :** Cette partie se charge du codage de l'information que l'on désire émettre tout en appliquant des méthodes de correction d'erreur. La fréquence intermédiaire à la sortie du modulateur sera élevée à l'aide d'un convertisseur de fréquence, le signal sera ensuite amplifié envoyé à l'antenne.
- **Système de traitement à la réception :** À la réception le signal collecté sera très faible. Il sera alors filtré et amplifié à l'aide d'un amplificateur à faible bruit, pour ensuite passer par des convertisseurs de fréquence pour atteindre le signal en bande de base qui sera décodé et corrigé.
- **Antennes :** Les antennes utilisées au niveau des stations terrestres sont des antennes paraboliques de très grandes taille puisque leur conception n'est pas limitée par des contraintes de dimensions contrairement aux antennes du segment spatial. Certaines stations utilisent des réseaux d'antennes pour améliorer les performances des liaisons satellitaires.
- **Système de poursuite et de suivi :** Ce système charge du suivi du satellite en assurant une transmission optimale et un gain maximale, la poursuite et le suivi peut se faire automatiquement ou manuellement.

On peut aussi classer les stations terrestres en trois catégories :

- **Station de Télémétrie :** Destinées à la collecte des données de fonctionnement du satellite.
- **Station Téléport :** Elles assurent l'interface de communication.
- **Station radar de suivi et de poursuite :** Elle se charge du suivi de l'engin spatial et de la détermination de sa position.
- **Station destinée aux missions interplanétaires** qui sont caractérisées par des antennes de très grandes tailles.

1.3.3. Segment spatial :

Le segment spatial représente le satellite et tous les sous-systèmes et les charges utiles dont il est équipé. Puisque notre étude est consacrée à la conception et l'optimisation d'une antenne hélicoïdale pour les communications satellitaires TT&C, dans cette partie on s'intéressera aux différents types d'antennes satellite, leurs rôles dans les liaisons satellite et l'influence de l'environnement spatial sur leurs performances.

Une antenne est une structure métallique qui capture ou transmet des ondes électromagnétiques. En émission quand une antenne est alimentée par un signal électrique ce dernier fait vibrer les électrons ce qui produira une onde électromagnétique qui se propagera jusqu'à son arrivée à l'antenne réceptrice, le même phénomène va alors permettre de générer le même signal qui a permis d'exciter l'antenne émettrice.

Il existe différents types d'antennes chacune ayant ses propres avantages, caractéristiques et inconvénients.

1.4 Caractéristiques fondamentales des antennes dans les liaisons satellitaires :

Durant cette partie nous allons nous consacrer aux différentes caractéristiques prises en compte dans la conception des antennes destinées aux applications spatiale dans le but de maximiser les performances de la liaison établie et assurer un fonctionnement optimal.

1.4.1 Le gain:

- La directivité : C'est le rapport entre l'intensité de radiation d'une antenne quelconque et celle d'une antenne isotrope de référence qui rayonne en totalité la même puissance que l'antenne en question.
- Rendement : C'est le rapport entre la puissance totale rayonné par l'antenne et la puissance qui alimente l'antenne. Ce paramètre est un indicateur des pertes qu'introduit une antenne au signal qu'elle reçoit.
- Gain : La définition du gain d'une antenne est la même que celle de sa directivité sauf que le gain prend en compte les pertes introduites par l'antenne. Durant la conception d'une antenne on prend en considération le gain maximal. [7]

1.4.2 Puissance équivalente rayonné isotropiquement (EIRP) :

C'est le produit entre le gain de l'antenne et la puissance rayonné par cette dernière, ce facteur est souvent utilisé comme indice de la capacité de transmission d'une station de base.

1.4.3 La polarisation :

La polarisation d'une antenne représente la polarisation de l'onde qu'elle émet et ceci en champs lointain où elle sera considérée comme onde plane. Cette propriété est décrite par la variation temporelle du module et de la direction du vecteur champs électrique.

Il existe trois types de polarisation selon la courbe tracée par l'extrémité de ce vecteur : linéaire, circulaire et elliptique. [8]

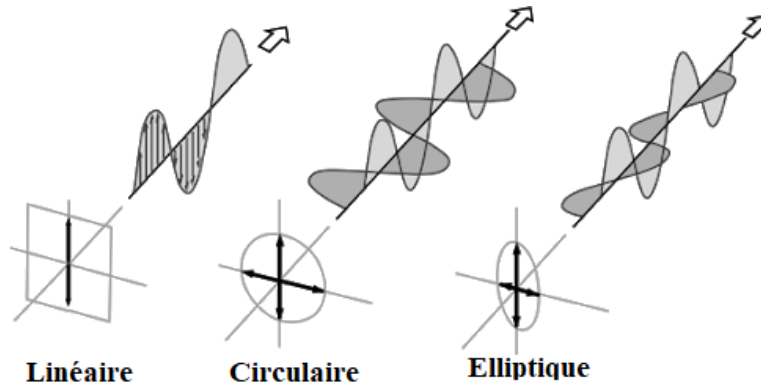


Figure 1.5 : Types de Polarisation

1.4.4 Le rapport axial :

Ce paramètre est principalement utilisé pour la description de l'efficacité de la polarisation circulaire d'une antenne qui n'est pas toujours parfaite et qui peut tendre vers une polarisation elliptique. Il est défini comme étant le rapport entre les deux axes d'une polarisation elliptique. Une polarisation elliptique peut être considérée comme circulaire pour un rapport axial inférieur à 3 dB. [7]

Si la polarisation est linéaire le rapport axial sera infini car l'une des composantes du champ électrique sera nulle. Si le rapport axial d'une antenne à polarisation elliptique tend vers 0 dB alors sa polarisation sera circulaire.

Donc le rapport axial est utilisé pour l'étude des antennes à polarisation circulaire, sachant qu'une valeur inférieure à 3 dB du rapport axial caractérise une polarisation circulaire. En général l'étude du rapport axial se fait au niveau du lobe principal ou dans un angle d'ouverture donné, ceci permet de fixer une limite où une polarisation circulaire quasiment parfaite doit être atteinte.

1.4.5 Bande passante :

La bande passante et la plage fréquentielle dans laquelle les paramètres de l'antenne ne sont pas dégradés. Dans le cas des antennes à bande étroite la bande passante est formulée en pourcentage par l'équation 1.1 :

$$BP\% = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} * 100 \quad (1.1)$$

Ou f_{max} et f_{min} représentent respectivement les fréquences de coupures maximale et minimale de la bande passante, quant à f_c elle caractérise la fréquence centrale de fonctionnement donc celle de la porteuse. [9]

Dans des antennes large bande la bande passante va dépasser les 100% alors elle sera caractérisée par la rapport entre les fréquences maximale et minimale :

$$BP = \frac{f_{max}}{f_{min}} \quad (1.2)$$

Les bandes fréquentielles utilisées dans les systèmes de communication par satellite sont données dans le tableau ci-dessus en Giga Hertz :

Désignation de la bande fréquentielle	Etendue fréquentielle de la liaison ascendante	Etendue fréquentielle de la liaison descendante
L	0.800 --- 2.150	
S	2.025 --- 2.120	2.200 --- 2.300
C	5.925 --- 6.425	3.700 --- 4.200
X	7.900 --- 8.395	7.250 --- 7.745
Ku	14.000 --- 18.100	10.700 --- 12.750
Ka	18.000 --- 31.000	
V	36.000 --- 51.400	

Tableau 1.1 : Bandes fréquentielles utilisées dans les communications satellitaires

Du fait de la relation de proportionnalité inverse qui existe entre la taille d’une antenne et la fréquence du signal qu’elle émet et pour optimiser les dimensions des antennes satellite on doit monter en fréquence alors la plupart des applications spatiales utilisent des transmissions de l’ordre du Giga Hertz.

Chaque bande de fréquence à un domaine d’utilisation spécifique, par exemple : la bande L est utilisée pour le GPS et les communications par téléphone mobile. La bande S est utilisée pour les radar météorologique et les systèmes de commande et de télémétrie. La bande C apparait surtout dans les applications de diffusion TV quant à la bande X elle possède surtout des applications dans le domaine militaire. [10]

Ces bandes fréquentielles sont souvent divisées dans le cas des liaisons montantes et descendantes et ceci pour éviter les interférences entre émission et réception.

1.4.6 Diagramme de rayonnement et angles d’ouverture :

Le diagramme de rayonnement est une représentation des propriétés de rayonnement de l’antenne en fonction des coordonnées spatiales (coordonnées sphériques). Le diagramme de rayonnement est une caractéristique du champ lointain où la distribution spatiale de la puissance rayonnée ne dépend pas de la distance.

En générale l’étude du diagramme de rayonnement se fait dans deux plans perpendiculaires, le plan d’élévation contenant et le plan azimutal. [7]

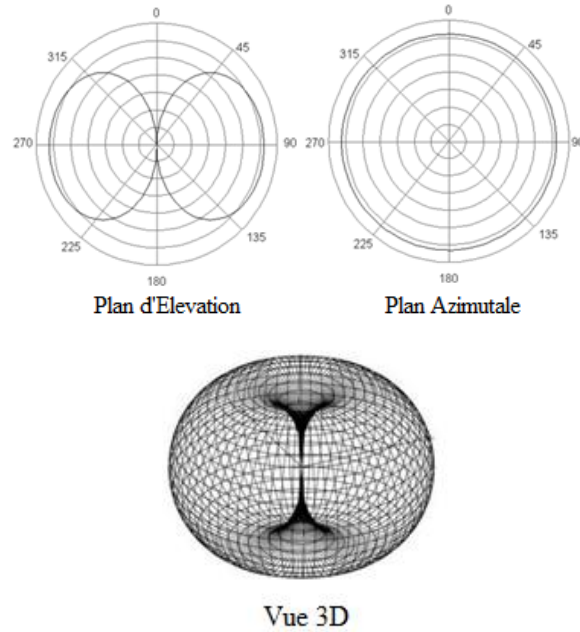


Figure 1.6 : Exemple d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel

Durant l'étude du diagramme de rayonnement nous nous intéressons à quelques paramètres qui vont caractériser l'antenne :

- Angle d'ouverture à demi puissance (HPBW) : C'est l'angle de part et d'autre de la direction maximale pour laquelle l'intensité de rayonnement est supérieure à la moitié de l'intensité maximale.
- Angle d'ouverture au premier nul (FNBW) : C'est l'angle séparant les deux premiers nuls du diagramme de rayonnement adjacents au lobe principale.

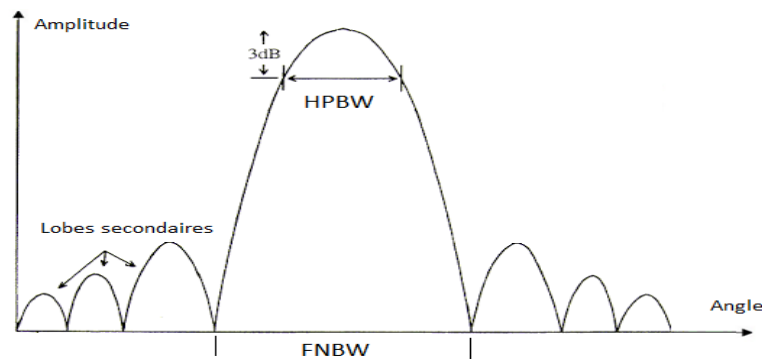


Figure 1.7 : Paramètres caractérisant un diagramme de rayonnement

1.4.7 Zone de couverture :

La couverture d'une antenne représente la gamme de direction sur laquelle les paramètres de l'antenne respectent certaine spécification. Elle se réfère à la directivité ou au gain et est souvent exprimée comme l'empreinte terrestre, en projetant la caractéristique de rayonnement de l'antenne sur la surface terrestre. [11]

1.5 Influence de l'environnement spatial sur les performances d'une liaison satellitaire :

Les antennes sont toujours installées à l'extérieur du satellite ce qui les met en exposition aux différentes contraintes de l'environnement spatial.

1.5.1 Ceinture de Van Allen :

Il s'agit d'un effet causé par le champ magnétique terrestre qui génère deux zones piégeant une concentration importante d'électrons et de protons, les contraintes électromagnétiques causées par cette zone peuvent endommager les composants électroniques. [11]

1.5.2 Pertes atmosphérique :

- Effets de l'ionosphère :

Les ondes électromagnétiques échangées entre les stations terrestres et le satellite traversent l'ionosphère qui est la couche extérieure de l'atmosphère composée de gaz ionisés. Les contraintes électromagnétiques qu'impose cette couche peuvent énormément influencer le signal reçu. Elles peuvent notamment causer : une rotation de la polarisation de l'onde, Changement de fréquences et de phases, variation de la direction d'arrivée du signal, réflexion et dispersion du signal.

- Effets de la troposphère :

En traversant cette couche de gaz atmosphérique l'onde radiofréquence va subir une atténuation car une partie de son énergie va être converti en énergie thermique puis réfléchi vers l'espace. [12]

1.5.3 Environnement plasma :

Les charges mobiles et instables contenues dans le plasma peuvent provoquer des charges électrostatiques surfaciques dans les engins spatiaux y compris les antennes.

1.5.4 Rayonnements :

Les sources de rayonnement dans l'espace sont multiples et de différents types : Visibles, Ultraviolet, Rayonnement X et Gamma. En plus de causer un échauffement des équipements de bords du satellite, ces rayons peuvent causer une dégradation des matériaux qui composent les antennes réduisant ainsi leurs performances.

1.5.5 Météorites et débris orbitaux :

On comptabilise environ 10000 objets d'une taille supérieure à 10 cm, 200000 objet entre 1 et 10 cm. Ces débris et déchets issus de missions spatiales précédentes peuvent entrer en collision avec l'un des satellites orbitant autour de la terre et causer des dégâts très lourds. [11]

1.5.6 Le bilan de liaison :

Afin d'analyser les performances d'un système de communication il est nécessaire d'évaluer, en fonction des paramètres internes et externes de notre système, la qualité de la liaison établie. Le bilan d'une liaison satellitaire est de manière basique la somme des pertes entre l'émetteur et le récepteur. L'étude du bilan de liaison se fait pour les deux cas des liaisons ascendantes et descendantes. [12]

Après l'étude des différentes pertes nous calculons la puissance au récepteur qui doit dépasser un certain seuil pour qu'on puisse considérer la liaison comme réussie. La relation entre la puissance reçue et la puissance émise est donnée par l'équation 1.3 :

$$P_r = P_e * G_e * G_r * L \quad (1.3)$$

P_r et P_e étant respectivement les puissances reçue et émise, G_e et G_r étant respectivement les gains des antennes d'émission et de réception.

« L » représente le facteur qui inclut toutes les pertes :

- Pertes dues à la propagation en espace libre.
- Pertes dues à la polarisation.
- Pertes atmosphériques.
- Pertes à la réception et à l'émission.

1.6 Les différents types d'antennes utilisées dans les liaisons satellitaires :

1.6.1 Antennes cornets :

Le principe de l'antenne cornet vient de l'ajout d'une ouverture progressive au guide d'onde qui l'alimente dans le but d'avoir une transition graduelle entre le guide et le milieu de propagation. Cette transition permet d'avoir une bonne adaptation d'impédance et une meilleure directivité avec des valeurs de gain pouvant atteindre les 20 dB. [7]

Il existe plusieurs types d'antennes cornets et ceci selon le type d'ouverture :

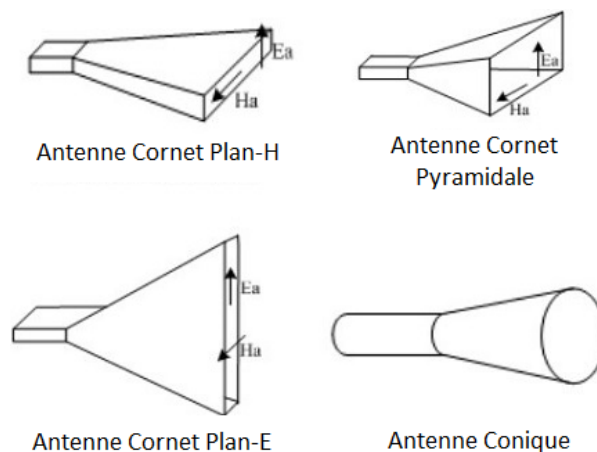


Figure 1.8 : Différents types d'antennes cornets

1.6.2 Antennes micro ruban (Patch) :

Une antenne micro ruban est formée d'un patch métallique, de forme rectangulaire ou circulaire, monté sur un matériel diélectrique le séparant avec un plan de masse. Le métal aura des dimensions de l'ordre de la moitié de la longueur d'onde émise.

Lorsque l'antenne est alimentée les ondes électromagnétiques générées vont subir des réflexions entre le plan de masse et le patch puis seront émises par les bords. Les antennes patches sont caractérisées par un gain relativement faible qui est compensé par un poids faible et des dimensions beaucoup moins encombrantes. [7]

Les antennes patches sont généralement utilisées en réseau d'antennes pour obtenir une meilleure directivité.

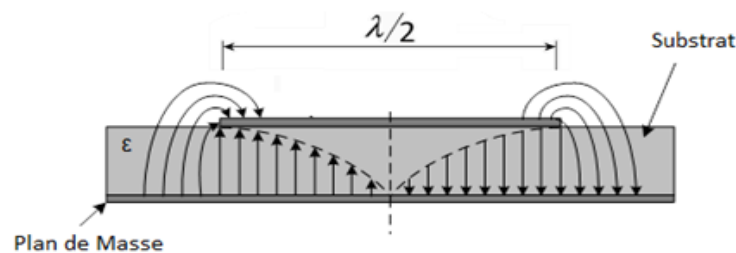


Figure 1.9 : Distribution du champ électrique dans un antenne patch

1.6.3 Antennes paraboliques :

Les antennes paraboliques sont le choix principal dans les applications demandant une directivité très élevée. Elles sont composées d'un plan de masse passif illuminé par une source placée dans la direction d'émission. [7]

Il existe quatre types d'antennes paraboliques selon la forme et les dimensions du réflecteur, mais aussi selon l'emplacement de la source qui sera en générale une antenne cornet :

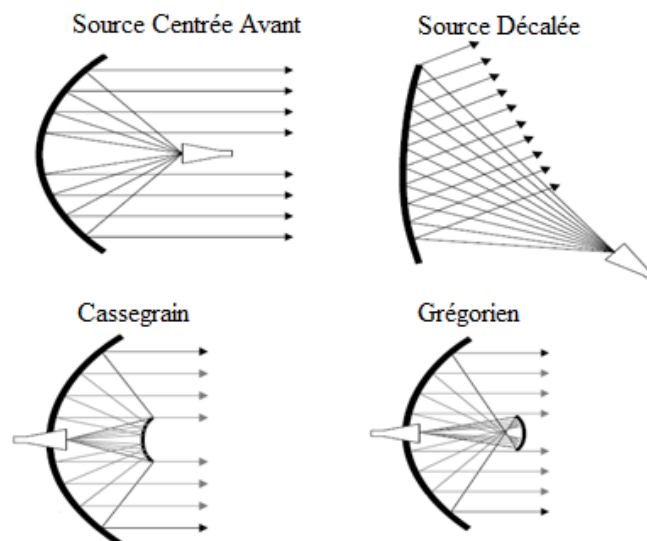


Figure 1.10 : Différents types d'antennes à réflecteur parabolique

1.6.3 Antennes dipôle et monopole :

Les antennes dipôle et monopole sont des antennes basiques et très simple à réaliser. Dans le cas du monopole un seul élément est alimenté l'autre extrémité sera connectée à un plan réflecteur relié à la terre. Dans le cas du dipôle les deux extrémités seront alimentée.

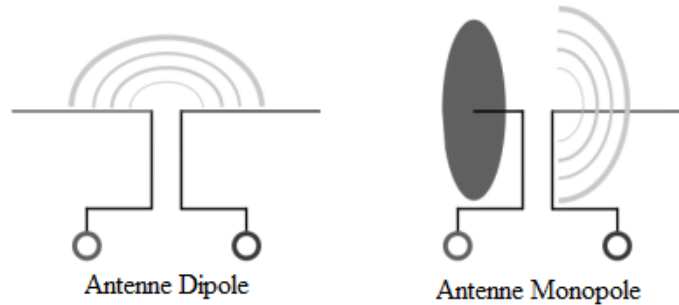


Figure 1.11 : Structures des antennes dipôle et monopole

Une forme très utilisée des antennes monopole dans le domaine spatial est l'antenne « turnstile » qui est un réseau de quatre monopoles alimentés en quadrature de phase, offrant une meilleure polarisation circulaire.



Figure 1.12 : Antenne « Turnstile »

1.6.4 Antennes hélicoïdales :

L'antenne hélicoïdale est une antenne filaire qu'on enroule en forme d'hélice autour d'un axe central. À sa base l'hélice est reliée à un plan de masse. L'antenne hélicoïdale se caractérise par une polarisation circulaire très performante plus un gain relativement élevé, ajouté à un design très simple. [7]

En effet, en jouant sur le nombre de spires, leur diamètre et leur espacement le design de l'antenne hélicoïdale offre plusieurs possibilités comme des bandes passantes très large. En plus pour certaines applications on utilise plusieurs fils pour réaliser une antenne hélicoïdale. On aura alors les antennes bifilaires et quadri filaires qui peuvent offrir de meilleurs caractéristiques.



Figure 1.13 : Antennes hélicoïdales monofilaire et quadri-filaire

1.7 Conclusion :

À travers ce chapitre nous avons pu avoir une idée sur l'architecture générale d'un satellite et le rôle des divers sous-systèmes composant sa structure notamment le système de suivi, télémétrie et commande et son importance dans le bon fonctionnement du segment spatial. Les données émises par ce sous-système seront véhiculées à travers la liaison satellitaire à l'aide des antennes dont est muni le satellite.

Afin de garantir la réussite de la missions spatiale la liaison de communication fournie par l'antenne doit alors être stable et performante avec des marges de puissance constante même sous l'effet des différentes agressions du milieu spatial. En effet plusieurs performances des antennes peuvent être dégradées par effet du champ magnétique terrestre, des pertes atmosphériques ou des atténuations par rotation de la polarisation.

Nous avons vu les principaux types d'antennes utilisées dans le domaine des communications par satellite chacune ayant son propre principe de fonctionnement offrant différentes performances. Selon ses caractéristiques de rayonnement chaque antenne sera orientée vers une application précise. Dans notre cas on s'intéresse à la conception d'une antenne hélicoïdales quadri filaire pour la liaison réservée au données de la TT&C et de la charge utile. Notre antenne doit alors fournir un bilan de puissance constant, ceci à l'aide d'un diagramme de rayonnement permettant un équilibre entre le gain et la position du satellite ajouté à une polarisation circulaire. Pour ceci les performances de l'antenne hélice seront étudiées en détail dans le chapitre suivant.

Chapitre 2 : Etude théorique des antennes hélicoïdales monofilaires et multifilaires

2.1 Introduction :

Ce chapitre est consacré à une étude théorique des antennes hélicoïdales. Nous allons passer en revue les différentes caractéristiques propres à ces antennes.

Nous commencerons tout d'abord par la première version de l'antenne hélice l'antenne hélicoïdale monofilaire. Nous nous intéresserons alors aux différents paramètres et dimensions qui définissent sa structure, qui auront alors un impact sur ses caractéristiques de rayonnement.

Ensuite en passera aux antennes hélices multifilaire, en commençant par l'antenne hélicoïdale bifilaire, puis l'antenne hélicoïdale quadri filaire en étudiant le cas particulier de l'antenne quadri filaire résonante. Nous effectuerons une recherche sur les circuits d'alimentation des antennes hélicoïdales quadri filaire, en nous intéressant aux diviseurs de puissance et circuit déphaseurs utilisés.

Un fichier Excel représentant un modèle de calculateur de performance d'antenne hélice en mode axial sera réalisé pour nous aider lors de l'étude de l'antenne hélice monofilaire durant nos simulations. Ceci va également nous faciliter la réalisation d'une comparaison entre l'antenne hélice monofilaire et l'antenne hélice quadri filaire.

Ce chapitre nous permettra de mettre en valeur les caractéristiques des antennes hélicoïdales et justifier alors l'intérêt qu'elles représentent dans le domaine spatial.

2.2 Historique de l'antenne hélice :

La première antenne hélicoïdale présentée dans la figure 2.1 a été conçue en 1940, par le physicien Américain John Daniel Kraus, composée d'un fil courbé en forme d'hélice à sept spires autour d'un axe fixé sur un plan de masse réflecteur. Après plusieurs tests effectués sur cette antenne, son potentiel et ses nombreuses capacités se sont rapidement dévoilés. Différentes recherches ont permis d'aboutir à des équations semi-empiriques qui facilitent la de ces antennes [8].

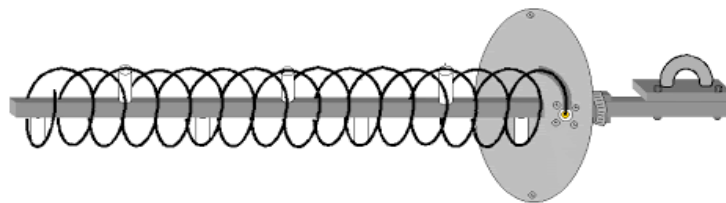


Figure 2.1 : Antenne Hélicoïdale Monofilaire

À travers leurs développements, les antennes hélicoïdales se sont trouvées au centre de plusieurs projets et applications dans différents domaines :

- La radioastronomie.
- Les systèmes de communication par satellite.
- Les stations de suivi et les missiles balistique.
- La radio diffusion.
- Les réseaux WLAN.

2.3 Antennes large bande et antenne à onde progressive :

L'antenne hélicoïdale est une antenne filaire, large bande à ondes progressives. Les antennes à ondes progressives sont caractérisées par une structure de guidage non résonante qui véhicule l'onde à l'entrée tout au long de la structure jusqu'à son atténuation quasi totale à la sortie. Ces antennes sont caractérisées par un fonctionnement large bande et des taux d'ondes stationnaires très faibles. Contrairement aux antennes résonnantes qui sont caractérisées par des bandes fréquentielles étroites ou l'onde est constamment réfléchiée dans la structure de l'antenne ce qui cause des taux d'ondes stationnaires élevés.

Nous pouvons arbitrairement considérer une antenne comme antenne large bande si son impédance d'entrée et ses caractéristiques de rayonnement restent inchangées sur environ un octave de la fréquence centrale

2.4 Structure d'une antenne hélicoïdales monofilaires :

Une antenne hélicoïdale monofilaire conventionnelle est conçue en enroulant un fil conducteur autour d'un axe central en forme d'hélice. La base de l'hélice sera alimentée par l'âme d'un câble coaxial et fixée à un plan de masse vers lequel afflue le courant présent au niveau de la tresse du câble coaxial. Le plan de masse peut prendre différentes formes et différentes dimensions qui ne doivent pas descendre en dessous de l'ordre de trois quart de la longueur d'onde. L'antenne sera ensuite paramétrée selon les dimensions de l'hélice par rapport à la longueur d'onde. La structure de l'hélice est représentée dans la figure 2.2, [13].

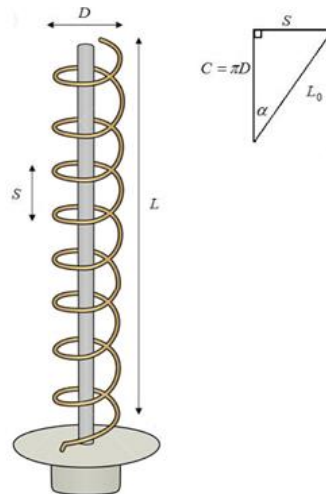


Figure 2.2 : Dimensions et structure d'une antenne hélicoïdale monofilaire

La géométrie de l'hélice est décrite par les paramètres ci-dessous :

- « S » Distance séparant deux spires successives
- « C » Circonférence de l'hélice est calculé par : $C = \pi * D$ (2.1)

- « L » est la longueur totale de l'antenne : $L = N * S$ (2.2)
telle que N représente le nombre de spires.

- La longueur totale du fil qui constitue l'antenne est donnée par la relation 2.3 :

$$L_f = N * L_0 \quad , \quad L_0 = \sqrt{S^2 + C^2} \quad (2.3)$$

L_0 étant la longueur du fil composant une spire, l'antenne hélicoïdale est généralement caractérisée par la relation trigonométrique liant S , C et L_0 donnée par l'équation 2.4 dont découle un nouveau paramètre appelé angle d'inclinaison α :

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{S}{C}\right) \quad (2.4)$$

Une antenne hélicoïdale peut être considérée comme un hybride de deux différents types d'antennes, l'antenne dipôle et l'antenne boucle circulaire. En effet si le diamètre de l'hélice tend vers zéro ($\alpha = 90^\circ$) nous serons dans le cas d'une antenne dipôle, et si la distance entre les spires devient très négligeable devant le diamètre de l'hélice ($\alpha = 0^\circ$) nous aurons une antenne boucle circulaire [7].

2.5 Polarisation de l'antenne hélicoïdale monofilaire :

L'une des propriétés principales qui caractérise l'antenne hélicoïdale et sa polarisation. En effet l'onde émise par l'antenne hélicoïdale et à polarisation éclipitique ayant un rapport axial très proche de l'unité sur une bande fréquentielle relativement large. Cette polarisation éclipitique, quasiment circulaire (rapport axial très faible) donne une liaison très performance et réduit d'une manière significative les pertes par polarisation. C'est cette propriété qui a mis l'antenne hélicoïdale en première place dans de nombreux domaine, notamment les communications satellitaires ou les signaux sont sujet à des rotations de la polarisation en passant par l'atmosphère terrestre ionisé. Les pertes par polarisation dans le cas des polarisations circulaires seront largement inférieures à ceux qui occurent pour des polarisations linéaires, même si l'antenne réceptrice polarisée circulairement collecte une onde à polarisation linéaire les pertes seront pratiquement négligeables et pourront être compensé étant de l'ordre de 3 dB [14]. Le sens de la polarisation dépend du sens de l'enroulement de l'hélice, si l'hélice effectue une rotation dans le sens direct alors la polarisation sera circulaire gauche, sinon dans le cas contraire la polarisation sera circulaire droite.

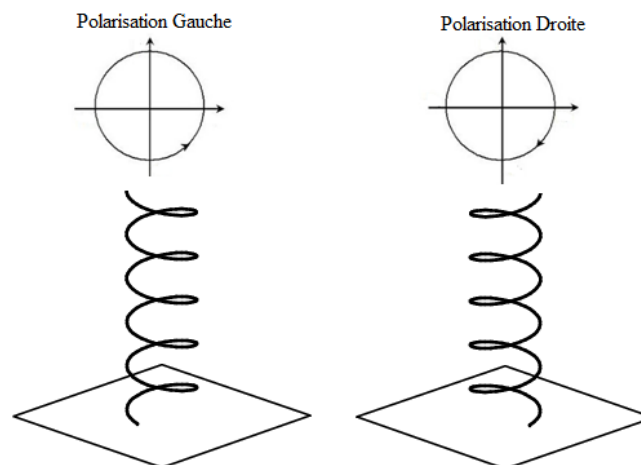


Figure 2.3 : Dépendance entre le sens de l'enroulement de l'hélice et la polarisation

Pour une hélice ayant des dimensions très inférieures à la longueur d'onde émise, la polarisation sera éclipstique et va tendre vers une polarisation linéaire. Pour améliorer la polarisation, on utilise les antennes hélicoïdales multifilaires.

2.6 Modes de fonctionnement d'une antenne hélicoïdales monofilaires :

Selon le rapport entre la longueur d'onde à laquelle opère notre antenne hélicoïdale et ses dimensions respectives, on peut avoir deux modes de fonctionnement différents. Chacun ayant ces propres caractéristiques et applications. Ces deux modes de fonctionnement, présentés sur la figure 2.4, sont le mode Normal (Transversal), et le mode Axial (Longitudinal) [8].

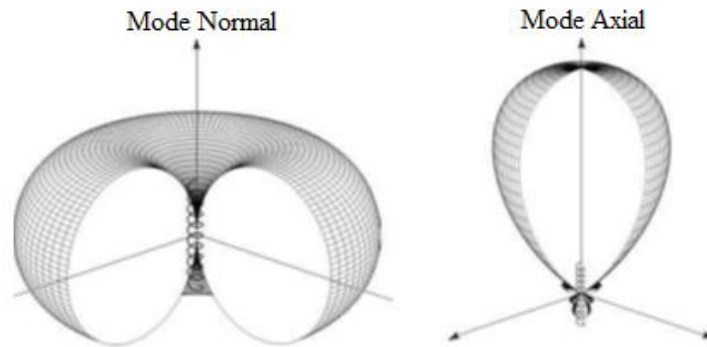


Figure 2.4 : Diagrammes de rayonnement en modes normal et mode axial

Le mode de fonctionnement Normal donne un diagramme de rayonnement omnidirectionnel similaire à celui d'une antenne dipôle ou d'une antenne boucle. Le mode de fonctionnement Axial génère un diagramme de rayonnement directive similaire à celui d'un réseau d'antenne longitudinal [8].

2.6.1 Mode de fonctionnement normal :

Le mode normal désigne le cas où le maximum de rayonnement est perpendiculaire à l'axe de l'hélice. Pour atteindre ce cas les dimensions de l'hélice doivent être très inférieures comparées à la longueur d'onde ($L_n \ll \lambda$) [7]. Dans ce cas l'hélice pourra être considérée comme une suite de N antennes boucle de diamètre D mises en série avec N dipôles de longueur S :

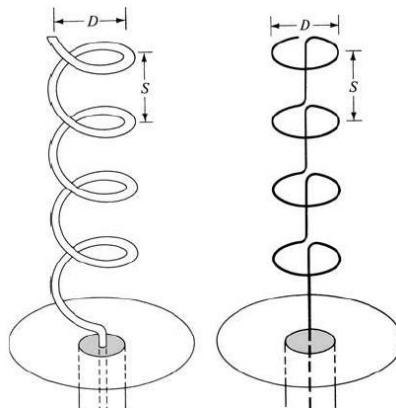


Figure 2.5 : Modèle d'une antenne hélicoïdale en mode normal

Pour une étude du rayonnement en champ lointain la distribution du courant le long d'une hélice dont les dimensions sont négligeables devant la longueur d'onde, sera uniforme en amplitude et en phase et sera alors indépendante du nombre de spires. Alors le champ lointain rayonné par l'hélice sera divisé en deux composante orthogonales représentant les champs rayonnés par une antenne boucle et un dipôle.

- Champ rayonné par une petite boucle de diamètre D :

$$E_{\varphi} = \frac{\eta k^2 I_0}{4r} \left(\frac{D}{2}\right)^2 e^{-jkr} \sin \theta \quad (2.5)$$

- Champ rayonné par un dipôle de longueur S :

$$E_{\theta} = \frac{j\eta k I_0 S}{4\pi r} e^{-jkr} \sin \theta \quad (2.6)$$

Les deux composantes sont en effet orthogonales car le champ émis par une boucle est à polarisation linéaire horizontale quant à celui rayonné par un dipôle il sera à polarisation linéaire verticale. On remarque également que ces composantes sont en quadrature de phase, condition nécessaire pour une polarisation circulaire ou elliptique. [7]

Nous pouvons alors calculer le rapport axial caractérisant l'onde résultant de la superposition de ces deux vecteurs qui sera le rapport entre leurs modules à travers la relation 2.7.

$$AR = \frac{|E_{\theta}|}{|E_{\varphi}|} = \frac{4S}{\pi k D^2} = \frac{2\lambda S}{(\pi D^2)} \quad (2.7)$$

Alors selon les valeurs choisies pour la distance entre les spires (S) et le diamètre on pourra obtenir différents cas de polarisation omnidirectionnelle. Pour $AR \cong 0$ on aura une polarisation linéaire horizontale (antenne boucle), pour $AR \rightarrow \infty$ on aura une polarisation linéaire verticale (antenne dipôle). En choisissant les valeurs de S et D de manière à obtenir un rapport axial unité la polarisation sera circulaire ce qui correspond à la relation 2.8.

$$C = \sqrt{2\lambda S} \quad (2.8)$$

Dans les autres cas ou $0 < AR < \infty$ la polarisation sera elliptique.

À cause des dimensions réduites qu'impose ce mode à l'antenne hélicoïdale, sa bande passante sera étroite et comme toutes les antennes électriquement courte elle aura un gain relativement faible. Le mode normal est pourtant utilisé dans plusieurs application grâce à sa couverture omnidirectionnelle et ses dimensions réduites comme les systèmes de communication mobile et portable dans les bandes HF, VHF et UHF.

2.6.2 Mode de fonctionnement axial :

Le mode axial est caractérisé par un maximum de rayonnement parallèle à l'axe de l'hélice. Ce mode de fonctionnement est actif pour des valeurs précises des dimensions de l'hélice qui doivent être de l'ordre de quelques fractions de la longueur d'onde. Dans ce cas la distribution du courant (figure 2.6) [15] le long de l'antenne hélicoïdale n'est pas uniforme car les dimensions de l'antenne ne sont plus négligeables.

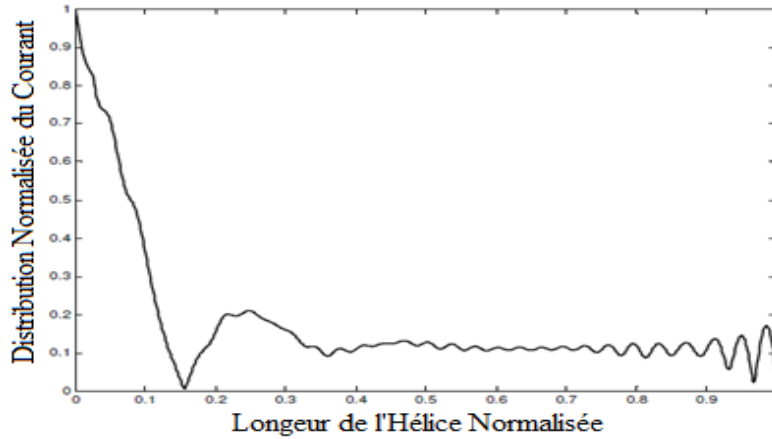


Figure 2.6 : Distribution du courant le long d'une antenne hélicoïdale en mode axial

Les variations de la phase du courant dans chaque enroulement d'une hélice en mode axial, montre qu'il y a un déphasage de 180° à travers une demi spires, en plus la direction du courant est inversée à travers une demi spires grâce à la géométrie de l'hélice ce qui va permettre d'avoir un courant en phase sur deux points opposés sur une spire de l'hélice, ce qui va conduire à des interférences constructives des ondes rayonnées d'une manière axiale. [13]

Le champ électrique peut être approximé en considérant l'antenne comme un réseau longitudinal uniforme avec une distance inter élément égale à S , les N éléments (Spires) ayant une distribution de courant non uniforme mais identique. Le champ total sera obtenu en multipliant le champ élémentaire par le facteur réseau qui est donné par la relation 2.9 [7] :

$$AF = \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\Psi\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (2.9)$$

Ψ Étant la phase relative du réseau donnée par l'expression 2.10 :

$$\Psi = k\left(S \cos \theta - \frac{L_0}{p}\right) \quad (2.10)$$

P représente le rapport entre la vitesse de propagation de l'onde le long de l'hélice et celle dans le vide.

A cause de sa longueur relativement importante en mode axial l'antenne hélice est considérée comme un réseau longitudinal de Hansen-Wood Yard donc si on résout l'équation pour p [13] :

$$\Psi_{\theta=0} = -2\pi m + \frac{\pi}{N} \quad (2.11)$$

Nous trouverons que pour m=1 :

$$p = \frac{L_0/\lambda}{S/\lambda + \frac{2N+1}{2N}} \quad (2.12)$$

En remplaçant on trouve :

$$\Psi = k \left(S \cos \theta - S - \frac{2N+1}{2N} \lambda \right) = kS (\cos \theta - 1) - 2\pi - \frac{\pi}{N} \quad (2.13)$$

Nous obtiendrons alors le champ électrique total en multipliant le facteur réseau par le rayonnement d'un seul élément qui est considéré comme étant une boucle circulaire est sera approximé à $E_0 = \cos \theta$.

$$E = \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \cos \theta \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\Psi\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (2.14)$$

Pour déterminer les expressions décrivant le gain et autres caractéristiques du rayonnement de l'antenne un calcul d'intégration très complexe s'impose, cependant il existe des expressions semi empiriques qui décrivent le rayonnement d'une antenne hélicoïdale avec une précision assez satisfaisante [16].

Pour atteindre de bonne performance en terme de polarisation circulaire, un nombre de spires supérieurs à trois, les dimensions de l'hélice seront généralement choisies en respectant les conditions de 2.15 [8] :

$$\frac{3\lambda}{4} < C < \frac{4\lambda}{3} \quad ; \quad 12^\circ < \alpha < 15^\circ \quad (2.15)$$

Pour des dimensions comprises dans les intervalles ci-dessus les expressions semi empiriques suivantes déterminent les caractéristiques de l'antenne permettant ainsi sa conception (C_λ et S_λ étant les valeurs respectives de la circonférence de l'hélice et de l'espacement entre spires normalisé par la longueur d'onde) [7].

- Impédance :

L'impédance d'entrée de l'antenne hélicoïdale en mode axial est purement résistive et est donnée par l'expression 2.16.

$$Z = 140 C_\lambda \quad (2.16)$$

- Gain :

Ils existent plusieurs modèles pour le gain d'une antenne hélice en mode axial, durant la conception d'une antenne hélicoïdale la formule donnant le résultat optimal sera choisie.

- Formules de Kraus : Ces deux équations (2.17, 2.18) ont une marge d'erreur d'environ 3 dB

$$G = 15NC_{\lambda}^2 S_{\lambda} \quad (2.17)$$

$$G = 12NC_{\lambda}^2 S_{\lambda} \quad (2.18)$$

La relation 2.18 prend en compte les effets des lobes secondaires.

- Formule de King et Wong : Cette formule est en général beaucoup plus précise :

$$G = 8.3 \left(\frac{C}{\lambda}\right)^{\sqrt{N+2}-1} \left(\frac{NS}{\lambda}\right)^{0.8} \left(\frac{\tan 12.5^\circ}{\tan \alpha}\right)^{\frac{\sqrt{N}}{2}} \quad (2.19)$$

- Rapport Axial suivant l'axe de l'hélice :

$$AR = \frac{2N+1}{2N} \quad (2.20)$$

- Angle d'ouverture à demi-puissance en degrés :

-Formule de Kraus :

$$HPBW = \frac{52}{C_{\lambda} \sqrt{NS_{\lambda}}} \quad (2.21)$$

- Formule de King et Wong [10]:

$$HPBW = \frac{52 \left(\frac{2N}{N+5}\right)^{0.6}}{\left(\frac{C}{\lambda}\right)^{\frac{\sqrt{N}}{4}} \left(\frac{NS}{\lambda}\right)^{0.7}} \left(\frac{\tan \alpha}{\tan 12.5^\circ}\right)^{\frac{\sqrt{N}}{4}} \quad (2.22)$$

- Angle d'ouverture au premier nul en degrés :

$$FNBW = \frac{115}{C_{\lambda} \sqrt{NS_{\lambda}}} \quad (2.23)$$

2.7 Autres caractéristiques structurelles de l'antenne hélice :

- Le tube de support :

Dans certaines applications en raison de contraintes mécanique l'hélice est enroulée autour d'un tube en matériaux diélectrique dans le but est de stabiliser la structure de l'antenne. La permittivité du matériau constituant ce tube a une influence non négligeable sur la largeur de la bande fréquentielle de l'antenne. La relation liant ces deux paramètres est inversement proportionnelle.

- Caractéristiques du plan de masse :

Nous avons énoncé lors de la présentation de la structure de l'antenne hélicoïdale que cette dernière est utilisée en étant fixée sur un plan de masse dont la forme peut varier (figure 2.7) et dont les dimensions ne doivent pas être inférieure un certain seuil. Le plan de masse est utilisé pour réfléchir et diriger la puissance rayonnée par l'antenne, la plupart des plans de masse vont ainsi améliorer le gain maximal de l'antenne.

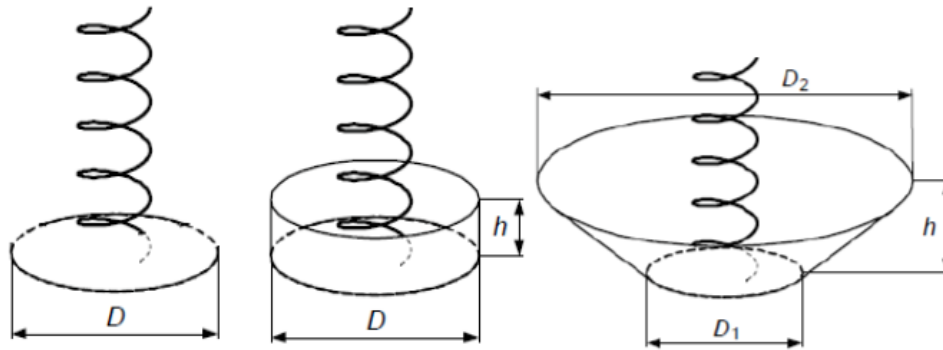


Figure 2.7 : Exemple de plans de masse utilisés pour les antennes hélicoïdales

Dans le cas d'un plan de masse cylindrique en coupe, la valeur de l'élévation h doit être à une valeur proche de $\frac{3}{8}\lambda$. Pour un plan de masse conique la valeur idéale du diamètre de l'ouverture est $\sqrt{2.5NS_\lambda}\lambda$. [5]

Cependant si les dimensions du plan de masse passent en dessous de trois quart de la longueur d'onde la direction maximale de rayonnement sera inversée, l'antenne sera alors en mode de rayonnement « Backfire ». Ce type d'antenne hélicoïdale est généralement utilisé comme alimentation d'une antenne parabolique.

- Adaptation d'impédance à l'entrée :

Dans le cas particulier du mode axial et selon les contraintes limitant les dimensions de l'hélice l'impédance d'entrée aura une valeur comprise entre 100 et 200 Ohm. Sachant que pour avoir des performances optimales, le diamètre du fil qui constitue l'hélice doit être compris entre 0.006λ et 0.05λ , alors que l'impédance caractéristique d'un câble coaxial utilisé pour alimenter l'antenne est de 50 Ohm. On peut remédier à ce problème en utilisant des circuits d'adaptation mais ceci risque de limiter le fonctionnement large bande de l'antenne hélicoïdale [17].

Une solution plus pratique est utilisée. Elle consiste à remplacer le premier quart de spire reliant l'antenne à une ligne de transmission ayant une impédance caractéristique Z_0 , par un micro ruban de largeur ω , la transition vers l'antenne sera effectuée graduellement. Le micro ruban sera fixé sur le plan de masse qui sera couvert par une surface diélectrique de permittivité ϵ_r et d'épaisseur h exprimé par la relation 2.24 [8].

$$h = \frac{\omega}{\frac{377}{\sqrt{\epsilon_r Z_0}} - 2} \quad (2.24)$$

2.8 Les antennes hélicoïdales multifilaires :

Dans certains cas de figure, les performances des antennes hélicoïdales monofilaire sont insuffisantes, ou bien les dimensions nécessaires pour obtenir certaines caractéristiques présentent des inconvénients à notre système. Alors les antennes hélicoïdales multifilaires présentent une alternative offrant d'avantages de possibilités en termes de caractéristique et de conception. Pour les mêmes dimensions d'une antenne monofilaire, on pourra obtenir des valeurs de gain supérieures tout en minimisant les lobes secondaires. Même le rapport axial sera amélioré sans augmenter le nombre de tour.

2.8.1 L'antenne hélicoïdale bifilaire :

Une antenne hélicoïdale bifilaire est composée de deux fils conducteurs enroulés autour d'un même axe et dans le même sens mais décalées de 180° , formant deux hélices à N spires et de dimensions égales. Les deux hélices sont alimentées par deux sources déphasées de 180° . C'est pour ceci que dans la plupart de ces applications, l'antenne hélicoïdale bifilaire ne requière pas l'utilisation d'un plan de masse [18].

Un circuit BALUN (Symétriseur) est souvent utilisé pour assurer un équilibre entre les deux lignes, dans le but d'avoir une distribution équivalente du courant. Dans l'autre extrémité, et en considérant des antennes bifilaires électriquement longues (Mode Axial), les deux hélices seront généralement court-circuitées sans que ceci n'influe sur les performances de l'antenne étant donné que le taux d'ondes stationnaires dans le cas des antennes à ondes progressives sera très faible spécialement en étant combiné à une adaptation d'impédance par micro ruban.

Les antennes hélicoïdales bifilaire sont particulièrement utilisées comme antenne d'alimentation pour les antennes paraboliques, puisqu'elles peuvent fonctionner sans plan de masse en générant un rayonnement longitudinal inverse caractériser par un gain très élevée, voir figure 2.8.

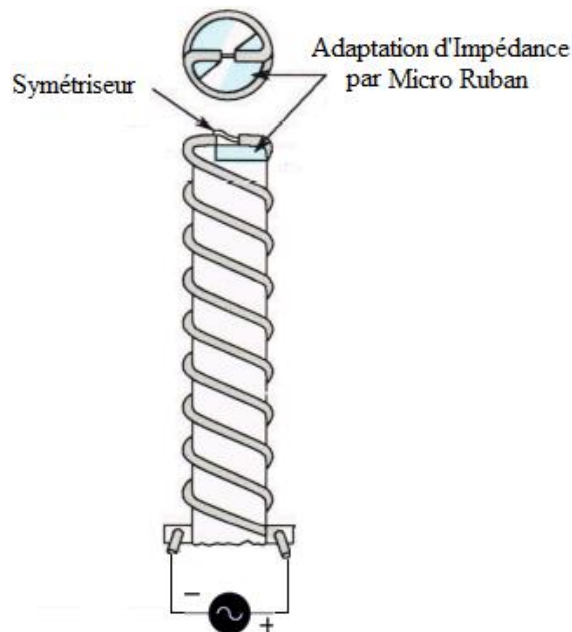


Figure 2.8 : Montage d'une antenne hélicoïdale bifilaire

2.8.2 L'antenne hélicoïdale quadrifilaire résonante :

L'antenne hélicoïdale quadri filaire résonante (figure 2.9) est une antenne à onde stationnaire et représente le cas où les quatre hélices ne vont pas compléter une tour de spire. Souvent appelée antenne hélicoïdale quadri filaire à fraction de spires alors N sera inférieur à un. Si la longueur totale de l'antenne est un multiple pair d'un quart de longueur d'onde alors les extrémités des quatre fils seront court-circuités sinon dans le cas où la longueur totale est un multiple impaire d'un quart de longueur d'onde l'extrémité de l'antenne sera en circuit ouvert [19].

La mise en court-circuit ou en circuit ouvert de l'antenne sert à obtenir un maximum (ventre) de courant au point d'alimentation ce qui va assurer une impédance d'entrée suffisamment faible permettant ainsi une meilleure adaptation à la ligne d'alimentation.

L'antenne hélicoïdale quadri-filaire, donnée par la figure 2.9, résonante est alimentée par quatre sources comme le cas de l'antenne quadri-filaire multi spires et ceci peut être réalisé à l'aide de circuit déphaseur. Cependant une antenne qui assure elle-même le déphasage à l'alimentation peut être conçue en mettant les quatre fils en deux paires chacune constituant une antenne bifilaire, l'une des deux antennes sera ajustée pour être inférieur à la longueur de résonance, étant un multiple d'un quart de longueur d'onde, induisant ainsi un déphasage de -45° , l'autre antenne étant de longueur supérieur à la longueur de résonance causera un déphasage de 45° . On aura ainsi un déphasage de 90° entre les deux antennes [20]. L'antenne hélicoïdale résonante offre d'excellentes performances dans le cas des systèmes de communication demandant une couverture omnidirectionnelle et à bande étroite.

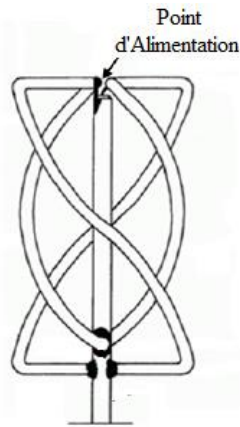


Figure 2.9 : Antenne quadrifilaire résonante

2.8.3 L'antenne hélicoïdale quadrifilaire :

L'antenne hélicoïdale quadri filaire non résonante aussi appelée multi-spires est constituée de quatre fils conducteurs identiques fixés sur un plan de masse en quatre points séparés par des angles de 90° . Ces fils seront chacun enroulés en hélice suivant le même sens de rotation et les mêmes dimensions. Les quatre hélices seront alimentées par quatre sources déphasées 0° , 90° , 180° et 270° (figure 2.10). Ces quatre sources sont en générale engendrés pas un circuit déphaseur et diviseur de puissance. [21]

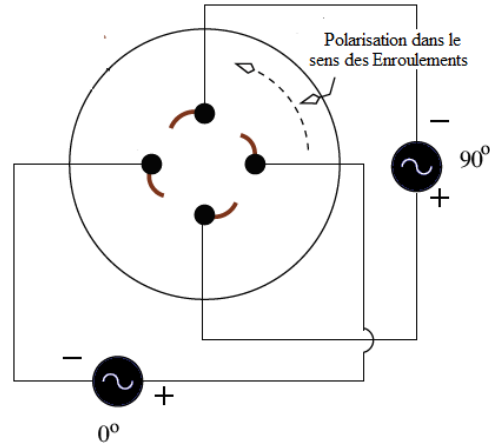


Figure 2.10 : Montage d'une antenne hélicoïdale quadrifilaire

Le sens de progression du déphasage entre les quatre sources influence la direction maximale de rayonnement et nous permet ainsi de la contrôler. Par exemple si le sens d'enroulement des hélices est direct (droit) et que la progression du déphasage entre source alimentant l'antenne à sa base soit dans le sens positif alors la polarisation sera circulaire droite et le maximum de rayonnement sera dirigé vers l'ouverture de l'hélice. Dans le cas contraire où le déphasage d'excitation est inversé, la direction maximale de rayonnement sera inverse. [21]

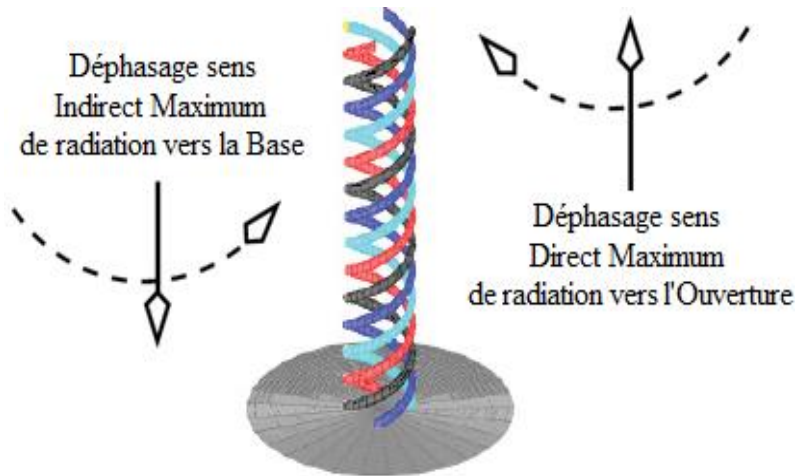


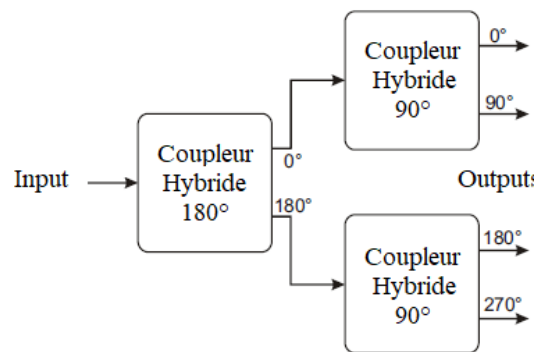
Figure 2.11 : Influence de la progression du déphase des sources sur la polarisation

Le sens de rotation de la polarisation reste indépendant du déphasage entre source et sera toujours dans le sens contraire de l'enroulement des hélices. Cependant en combinant le mode inverse avec un plan de masse, le rayonnement sera réfléchi vers l'ouverture de l'antenne et le sens de la polarisation inversé. Les antenne quadri filaire peuvent être alimentées à la base ou au sommet des hélices.

2.9 Circuit d'alimentation des antennes hélice quadrifilaire :

L'alimentation d'une antenne hélice quadri filaire est réalisée par la génération de quatre signaux équivalents en amplitude et déphasés d'un pas de 90° . A travers plusieurs thèses et articles consacrés à la conception et l'étude des antennes quadri filaire mais aussi des circuits d'alimentation de réseaux d'antennes, plusieurs méthodes pour la conception d'un circuit d'alimentation ont été trouvées.

On cite la référence [20] où une antenne quadri filaire a été alimentée par un circuit composé d'un coupleur circulaire 180° et de deux coupleurs hybrides 90° (quadratiques) réalisés par ligne micro ruban, pour en même temps diviser le signal d'entrée et réaliser un déphasage en deux étages en mettant les coupleurs quadratiques en cascade avec le coupleur 180° , comme le montre la figure 2.12.



2.12 : Circuit d'alimentation à coupleur hybride

Dans d'autre cas [18] le circuit d'alimentation a été réalisé en utilisant un diviseur de puissance multicouche introduisant un déphasage de 180° auquel seront reliés deux diviseurs de puissance de Wilkinson pour obtenir les quatre sorties le déphasage de 90° et ensuite obtenir par une extension des lignes d'un quart de la longueur d'onde. Cette méthode de déphasage par extension de ligne par des multiples du quart de la longueur d'onde reste cependant désavantageuse du fait que la précision du déphasage sera très limitée en termes de bande fréquentielle réduisant ainsi les performances de l'antenne [20].

Une autre configuration peut être utilisée en combinant des diviseurs de Wilkinson avec des déphaseurs de Schiffman à lignes couplées permettant d'obtenir de très bonne performance en termes de largeur de bande [23]. Le déphasage de 180° , du fait du fort couplage, doit être réalisé entre les deux lignes, comme le montre la figure 2.13.

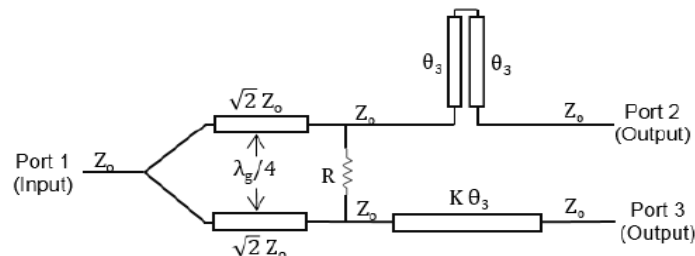


Figure 2.13 : Circuit d'alimentation diviseur de Wilkinson + déphaseur de Schiffman

Toujours en utilisant des diviseurs de puissance de Wilkinson, les circuits peuvent être réalisés en utilisant des déphaseurs non couplés large bande, figure 2.14. [24]

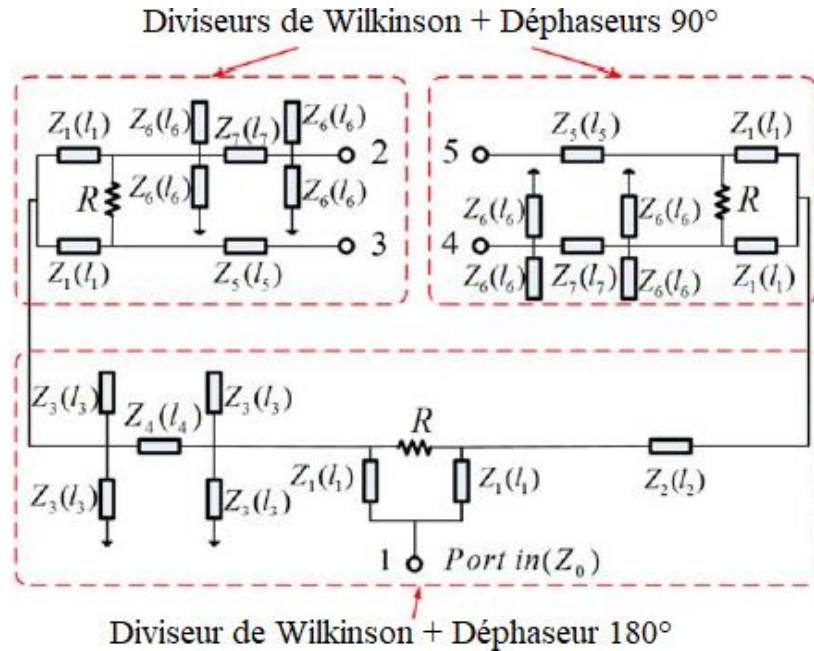


Figure 2.14 : Alimentation à base de déphaseur à ligne non couplé

2.9.1 Diviser de puissance de Wilkinson :

L'objectif du diviseur de puissance de Wilkinson (figure 2.15) est de répartir la puissance de l'entrée de manière égale entre les deux ports de sortie, idéalement sans pertes. Il peut également être utilisé dans le sens inverse, comme un combinateur de puissance. Il présente également d'autres propriétés comme étant un circuit réciproque dont tous les ports sont adaptés, les deux terminaux de sortie sont isolés l'un de l'autre. [25]

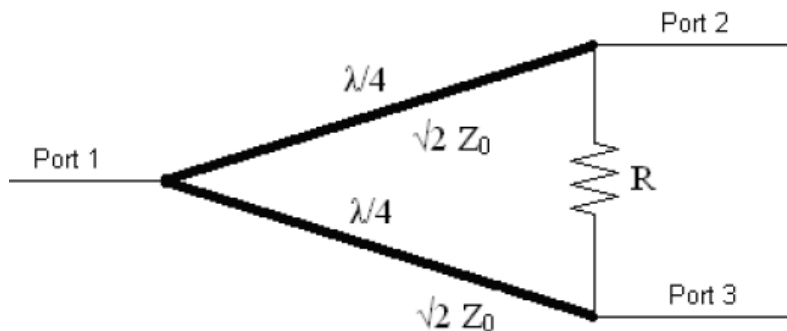


Figure 2.15 : Diviseur de puissance de Wilkinson

2.9.2 Coupleurs hybrides :

Les coupleurs hybrides sont des cas particuliers d'un coupleur directionnel à quatre ports qui est conçu pour une répartition de puissance d'égale entre les deux ports de sortie grâce à un facteur de couplage de 3 dB. Il existe deux types d'hybrides : les hybrides à 90 degrés ou en quadrature, et les hybrides à 180 degrés, figures 2.16 [26].

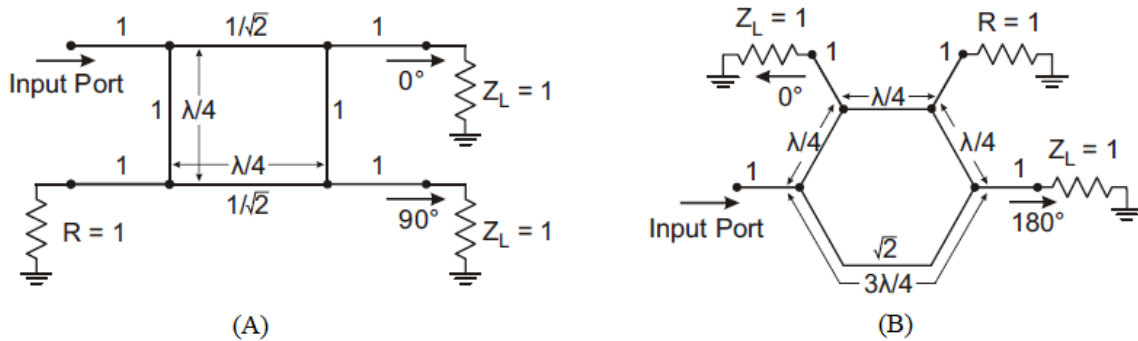


Figure 2.16 : Configuration de coupleur hybride 90° (A) et 180° (B)

2.9.3 Circuit déphaseurs à ligne couplées (déphaseur de Schiffman) :

Un circuit déphaseur de Schiffman utilise dans sa forme la plus basique une ligne de référence et une ligne couplée. Le déphasage entre ces deux lignes sera défini selon le déphasage introduit par la ligne couplée qui dépend des dimensions de la ligne couplée en se manifestant par le rapport ρ , et le déphasage dépendant du rapport « k » entre la longueur des deux lignes, θ étant la longueur des lignes couplées.

$$\Delta\varphi = \left| K\theta - \cos^{-1}\left(\frac{\rho - \tan^2\theta}{\rho + \tan^2\theta}\right) \right| \quad (2.25)$$

Ils existent d'autre configuration du circuit de Schiffman chacune offrant différente performance, figure 2.17.

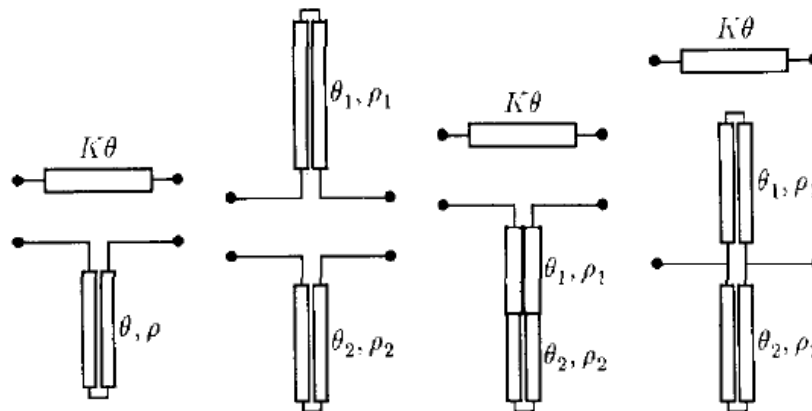


Figure 2.17 : Différentes configurations de circuit à de déphaseur de Schiffman

2.10 Modèle Excel pour le calcul des caractéristiques d'une antenne hélice monofilaire (mode axial) :

Ce fichier Excel prendra comme paramètres la fréquence centrale à laquelle sera soumise l'antenne, les limites sur les différentes dimensions de l'antenne en question seront ensuite calculées, (nombre de spires, espacement entre les spires et la circonférence de l'hélice) puis leurs valeurs seront données par l'utilisateur. Les caractéristiques de l'antenne seront alors calculées, plus le reste des dimensions caractérisant l'antenne :

Fréquence Centrale (GHz)	1.572	Angle d'Inclinaison (°)	12.953474	Longueur d'Onde (mm)	190.839695												
Espace entre Spires (mm)	43.79	Circonférence de l'Hélice (mm)	190.38051	Longueur du Fil composant une Spire (mm)	195.351746												
Diamètre de l'Hélice (mm)	60.6	Espace entre Spires Normalisé	0.2294596	Longueur Totale du Fil (mm)	1367.46222												
Nombre de Spires	7	Circonférence de l'Hélice Normalisée	0.9975939	Longueur Axiale l'Hélice (mm)	306.53												
Ordre minimal des dimensions du plan de masse (mm)		143.129771		Calcul du Gain													
Diamètre du Fil constituant l'antenne	Minimal	1.1450382	Maximal	9.5419847	Formules de Kraus												
Ce Modèle Représente un Calculateur de Performance d'Antenne Hélicoïdale. Le calculateur prend en paramètres la fréquence à laquelle l'antenne va travailler et les dimensions de l'antenne, qui doivent absolument satisfaire certaines conditions afin que l'antenne fonctionne bien en mode axial. Les conditions sont citées ci-dessous et elles seront modifiées selon la fréquence choisie :																	
<table border="1"> <tr> <td>Valeur du Gain</td> <td>19.18196463</td> <td>Gain en dB</td> <td>12.82893086</td> </tr> <tr> <td>Formules de Kraus</td> <td>23.97745579</td> <td></td> <td>13.79803099</td> </tr> <tr> <td>Formule de King et Wong</td> <td>11.49356282</td> <td></td> <td>10.60454674</td> </tr> </table>						Valeur du Gain	19.18196463	Gain en dB	12.82893086	Formules de Kraus	23.97745579		13.79803099	Formule de King et Wong	11.49356282		10.60454674
Valeur du Gain	19.18196463	Gain en dB	12.82893086														
Formules de Kraus	23.97745579		13.79803099														
Formule de King et Wong	11.49356282		10.60454674														
<table border="1"> <tr> <td>Valeur du Rapport</td> <td>1.071428571</td> <td>Rapport Axial en dB</td> <td>0.299632234</td> </tr> <tr> <td>Rapport Axial</td> <td></td> <td></td> <td></td> </tr> </table>						Valeur du Rapport	1.071428571	Rapport Axial en dB	0.299632234	Rapport Axial							
Valeur du Rapport	1.071428571	Rapport Axial en dB	0.299632234														
Rapport Axial																	
<table border="1"> <tr> <td>Impédance d'Entrée (Ohm)</td> <td colspan="3">139.6631457</td> </tr> </table>						Impédance d'Entrée (Ohm)	139.6631457										
Impédance d'Entrée (Ohm)	139.6631457																
<table border="1"> <tr> <td>Angle d'Ouverture à Demi Puissance (°)</td> <td colspan="3">41.12893119</td> </tr> </table>						Angle d'Ouverture à Demi Puissance (°)	41.12893119										
Angle d'Ouverture à Demi Puissance (°)	41.12893119																
<table border="1"> <tr> <td>Angle d'Ouverture au Premier Nul (°)</td> <td colspan="3">90.9582132</td> </tr> </table>						Angle d'Ouverture au Premier Nul (°)	90.9582132										
Angle d'Ouverture au Premier Nul (°)	90.9582132																
<table border="1"> <tr> <td>Nombre de Spires</td> <td>></td> <td>3</td> </tr> </table>						Nombre de Spires	>	3									
Nombre de Spires	>	3															
<table border="1"> <tr> <td>Diamètre de l'Hélice (mm)</td> <td>45.55962111</td> <td><</td> <td><</td> <td>80.994882</td> </tr> </table>						Diamètre de l'Hélice (mm)	45.55962111	<	<	80.994882							
Diamètre de l'Hélice (mm)	45.55962111	<	<	80.994882													
<table border="1"> <tr> <td>Espace entre l'Hélice (mm)</td> <td>36.25954198</td> <td><</td> <td><</td> <td>47.709924</td> </tr> </table>						Espace entre l'Hélice (mm)	36.25954198	<	<	47.709924							
Espace entre l'Hélice (mm)	36.25954198	<	<	47.709924													

Figure 2.18 : Modèle Excel pour le calcul des caractéristiques d'une antenne hélice

- Comparaison entre les résultats trouvés par des simulations d'antennes hélices et les résultats trouvés à l'aide le modèle Excel.

Références	Simulations		Modèle Excel			
	Gain maximal (dB)	Angle d'ouverture à demi-puissance (°)	Formule de Kraus I (dB)	Formule de Kraus II (dB)	Formule de King et Wong (dB)	Angle d'ouverture (°)
[27]	10.75	40-45	12.85	13.80	10.61	40.99
[15]	13.80	25	16.43	17.40	13.12	27.16
[28]	10.5	54	13.01	12.04	10.12	45
[29]	10.6	52	13.28	14.25	11.17	40

Tableau 2.1 : Comparaison des résultats trouver par le modèle Excel avec quelques références

On remarque que les résultats trouvés par le modèle Excel sont assez proches des données issues des simulations. La différence est due au fait que les simulations prennent en compte des paramètre d'optimisation qu'on ne peut pas inclure dans les calculs théoriques comme l'influence du plan de masse sur la directivité et les problèmes d'adaptation à l'alimentation.

- Paramètres des antennes simulées :

Référence	Diamètre (mm)	Espace entre Spires (mm)	Nombre de Spires	Fréquence(GHz)
[27]	60.60	43.79	7	1.572
[15]	42	33	12	2.43
[28]	238	168	6	0.4
[29]	31.83	22.2	8	3

Tableau 2.2 : Paramètres utilisées dans les références choisies

On confirme également que les expressions empiriques du gain de Kraus sont beaucoup moins précises que celle de King et Wong, mais plusieurs modèles de conception les utilisent pour les calculs de pré optimisation.

2.11 Choix de l'antenne hélicoïdale pour le système TT&C :

Les antennes hélicoïdales multifilaires et monofilaires dominent largement plusieurs applications spatiales grâce à leurs caractéristiques stables sur large bande passante, mais la raison principale est la polarisation circulaire. En effet un rapport axial faible (inférieur à 3dB) permet d'obtenir des mesures précises de la polarisation du signal reçu, car les signaux à polarisation circulaire sont immunisés aux rotation de Faraday lors de sa propagation à travers l'ionosphère.

Au cours du trajet d'un satellite à basse orbite autour de la terre, la distance séparant le satellite et la station terrestre de réception va varier et sera minimale quand le satellite sera perpendiculaire à la station. Ainsi le bilan de puissance variera tout au long de l'orbite rendant le désigne des systèmes de communication terrestre très contraignant. Les systèmes satellite de suivi, télémétrie et télécommande travaillent en générale dans la bande S qui s'étend sur la plage de 2 GHz à 4 GHz. Cette bande de fréquence est largement à la portée des antennes hélicoïdales multifilaires.



Figure 2.19 : Trajet d'un satellite basse orbite

L'un des paramètres les plus importants requis pour un système TT&C c'est une couverture omnidirectionnelle. En effet pour son fonctionnement optimale une communication TT&C doit avoir un bilan de liaison stable c'est-à-dire que l'erreur sur la marge de puissance ne doit pas dépasser un certain seuil.

Cette propriété peut être atteinte grâce aux longues antennes hélicoïdales quadri-filaires (Supérieure à une longueur d'onde) qui peuvent être conçues pour générer un diagramme de rayonnement en forme de Selle (diagramme de rayonnement conique) contenant deux maximum dans les directions latérales et un minimum local selon l'axe central des hélices. Ce qui va nous permettre d'avoir un bilan de puissance à variations négligeables pendant tout le trajet du satellite à basse orbite autour de la station terrestre.

Ce diagramme de rayonnement caractérisant les antennes quadri-filaire est représenté sur la figure 2.20. Nous remarquons les pics de gain à 30° qui représente l'angle de l'horizon, pour une élévation de 600 Km. Avec cette caractéristique les antennes hélicoïdales longues ou Full Wave, représentent le meilleur choix en terme de stabilité des pertes par trajectoire. [30]

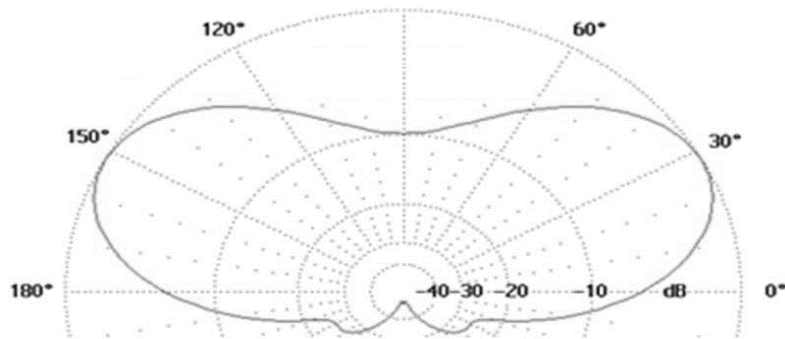


Figure 2.20 : Diagramme de rayonnement d'une antenne QFH pour les systèmes TT&C

2.12 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'effectuer une recherche sur les antennes hélicoïdales. Nous avons étudié les différentes caractéristiques de ce type d'antennes et ce qu'elles peuvent offrir en termes de caractéristiques de rayonnements, notamment une polarisation circulaire et un gain élevé, et ainsi déduire pourquoi elles représentent un bon choix pour les applications de communication satellitaire. En particulier, l'antenne hélicoïdales quadri-filaire qui nous permet d'obtenir les performances voulue en termes de polarisation circulaire et aussi un digramme de rayonnement résultant en un bilan de puissance relativement constant en fonction de la position du satellite par rapport à la stations terrestre. Les informations et les données collectées ainsi que les équations représentent bien : les caractéristiques de l'antenne hélice, les structures et les paramètres influençant ces performances et les circuits d'alimentations que nous avons étudiés. Cette étude nous a permis d'avoir une base théorique avant les simulations. Notamment pour les simulations de l'antenne monofilaire qui nous permettrons d'étudier encore plus les caractéristiques de cette antenne mais aussi d'effectuer une comparaison entre une configuration monofilaire et une configuration multifilaire pour enfin aboutir à la conception de l'antenne quadri filaire destinée au système satellitaire TT&C.

Chapitre 3 : Simulation et étude des caractéristiques d'une antenne hélicoïdale monofilaire

3.1 Introduction :

Le but de ce chapitre est d'étudier le fonctionnement d'une antenne hélice monofilaire à travers plusieurs tests et simulations sur le logiciel CST studio. En nous focalisant principalement sur les caractéristiques de rayonnement de cette antenne dans la bande S et plus précisément à la fréquence de 2.233 GHz qui représente la fréquence centrale de la bande de fonctionnement de l'antenne à concevoir pour la liaison TT&C.

Nous allons nous intéresser à l'étude de l'influence des différents paramètres qui forment la structure de l'antenne hélicoïdale monofilaire. Ceci nous permettra de comparer les résultats trouvés avec les équations et les caractéristiques théoriques de l'antenne hélice.

En débutant par le mode axial, nous aborderons les différents aspects qui caractérisent ce mode à savoir la forme du diagramme de rayonnement et la polarisation. Une étude paramétrique en fonction des dimensions de l'hélice, tels que la circonférence de l'hélice, le pas d'enroulement et le nombre de spires puis, nous permettra de simuler les valeurs du gain, le rapport axial et l'angle d'ouverture à demi puissance et de les comparer aux valeurs théoriques. L'influence du plan de masse sur les caractéristiques de l'antenne sera aussi étudiée, en prenant en considération sa forme et ses dimensions.

Ce chapitre se terminera par une simulation de l'antenne hélice monofilaire en mode normal, qui nous permettra d'aborder brièvement les différents aspects qui caractérisent le mode normal pour le comparer au mode axial et déduire pourquoi ce type d'antennes hélicoïdales est peu utilisé dans le domaine des communications par satellite comparer aux antennes en mode axial ou aux antennes quadrifilaires.

3.2. Simulation en mode axial :

Pour étudier l'antenne hélice en mode axial, nous devons respecter les limites qui ont été définies sur les dimensions de l'hélice dans le chapitre 1. Le nombre de spires doit alors être supérieur à trois et que la valeur de la circonférence de l'hélice soit comprise entre trois quart et quatre tiers de la longueur d'onde tout en gardant un angle d'inclinaison α entre 12 et 15 degrés. L'espacement inter-spires ou pas d'enroulement doit être proche d'un quart de la longueur d'onde.

Les diagrammes de rayonnement seront simulés pour une fréquence de 2.233 GHz dans la bande S qui sera la fréquence de design de l'antenne quadri filaire.

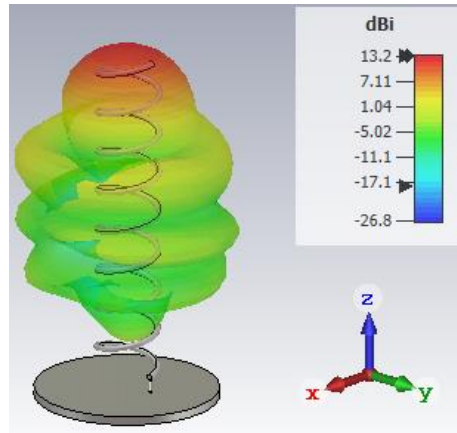


Figure 3.1 : Diagramme de rayonnement simulé pour le mode axial

Le diagramme de rayonnement, donné par la figure 3.1, possède un maximum selon l'axe de l'hélice caractérisant un fonctionnement en mode axial, le gain maximal est de 12.2 dB avec un angle d'ouverture à demi puissance de 42° . Nous pouvons également vérifier la particularité d'un rayonnement à polarisation circulaire propre à l'antenne hélice en mode axial, à savoir la condition d'un rapport axial inférieur à 3 dB dans les limites du lobe principale de rayonnement.

Sur figure 3.2, la coupe du diagramme du rapport axial pour $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 180^\circ$ avec θ allant de 0° à 180° , nous remarquons que le rapport axial est très faible autour de l'axe de l'hélice

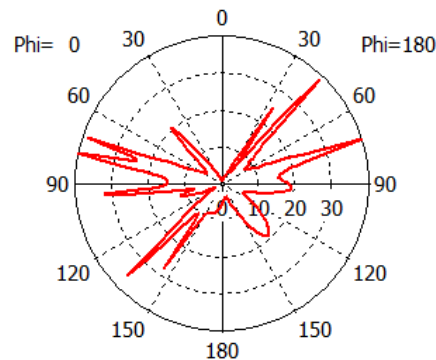


Figure 3.2 : Diagramme polaire du rapport axial en dB pour le mode axial

Les projections du diagramme en coordonnées cartésiennes donnent les valeurs limites de θ pour un rapport axial satisfaisant une polarisation circulaire, voir figure 3.3. Sachant qu'un rapport axial inférieur à 3 dB peut toujours être considéré comme celui d'une polarisation circulaire.

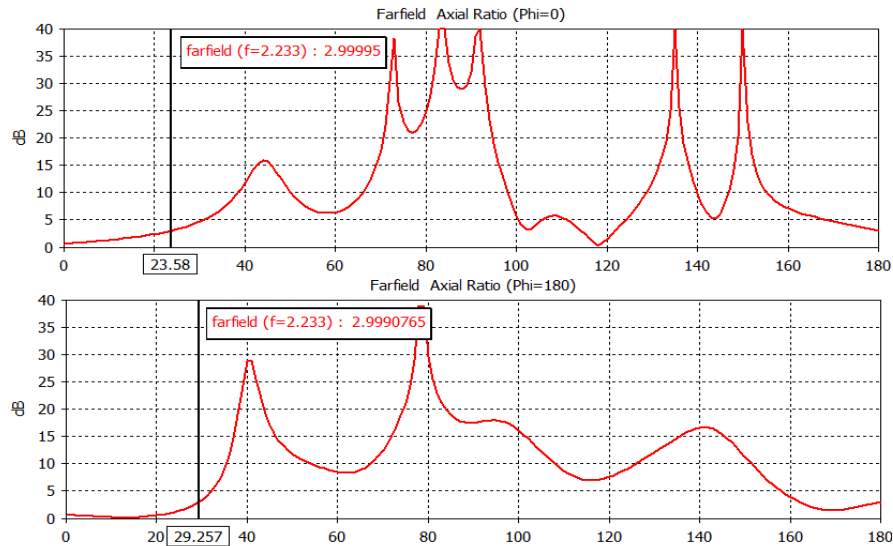


Figure 3.3 : Limites du rapport axial satisfaisant une polarisation circulaire

Nous remarquons que le rapport axial reste inférieur à 3 dB pour une ouverture de 52.8° de l'angle θ . Une polarisation circulaire est alors maintenue sur tout le lobe principal du diagramme de rayonnement.

Selon la théorie, le sens de la polarisation circulaire de l'onde émise par une antenne hélice monofilaire dépend du sens de rotation de l'hélice. Dans ce premier cas, la modélisation d'une hélice droite donc la polarisation émise devra être circulaire droite [21]. Ceci peut être vérifié à travers CST en affichant les gains en polarisation circulaire droite et gauche (RHCP gain / LHCP gain), voir figure 3.4.

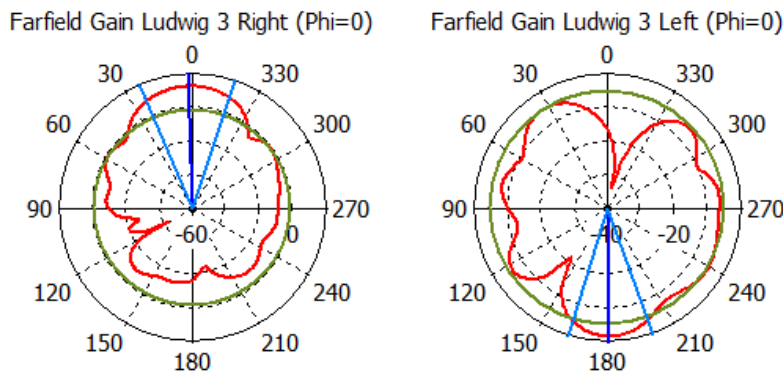


Figure 3.4 : Gains RHCP et LHCP du mode axial

Le gain RHCP à une valeur maximale de 12.2 dB alors que le gain LHCP à une valeur maximale de -2 dB, alors il est évident que la polarisation de cette antenne est circulaire droite.

3.2.1. Le nombre de spires :

Pour étudier l'influence du nombre de spires « N » sur les caractéristiques d'une antenne hélicoïdale monofilaire, nous visualiserons d'abord les diagrammes de rayonnement pour plusieurs valeurs de N pour voir comment ce dernier influence la directivité de l'antenne.

Nous tracerons ensuite des courbes de variation du gain, du rapport axial et de l'angle d'ouverture à demi puissance, afin de bien voir l'impact de la variation du nombre de spires sur ces caractéristiques tout en comparant avec les valeurs obtenues par les équations et relations théoriques, voir figure 3.5.

- **Diagrammes de rayonnements :**

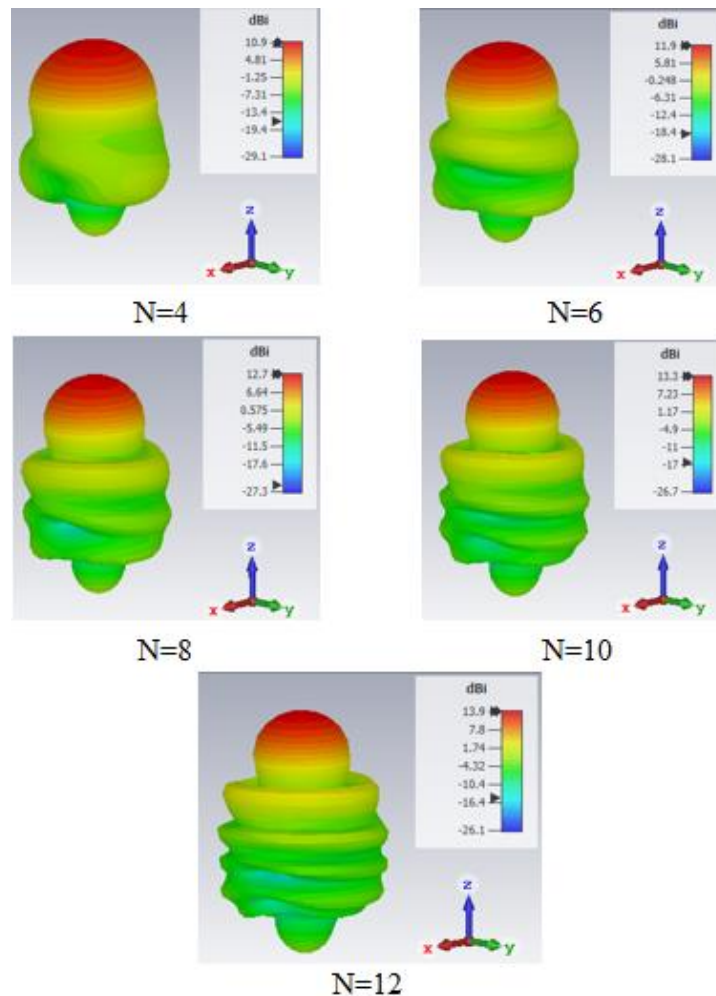


Figure 3.5 : Influence du nombre de spires sur le diagramme de rayonnement

Nous remarquons que le nombre de spires modifie la largeur du lobe principal de l'antenne de façon proportionnelle [31]. Cependant l'augmentation du nombre de spires accroît le nombre de lobes secondaires, la figure 3.5.

Le niveau du premier lobe secondaire par rapport au lobe principal augmente avec chaque spire ajoutée comme le montre la figure 3.6. Un compromis devra alors être fait entre le gain maximal et le nombre de lobes secondaires.

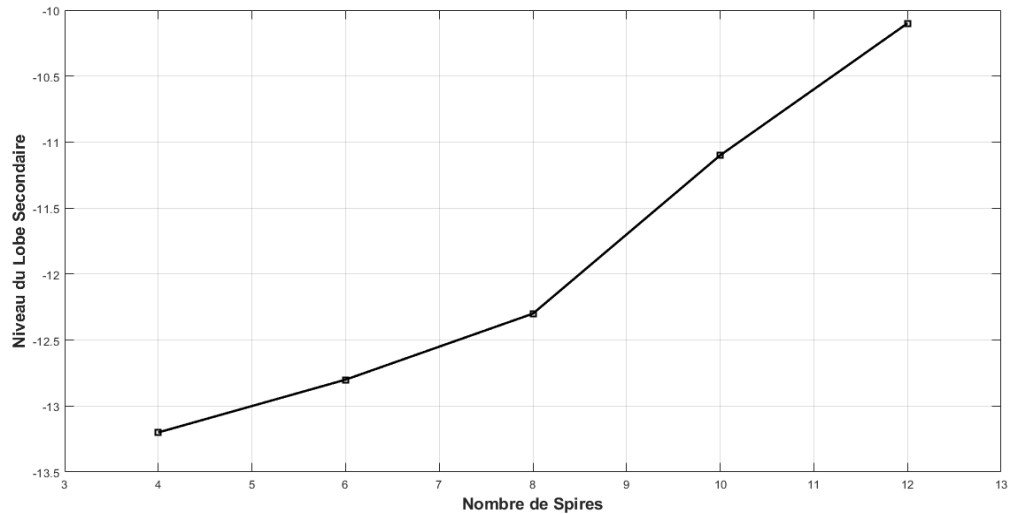


Figure 3.6 : Niveau du premier lobe secondaire en fonction du nombre de spires

▪ **Influence sur le gain :**

A travers ces courbes de variation du gain maximal en fonction du nombre de spires, données par la figure 3.7, nous remarquons que les valeurs trouvées durant les simulations suivent la même évolution que les données théoriques et conformément à la référence [32]. Le gain augmente avec le nombre de spires composant l'antenne hélice. Cette augmentation peut être expliquée par l'effet de l'interférence constructive qui existe entre les éléments du réseau auxquels est approximé l'antenne hélice.

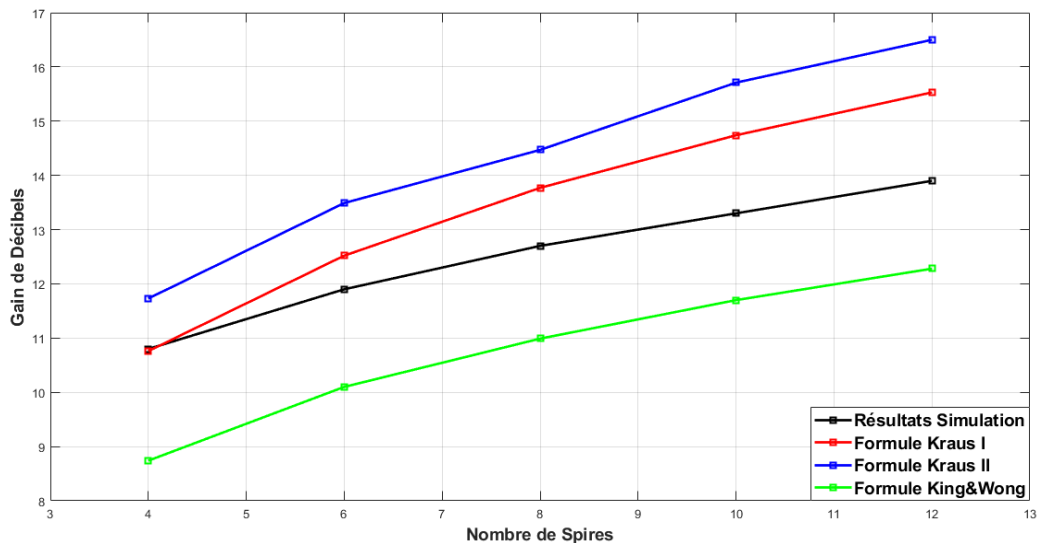


Figure 3.7 : Variation du gain par rapport au nombre de Spires

▪ **Influence sur l'angle d'ouverture à demi puissance :**

Les courbes de la figure 3.8 montre que le nombre d'enroulements influe sur la directivité de l'antenne hélice d'une manière similaire à [33], telle que l'augmentation du nombre de spires réduit l'angle d'ouverture à -3 dB, le lobe principale rayonné sera ainsi plus étroit. Nous notons également que les résultats de nos simulations sont décrites d'une manière plus précise par la formule de King et Wong [15].

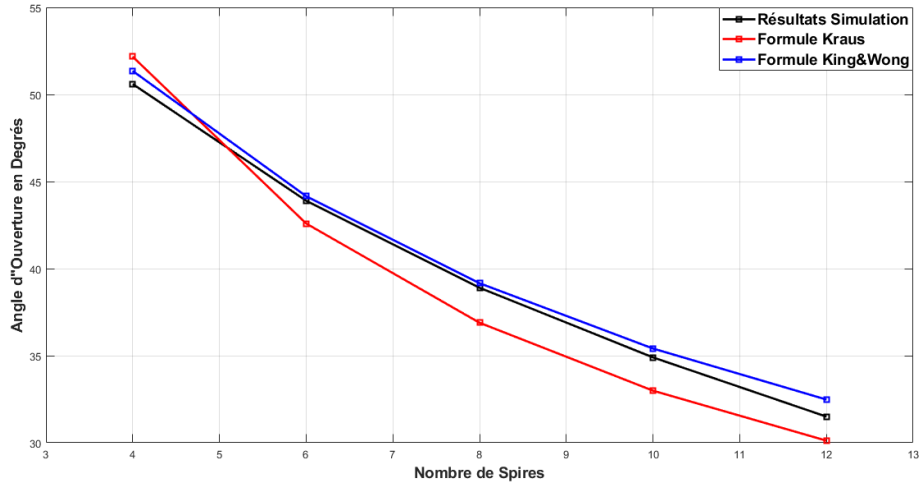


Figure 3.8 : Influence du nombre de spires sur l'angle d'ouverture à -3dB

3.2.2 La circonférence de l'hélice :

▪ **Influence sur le gain :**

La variation du gain de l'antenne est proportionnelle à la circonférence de l'hélice. Nous remarquons que les résultats sont proche des équations de Kraus [8]. En augmentant la circonférence, la courbe du gain donnée par la figure 3.9 se rapproche des résultats donnés par la formule de King et Wong [10].

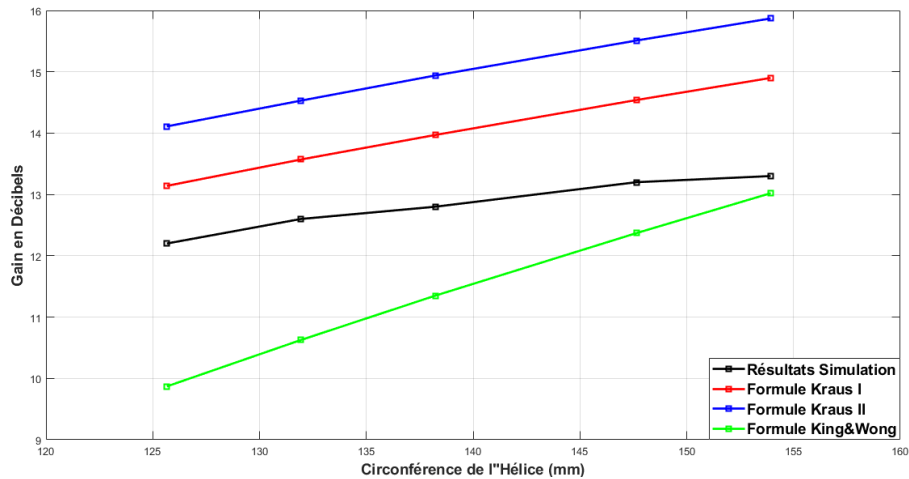


Figure 3.9 : Valeurs du gain pour différente circonférence de l'hélice

▪ **Influence sur le rapport axial :**

La variation de la circonférence de l'hélice dans les limites du mode axial montre que l'augmentation de ce paramètre va conduire à une hausse du rapport axial. Néanmoins ce dernier garde toujours une valeur inférieure selon l'axe de l'hélice, donc la polarisation circulaire est conservée, figure 3.10.

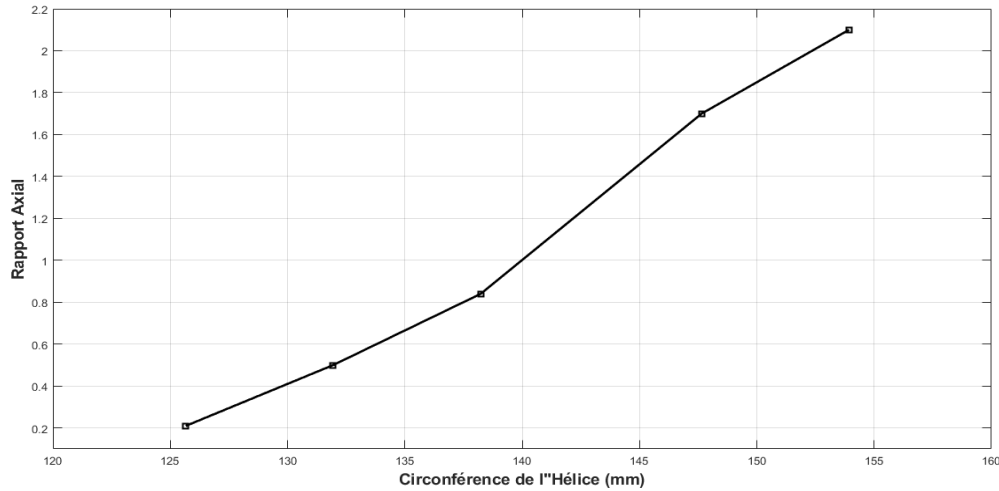


Figure 3.10 : Evolution du rapport axial selon la circonférence de l'hélice

▪ **Influence sur l'angle d'ouverture à demi puissance :**

Comme le montre la figure 3.11, l'augmentation de la circonférence de l'hélice réduit l'angle d'ouverture. Ces résultats sont conformes aux résultats cités dans [8].

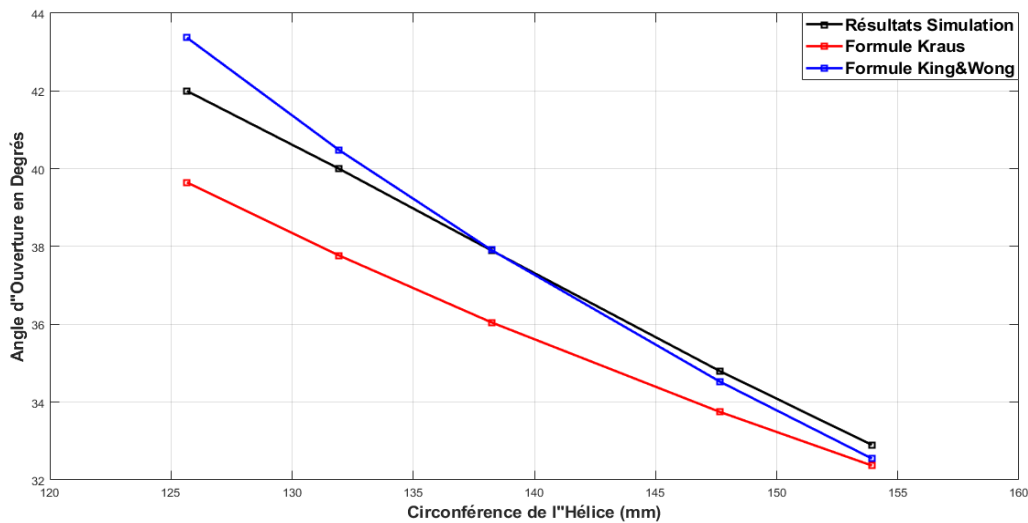


Figure 3.11 : Influence de la circonférence sur l'angle d'ouverture

4.2.3 La séparation entre spires :

- **Influence sur le gain :**

En analysant les courbes de variation du gain en fonction du pas d'enroulement données par la figure 3.12, nous remarquons que le gain de l'antenne simulée diminue avec l'augmentation de l'espacement entre spires. Cette variation est bien mieux caractérisée par la formule de King et Wong. La diminution du gain peut être expliquée par l'effet d'interférence constructive qui existe entre les spires de l'hélice. L'interférence diminue avec l'augmentation de l'écart d'enroulement.

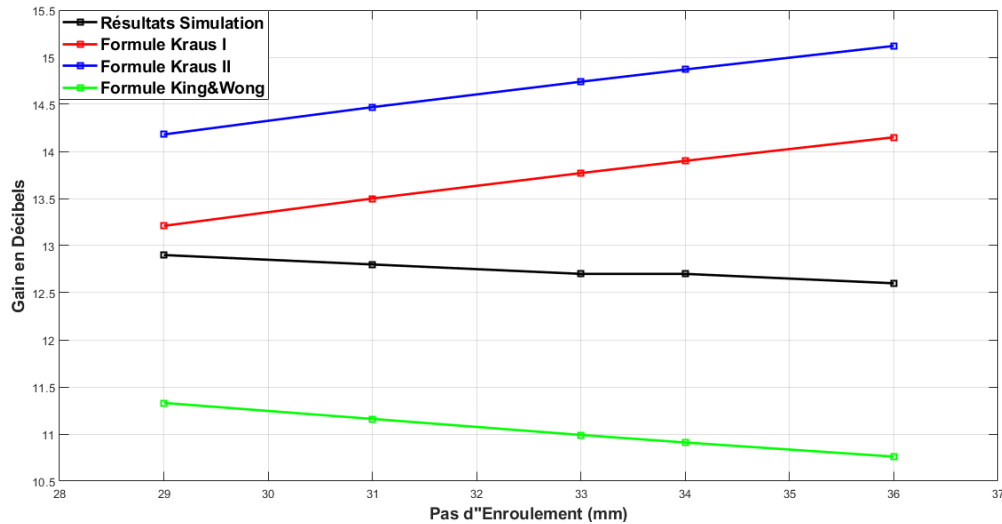


Figure 3.12 : Valeurs du gain pour différents pas d'enroulement

- **Influence sur le rapport axial :**

Une augmentation du pas d'enroulement réduit le rapport axial et améliore alors la polarisation circulaire de l'antenne, voir figure 3.13. Ces résultats sont similaires aux résultats présentés dans [35].

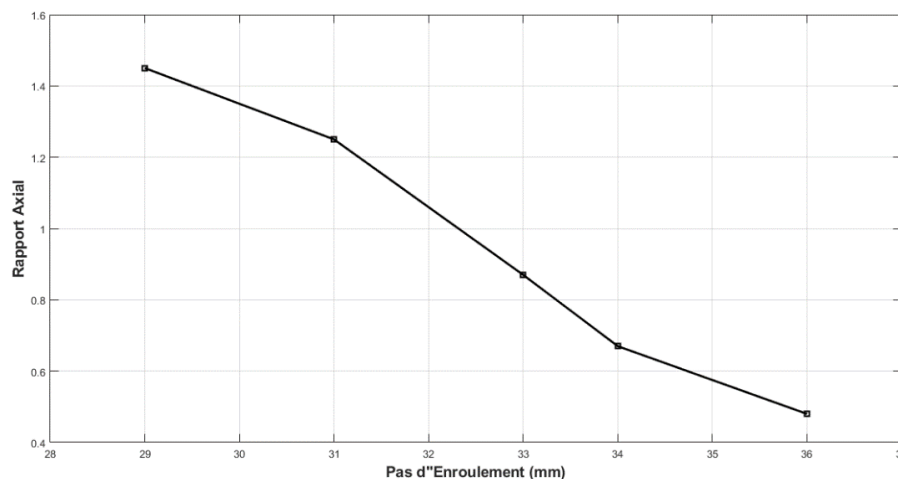


Figure 3.13 : Impacte du pas d'enroulement sur le rapport axial

▪ **Influence sur l'angle d'ouverture à demi puissance :**

Dans les limites du mode axial, une variation du pas d'enroulement n'influence pratiquement pas sur les résultats simulés. La formule de King et Wong caractérise mieux cette relation. En effet la formule de Kraus donne des résultats nettement inférieurs aux valeurs simulées, voir figure 3.14.

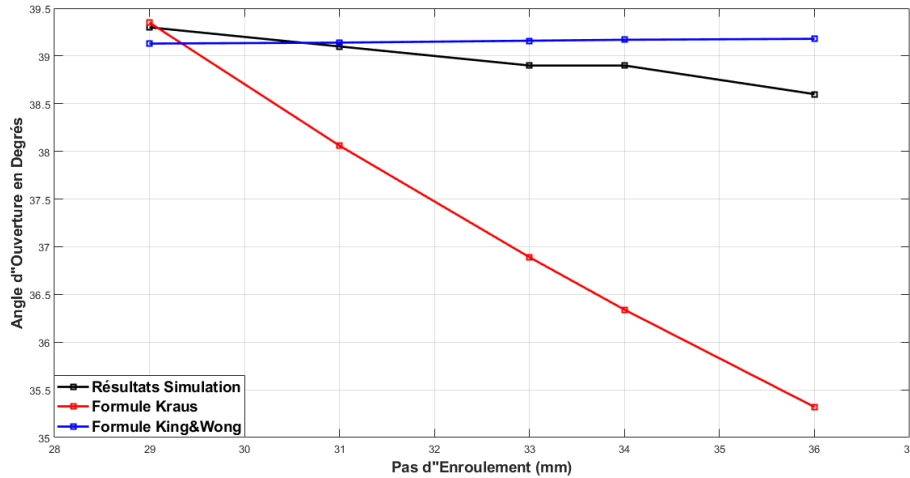


Figure 3.14 : Influence de la distance entre spires sur l'angle d'ouverture

3.2.4 Influence de la longueur et du diamètre de l'hélice sur les lobes secondaires :

On remarque que l'augmentation du diamètre de l'hélice (Circonférence) et de sa longueur par augmentation du pas d'enroulement, va augmenter les niveaux des lobes secondaires. Donc il doit aussi y avoir un compromis entre l'augmentation de la directivité de l'antenne et les caractéristiques des lobes secondaires. [36]

Diamètre(mm)	40	42	44	47	49
Niveau du lobe secondaire (dB)	-12.4	-12.5	-12	-10.9	-9.7
Pas d'enroulement (mm)	29	31	33	34	36
Niveau du lobe secondaire (dB)	-13.4	-12.7	-12.3	-12.1	-11.8

Tableau 3.1 : Variation du niveau du premier lobe secondaire

3.2.5 Dimensions et forme du plan de masse :

Nous étudierons tout d'abord l'influence du diamètre d'un plan de masse plat circulaire sur les caractéristiques de l'antenne sachant que le diamètre optimal est de trois quart de la longueur d'onde. Les résultats obtenus sont comparés pour différentes formes du plan de masse qui seront un plan de masse en forme de coupe et un plan de masse conique, figure 3.15.

- **Influence sur le gain :**

En augmentant les dimensions du plan de masse, la puissance réfléchiée par sa structure vers l'avant de l'hélice augmentera ce qui accroîtra le gain maximal de l'antenne [31], figure 3.16.

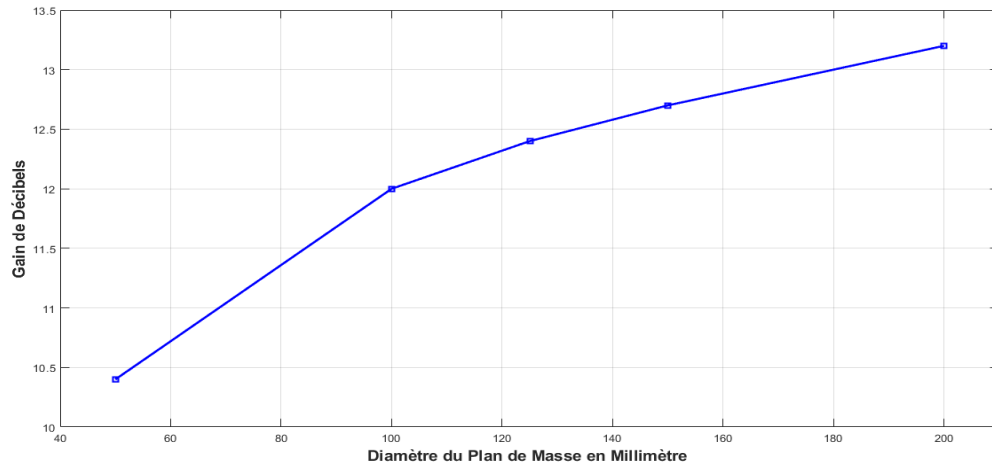


Figure 3.15 : Influence du diamètre du plan de masse sur le gain maximal

- **Influence sur le rapport axial :**

En augmentant les dimensions du plan de masse, la valeur du rapport axial diminue ce qui améliorera donc les caractéristiques de l'antenne en terme de polarisation circulaire, voir figure 3.16.

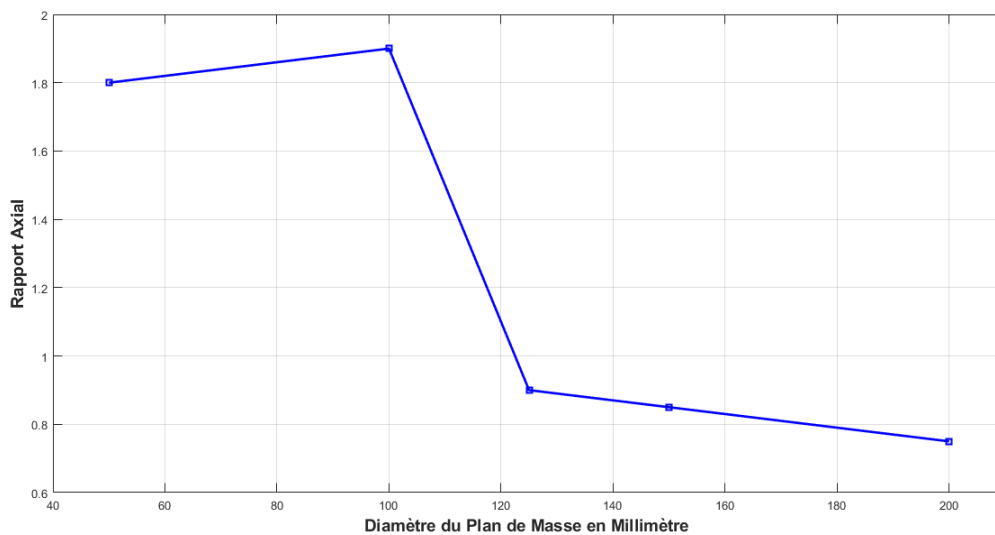


Figure 3.16 : Variation du rapport axial en fonction du diamètre du réflecteur

▪ **Influence sur l'angle d'ouverture à demi puissance :**

L'augmentation du diamètre du plan de masse augmente la directivité de l'antenne et rend le lobe principal plus étroit, voir figure 3.17. Une diminution de l'angle d'ouverture à -3dB est obtenue.

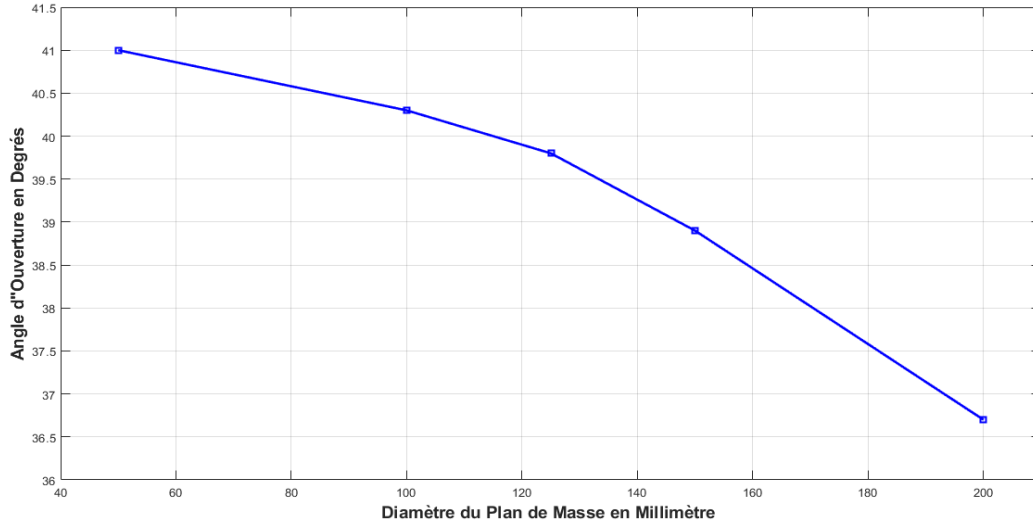


Figure 3.17 : Influence du diamètre du plan de masse sur angle d'ouverture

▪ **Diagrammes de rayonnements :**

Nous remarquons que le diamètre du plan de masse n'affecte en aucun cas le mode de fonctionnement axial de l'antenne hélice, figure 3.18. Le maximum de rayonnement reste toujours sur l'axe de l'hélice.

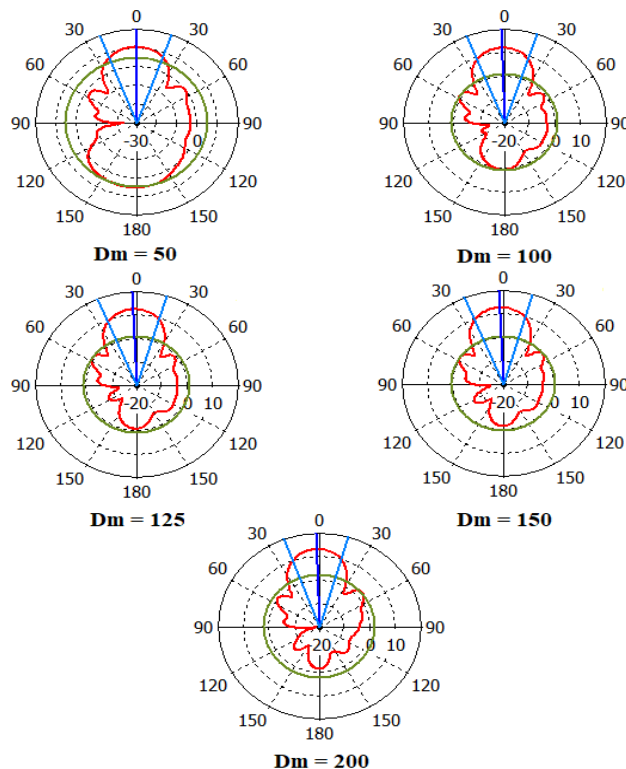


Figure 3.18 : Diagrammes de rayonnement selon le diamètre du plan de masse

Cependant le plan de masse influence la quantité de puissance rayonnée vers l'avant de l'hélice, En effet, un plan de masse trop petit créera un rayonnement inverse ou « Backfire ».

▪ **Modification de la forme du plan de masse :**

On remarque qu'en utilisant les mêmes dimensions pour la base des trois plans de masse nous avons pu obtenir de meilleures caractéristiques de rayonnement, en optant pour une structure conique ou une structure en coupe, voir figure 3.19. Ces résultats sont conformes à ceux de la référence [33].

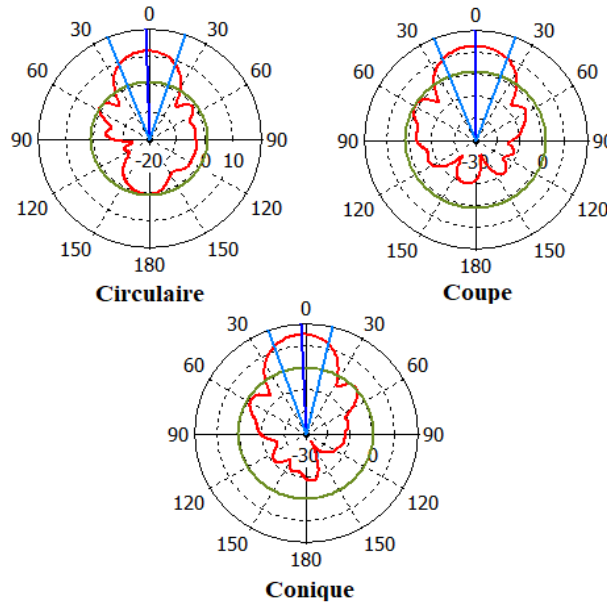


Figure 3.19 : Diagrammes de rayonnement pour différentes formes du plan de masse

Les simulations effectuées pour différentes dimensions et formes du plan de masse (voir tableau 3.1) nous permettent de déduire que le réflecteur offre davantage de possibilités en termes de conception. Notamment les plans de masse en forme conique et en forme de coupe qui permettent de réfléchir les fuites de rayonnement horizontales à l'axe de l'hélice et de réduire le niveau des lobes secondaires [34]. Une autre caractéristique du réflecteur conique est le comportement similaire à celui d'une antenne cornet dont l'ouverture progressive permet d'avoir un gain plus élevé [34].

Forme du Plan de Masse	Gain Maximal	Angle d'Ouverture à -3dB	Rapport Axial
Circulaire	12	40.3	1.9
Coupe	12.6	42.7	1.4
Conique	15.1	32.8	0.59

Tableau 3.2 : Caractéristiques de rayonnement selon la forme du réflecteur

3.3 Simulation en mode normal :

Pour le mode normal, les diagrammes de rayonnements seront simulés pour une fréquence de 1 GHz et non pas pour 2.233 GHz dans la bande S comme pour le mode axial. Car pour obtenir un mode normal, les dimensions de l'antenne doivent être largement inférieures à la longueur d'onde, ceci permet d'atteindre plus facilement ces dimensions en baissant la fréquence.

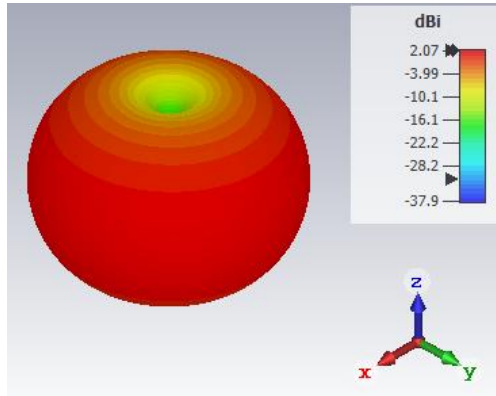


Figure 3.20 : Diagramme de rayonnement d'une antenne hélice en mode normal

Selon la théorie, le mode normal est caractérisé par un diagramme de rayonnement omnidirectionnel avec un maximum de rayonnement perpendiculaire à l'axe de l'hélice (figure 3.20). Après plusieurs simulations pour des antennes hélice électriquement courtes, la limite de longueur avant laquelle le diagramme de rayonnement a commencé à se déformer (transition entre mode normal et axial) est de 0.4 fois la longueur d'onde qui est de 300 millimètre dans ce cas.

Nous avons pu remarquer aussi que les performances en termes de polarisation circulaire sont nettement plus inférieures à celles du mode axial avec des valeurs de rapport axial supérieures à 3 Décibels. Cependant selon les équations théoriques pour obtenir un rapport axial proche de zéro la condition suivante sur les dimensions de l'hélice doit être respecté :

$$C = \sqrt{2\lambda S} \quad (3.1)$$

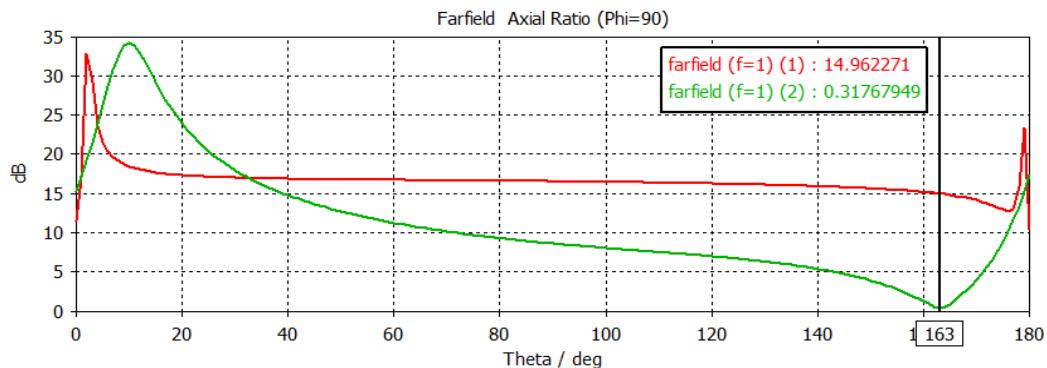


Figure 3.21 : Rapport axial pour le mode normal

En effet en modifiant les dimensions de l'antenne selon cette condition, on a pu obtenir un rapport axial de 0.31 dB. Les courbes données par la figure 3.21 représentent le rapport axial pour deux antennes de longueur de 50 millimètres, avec un pas d'enroulement de 8.33 millimètres. La courbe rouge a été obtenue pour un diamètre 10 millimètres et cette valeur ne satisfait pas la condition sur la circonférence. En revanche avec un diamètre de 22.5 millimètres représenté par la courbe verte, on a pu obtenir des valeurs plus faibles du rapport axial car la condition sur les dimensions de l'hélice a été respectée.

Le mode normal n'est généralement pas utilisé dans le domaine des communications par satellite en raison d'un gain très faible comparé au mode axial. Même en ce qui concerne la polarisation circulaire le mode normal montre des caractéristiques qui causeront des liaisons à performances relativement faibles.

3.4 Conclusion:

Ce chapitre nous a permis d'avoir un aperçu plus avancé sur l'antenne hélicoïdale monofilaire, sur sa structure et son fonctionnement en mode axial et en mode normal. En effet, en respectant les conditions sur les dimensions de l'hélice nous avons pu étudier l'antenne dans ses deux modes de fonctionnements, afin de visualiser les caractéristiques de chaque mode et pouvoir les comparer. Pour une antenne ayant une longueur inférieure à un multiple de 0.4 fois la longueur d'onde un diagramme de rayonnement omnidirectionnel a pu être atteint, caractérisant le mode normal, pour le mode axial un diagramme de rayonnement directionnel avec un lobe principal suivant l'axe de l'hélice a été généré en respectant les conditions énoncées durant la théorie.

A travers les variations effectuées sur les différents paramètres qui caractérisent la structure de l'antenne hélice monofilaire nous avons pu voir l'influence de chacun sur les caractéristiques de rayonnement de l'antenne et ainsi déduire que plusieurs possibilités sont offertes durant la conception d'une antenne hélice en mode axial. Chaque paramètre modifie les performances de l'antenne. On pourra donc faire des compromis et réaliser un modèle satisfaisant les contraintes sur les dimensions de l'antenne et les performances de la liaison.

Ce chapitre nous a également permis de valider le modèle car les résultats sont conformes à plusieurs références, et en même temps on a pu vérifier la compatibilité entre les relations empiriques énoncées dans le second chapitre et les résultats trouvés. On remarque que les formules de King et Wong décrivent mieux les performances de l'antenne en particulier pour l'influence du pas d'enroulement [25].

Nous avons aussi pu aborder le mode de fonctionnement normal et ses différents aspects qui malgré son diagramme de rayonnement omnidirectionnelle qui peut être intéressant pour plusieurs applications notamment les communications satellitaires, présente des performances en terme de gain et de rapport axial qui dirige les choix de conception vers des antennes hélicoïdales en mode axial ou multifilaires. Grace aux données recueillies durant ce chapitre par les simulations effectuées sur l'antenne hélice monofilaire nous pourrons par la suite dans le chapitre suivant comparer ses performances à l'antenne quadri filaire et ainsi mettre en avant les performances de cette dernière et des antennes hélice multifilaire en général.

Chapitre 4 : Conception d'une antenne Hélice quadrifilaire et de son circuit d'alimentation

4.1 Introduction :

Ce dernier chapitre sera consacré à la conception d'une antenne quadri-filaire destinée à la liaison TT&C du segment spatial. Tout d'abord nous effectuerons une étude sur le circuit d'alimentation de l'antenne, en se basant sur plusieurs travaux sur l'alimentation des antennes multifilaires ou les réseaux d'antennes. Nous effectuons des tests des performances de différents circuits utilisés pour produire les quatre signaux nécessaires à l'excitation d'une antenne quadrifilaire. Nous nous intéresserons à l'équilibre de la répartition de puissance entre les signaux fournis par ces circuits, à l'isolation entre les différentes sorties mais surtout à la qualité du déphasage produit. Certains de ces circuits ont déjà été cités et présentés au deuxième chapitre comme le diviseur de puissance de Wilkinson, les circuits déphaseurs à coupleur hybride et le déphaseur de Shiffman. En combinant ces structures nous réaliserons le circuit d'alimentation de l'antenne hélicoïdale quadrifilaire.

Après la modélisation du circuit d'alimentation, une étude comparative entre les performances d'une antenne hélice monofilaire et une antenne quadri-filaire sera faite afin de montrer que pour les mêmes dimensions, de meilleures performances en terme de gain et de directivité mais surtout une amélioration du rapport axial et ainsi une polarisation circulaire plus précise sera obtenue. Une autre caractéristique de l'antenne quadri-filaire sera étudiée. Il s'agit du contrôle du sens de polarisation à l'aide de la progression du déphasage de l'alimentation.

Afin de pouvoir dimensionner l'antenne finale qui sera destinée à la liaison TT&C d'un satellite basse orbite, nous devons d'abord étudier l'influence des dimensions et de la structure de l'antenne sur ces performances de rayonnement. A cet effet, nous allons réaliser une étude paramétrique sur le gain, la direction maximale de rayonnement et la forme du diagramme de rayonnement, en prenant en compte le diamètre et la longueur axiale de l'antenne et visant d'atteindre un faisceau conique avec une valeur minimale du gain selon l'axe de l'hélice.

Le prototype final sera présenté en ajoutant un support réflecteur et un tube en diélectrique qui va renforcer la structure de l'antenne. Une optimisation des dimensions de l'antenne par algorithme génétique en utilisant l'outil « Optimizer » du logiciel CST Studio nous permet d'améliorer aussi les caractéristiques de notre antenne.

4.2 Simulation des circuits d'alimentation :

Durant l'étude théorique des antennes hélice quadrifilaire, nous avons vu que les quatre fils formant l'antenne doivent être alimentés par quatre sources identiques déphasées de 90 degrés. Le but de cette première partie est la simulation de plusieurs configurations et prototypes de circuits pouvant servir d'alimentation d'une antenne quadri-filaire, en ayant un déphasage et une amplitude constants à de la fréquence centrale de 2.233 GHz et aux limites de la bande de fonctionnement de l'antenne quadri-filaire pour la liaison TT&C qui s'étendra de 2 GHz à 2.4 GHz. Les circuits seront réalisés en ligne micro-ruban, ceci nous permettra de les superposer au plan de masse de l'antenne et obtenir ainsi un circuit compact. Cette méthode est utilisée pour les antennes quadri-filaire mais aussi pour alimenter les réseaux d'antennes [24], [37].

Les lignes seront déposées sur un substrat FR-4 ayant une permittivité de 4.1 et de 1.6 millimètre d'épaisseur. Conformément à plusieurs références [22-23] et [38], l'épaisseur du plan de masse et du conducteur seront de 0.1 millimètre, figure 4.1.

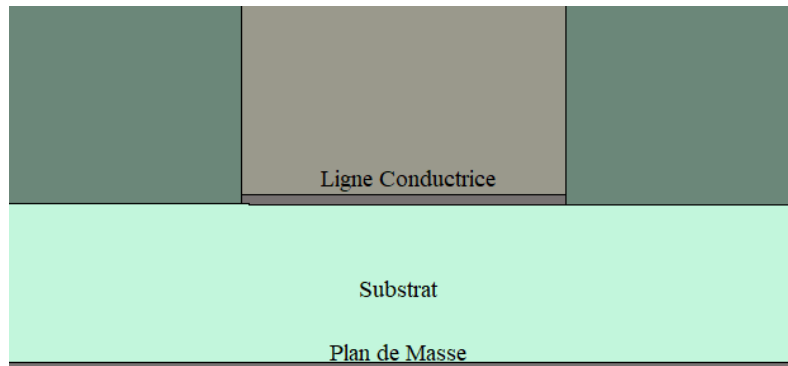


Figure 4.1 Modèle des lignes micro-ruban utilisées

4.2.1 Diviseur de puissance de Wilkinson :

Le diviseur de Wilkinson est très largement utilisé dans l'alimentation des réseaux d'antennes [37] et [39]. Il offre de bonnes performances sur une large bande fréquentielle, notamment un coefficient de réflexion très faible à la fréquence à laquelle il a été dimensionné mais aussi une repartition égale de la puissance entre les deux sorties qu'il génère qui seront aussi très bien isolés, une résistance branchée entre les deux sorties permettra d'obtenir une meilleure adaptation.

Nous allons d'abord tester le circuit en bloc sur un environnement de conception schématique pour ensuite passer à sa conception en 3 dimensions. Des blocs pour simuler des lignes micro-ruban et les ports d'entrée/sorties sont utilisés (figure 4.2).

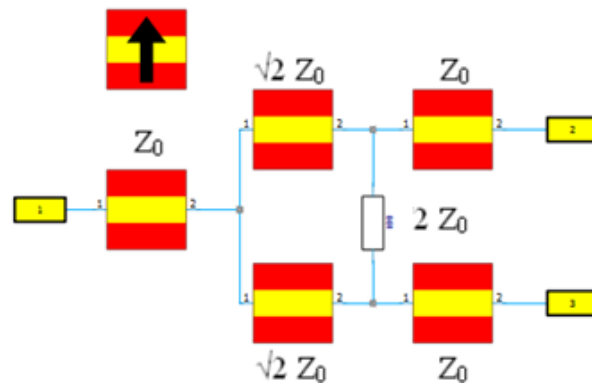


Figure 4.2 : Schéma simulé du diviseur de puissance de Wilkinson

A partir de la théorie, nous avons réalisé le circuit de diviseur de Wilkinson en ligne micro-ruban, en utilisant des lignes ayant une impédance caractéristique de 50 Ohm pour l'entrée. Les sorties, sont reliées par deux lignes quart d'onde ayant une impédance de 50 Ohm multiplié par la racine carrée de 2. On aura donc deux lignes de 70.71 Ohm séparées par une résistance de 100 Ohm.

Le bloc contenant une flèche (figures 4.2) sert à définir les caractéristiques de la ligne (dimensions, plan de masse, diélectrique). Pour obtenir ces valeurs la largeur des lignes principales sera de 2.971 millimétré, les lignes quart d'onde auront une largeur de 1.54 millimètre et une longueur de 19.106.

Les performances de ce circuit seront analysées en visualisant les paramètre S représenter sur la figure 4.3.

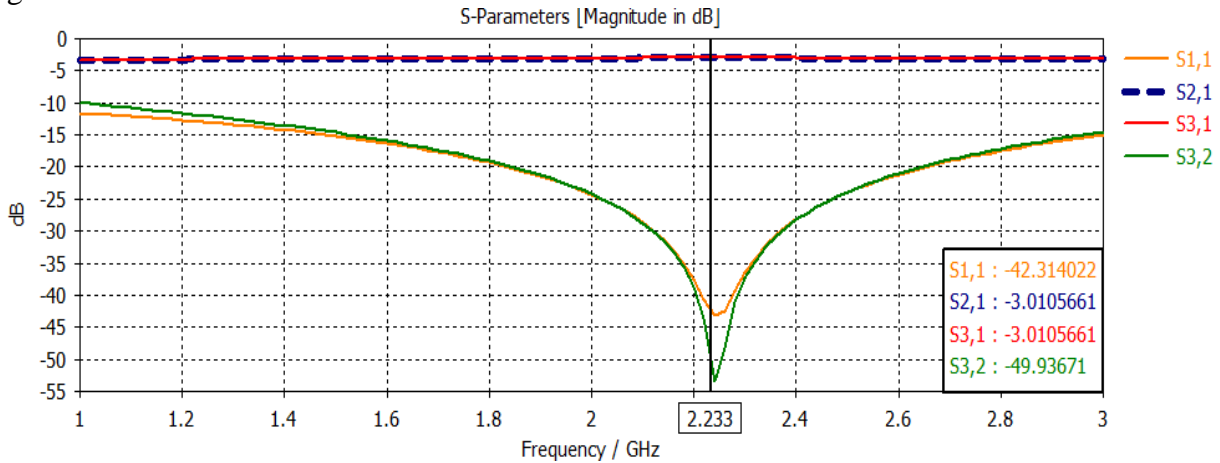


Figure 4.3 Paramètres S du diviseur de Wilkinson (circuit schématique)

Les performances de ce diviseur de Wilkinson sont satisfaisantes. Nous pouvons remarquer que le coefficient de réflexion à l'entrée S11 est inférieur à -10 dB sur une plage fréquentielle allant de 1 à 3 GHz avec une valeur de -42.32 dB à la fréquence centrale.

Les gains transduciques des deux ports de sorties S21 et S31 sont parfaitement superposés offrant deux signaux égaux en puissance et en phase, la phase des deux coefficients est affiché sur la figure 4.4.

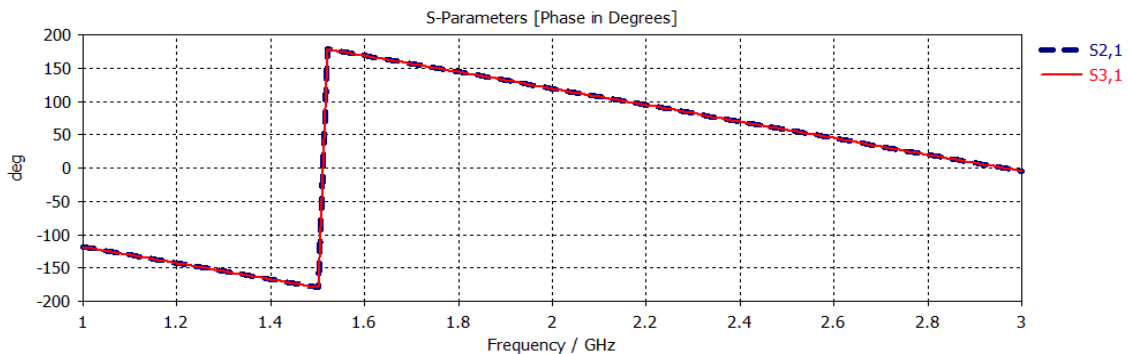


Figure 4.4 Phases des deux sorties du diviseur de Wilkinson (circuit schématique)

L'isolation entre les deux ports de sorties est également satisfaite comme nous pouvons le voir à travers S32 qui est inférieur à -25 dB sur toute l'étendue de la bande de fonctionnement de l'antenne. Pour la modélisation du diviseur de Wilkinson en 3 dimensions, trois modèles de diviseurs de puissance ont été testés en se basant sur les travaux cités dans [23] et [39].

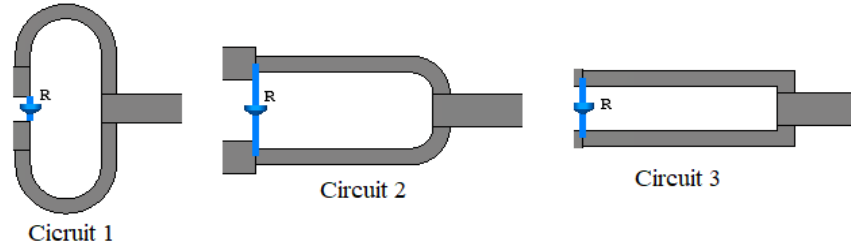


Figure 4.5 Les trois modèles de diviseurs de Wilkinson testés

En tenant en compte des performances en terme de coefficient de réflexion de chaque circuit, le meilleur circuit a été choisi en considérant le critère compacte, figure 4.6.

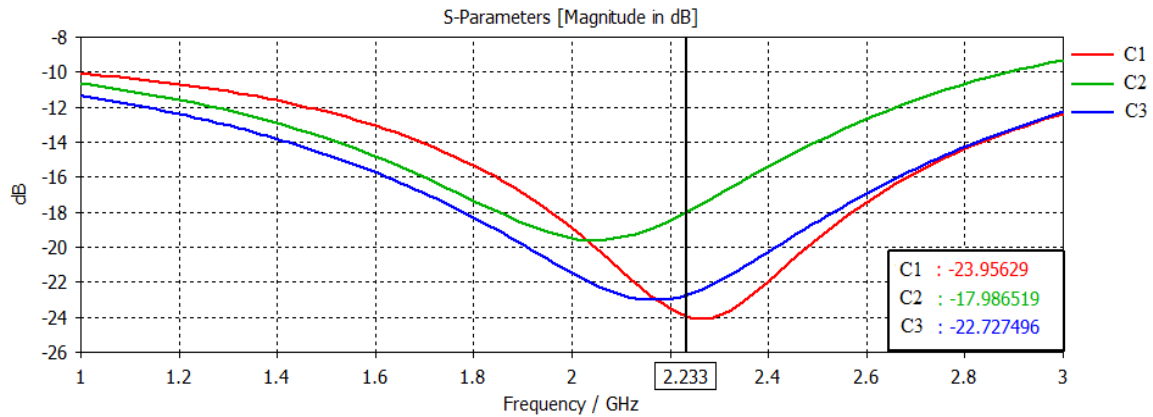


Figure 4.6 Comparaison des S11 des trois modèles

Pour améliorer le circuit choisi, une optimisation par algorithme génétique à travers l'outil « Optimizer » de CST studio a été effectuée en prenant comme paramètre la longueur de la ligne quart d'onde. Les résultats pour le coefficient de réflexion avant et après optimisation sont présentés sur le figure 4.7.

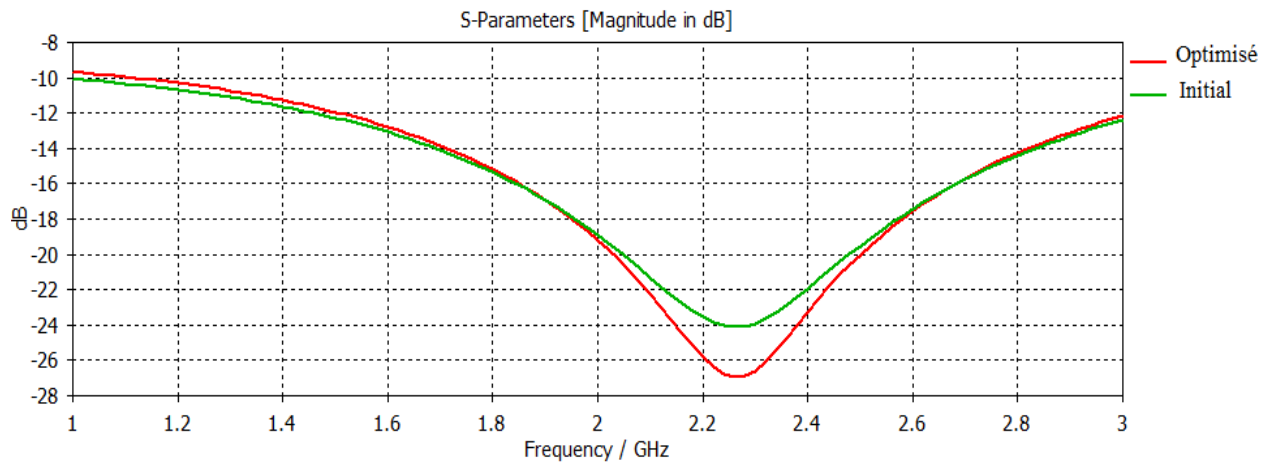


Figure 4.7 Coefficients de réflexion avant et après optimisation

L'optimisation nous a permis de réduire le coefficient de réflexion à la fréquence centrale de 3 dB. La valeur du S11 est alors de -26.8 dB. On peut également vérifier la division de puissance entre les deux ports par les courbes de S31 et S21 données par figure 4.8 sont parfaitement superposées. L'isolation est également assurée comme le montre la courbe de S32 où la valeur reste inférieure à -10 dB dans les limites de fonctionnement d'antenne simulée.

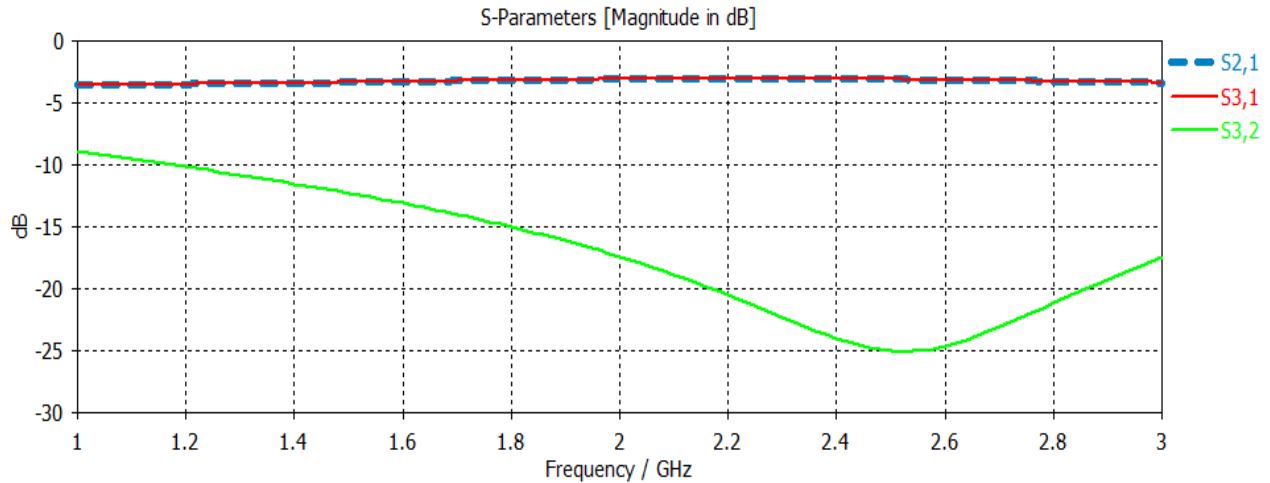


Figure 4.8 Paramètres S du diviseur de Wilkinson finale

4.2.2 Coupleur hybride 180° :

Le circuit du coupleur hybride va d'abord être testé par le circuit en bloc représenté à la figure 4.9, toutes les lignes utilisées sont des lignes quart d'onde: 18.63 mm pour les lignes dont la largeur et de 2.971 mm (Z_0) et 19.06 mm pour les lignes de 1.54 mm de largeur ($\sqrt{2}Z_0$), sauf la ligne reliant le port d'entrée (1) au port (3) dont la longueur et de trois quart de la longueur d'onde qui sera de 57.18 millimètre :

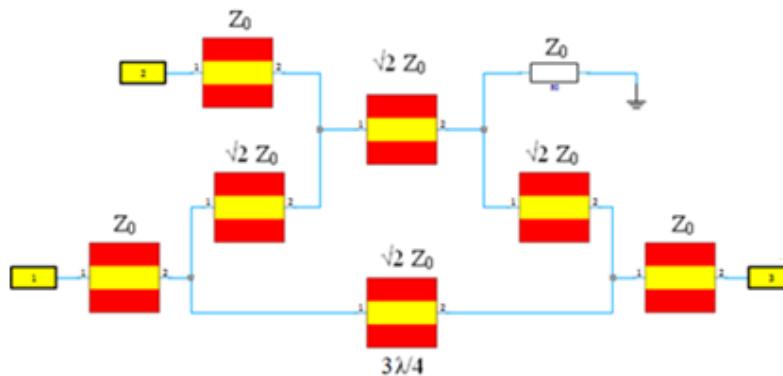


Figure 4.9 Schéma simulé du coupleur hybride 180°

Les performances du circuit ci-dessus sont visualisées à travers ses paramètres S représentés sur la figure 4.10. Nous pouvons remarquer que le coefficient de réflexion est en dessous de -10 dB sur une large étendu fréquentielle y compris la bande de la liaison TT&C avec une valeur à la fréquence centrale de -41.77 dB assurant ainsi un fonctionnement large bande.

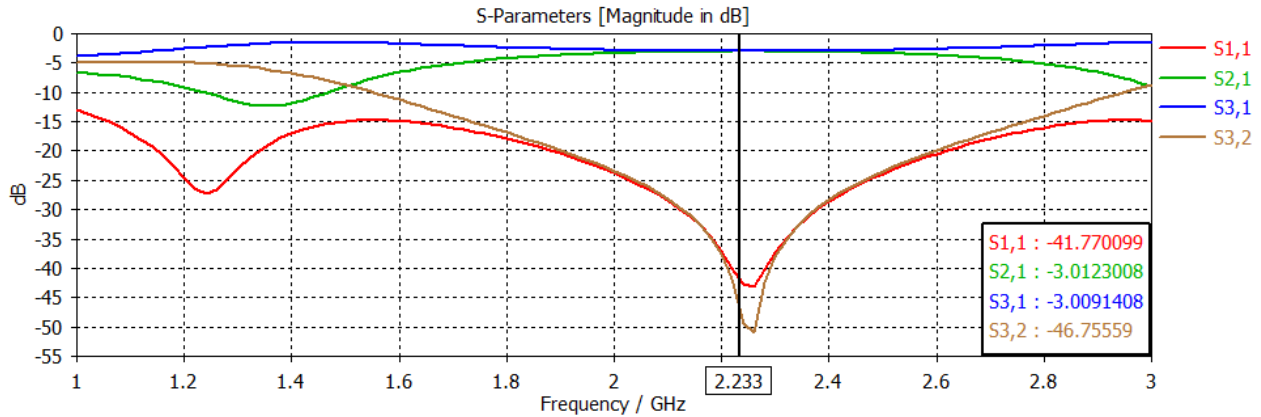


Figure 4.10 Paramètres S du coupleur hybride 180° (circuit schématique)

L'isolation entre les deux sorties est également vérifiée à travers S₃₂ ayant une valeur de -46.75 dB à la fréquence centrale. La répartition de puissance à travers le port (2) et le port (3) est également équilibrée est sera parfaite autour de la fréquence centrale où S₂₁=S₃₁.

Les données caractérisant les deux gains transduciques des sorties du coupleur ont été trasferées depuis CST studio vers matlab pour calculer la différence de phase entre ces deux paramètres, le déphasage est représenté sur la figure 4.11. Un déphasage de 180° est obtenu entre les deux sorties de 1.6 à 2.78 GHz avec une marge d'erreur de 2° à 3° aux limites.

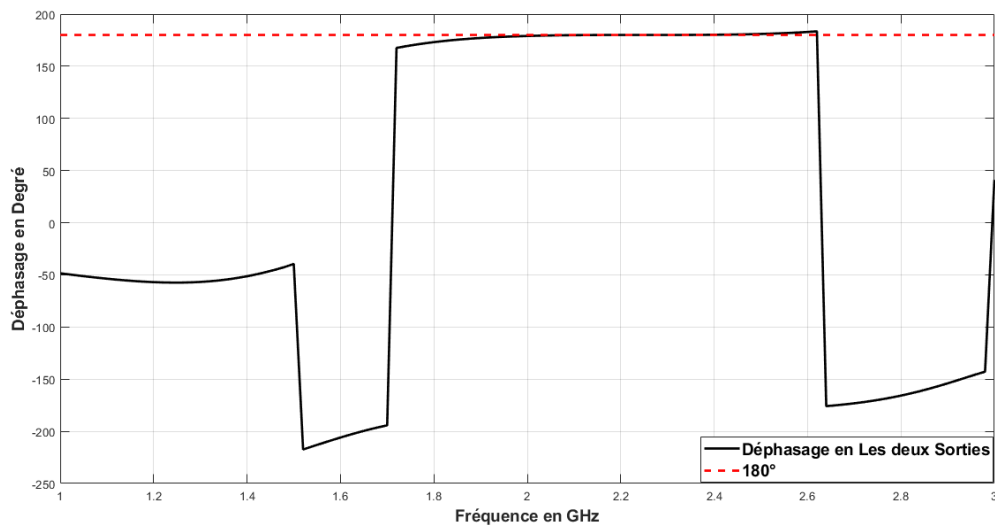


Figure 4.11 Déphasage entre les sorties du coupleur hybride 180° (circuit schématique)

Nous passons maintenant à la modélisation du circuit. La forme choisie sera un circuit en forme d'anneau permettant d'avoir une structure relativement compacte [40]. Le circuit réalisé est illustré sur la figure 4.12.

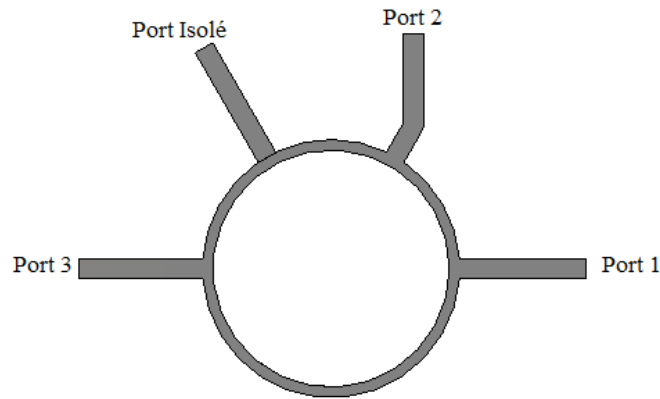


Figure 4.12 Circuit coupleur hybride 180°

Le port (1) recevra le signal d'entrée, les deux ports (2) et (3) seront les sorties des deux signaux déphasés. Le quatrième port situé entre les deux sorties sera isolé par une résistance de 50 Ohm reliée au plan de masse.

Les paramètres S du circuit précédant sont représentés dans la figure 4.13. Nous remarquons que les caractéristiques trouvées à l'aide du circuit en blocs sont préservées. Le fonctionnement en large bande est toujours vérifié à travers le paramètre S11 qui sera inférieur à -10 dB et atteint aussi une valeur de -28.93 dB à la fréquence centrale. L'isolation des deux sorties est aussi présentée par le paramètre S32. La répartition de puissance est quasiment parfaite à la fréquence centrale et peut atteindre une différence d'environ 2 dB dans les limites de fonctionnement de l'antenne simulée.

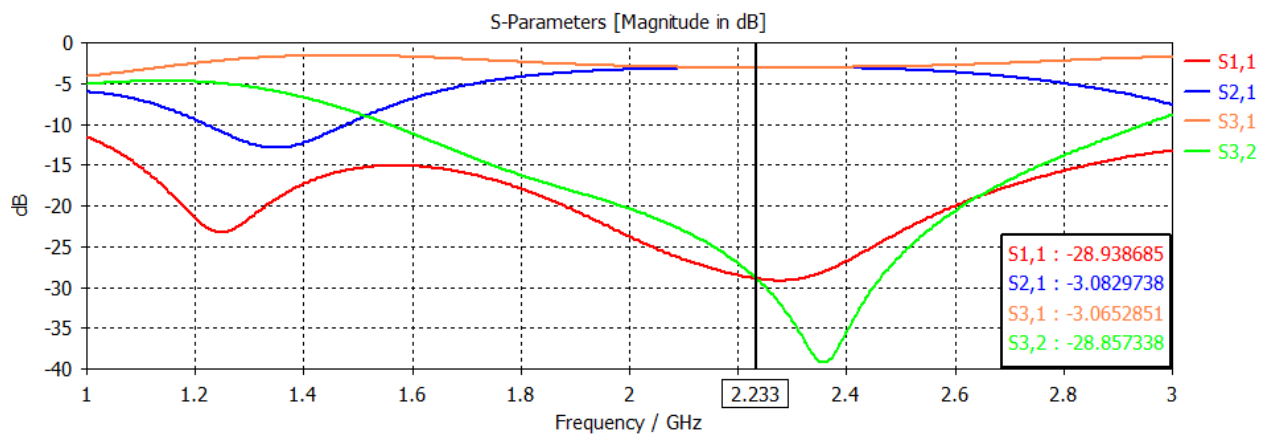


Figure 4.13 Paramètres S du coupleur hybride 180° réalisé

Le déphasage entre les deux sorties du coupleur est représenté sur la figure 4.14, sur une bande fréquentielle allant de 1.8 à 2.78 GHz avec un déphasage au voisinage de 180° et avec une marge d'erreur de 6° aux limites et de 1° dans la bande allant de 2 à 2.4 GHz ce qui est largement acceptable.

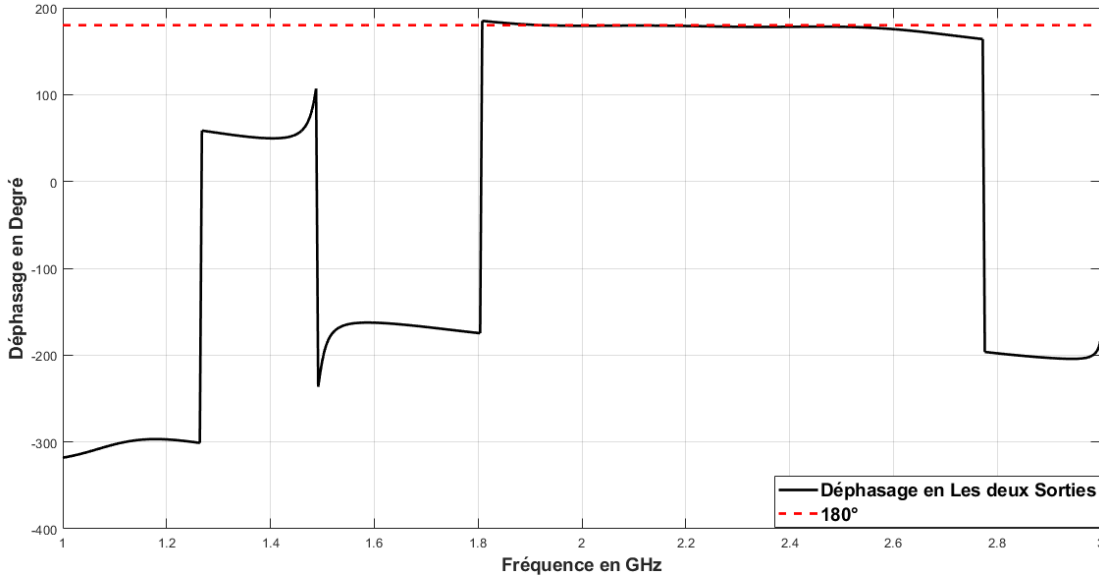


Figure 4.14 Déphasage entre les deux sorties du coupleur hybride 180°

4.2.3 Coupleur hybride quadratique :

Le circuit du coupleur hybride 90° a été testé à travers le circuit en blocs représenté sur figure 4.15.

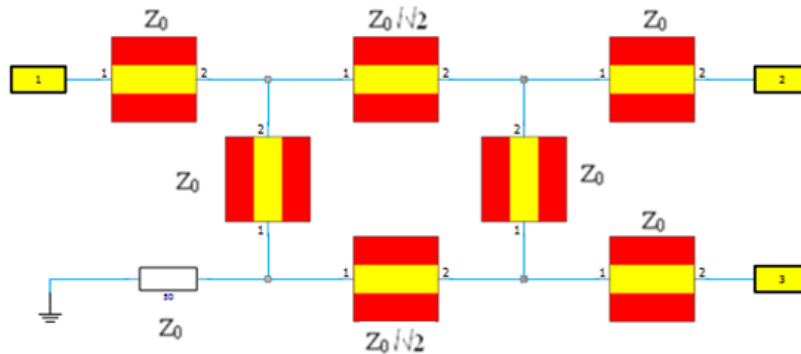


Figure 4.15 Schéma simulé du coupleur hybride 90°

Toutes les lignes utilisées sont des lignes quart d'onde qui auront une longueur de 18.63 millimètres pour relier les lignes de 50 Ohm et 18.17 millimètres pour les lignes 35.35 Ohm ayant respectivement des largeurs de 2.971 et 5.17 millimètres.

De la même manière que pour les circuits précédant nous avons visualisé les paramètres S du circuit présenté sur la figure 4.16. Nous remarquons que la répartition de la puissance et l'isolation entre les deux sorties est vérifiée. Mais ceci dans une bande fréquentielle relativement étroite par rapport au circuit précédant. Le coefficient de réflexion reste inférieur à -10 dB dans la bande de fonctionnement de notre antenne, permettant ainsi un bon fonctionnement du circuit à la fréquence centrale de 2.233 GHz.

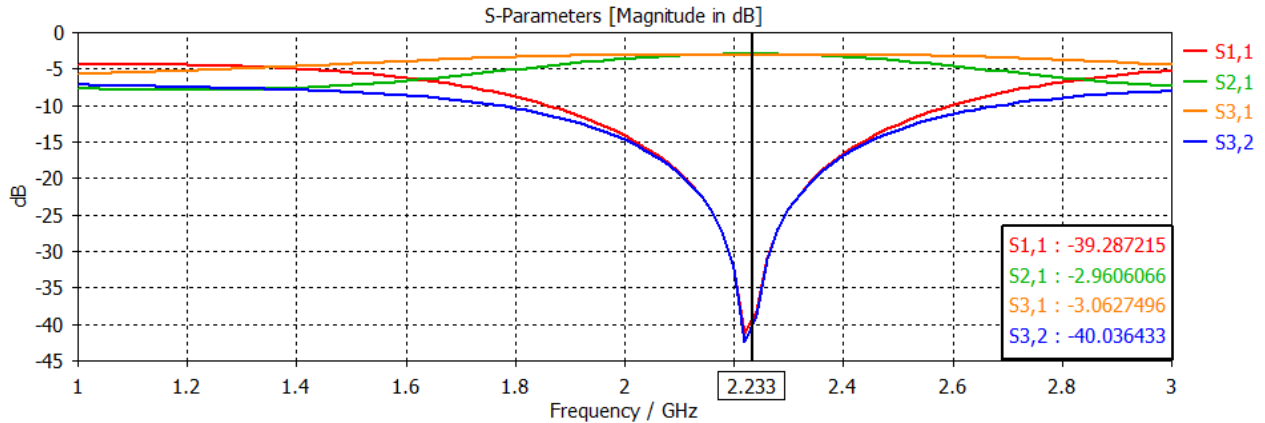


Figure 4.16 Paramètre S du coupleur quadratique (circuit en blocs)

Le déphasage suit les caractéristiques des paramètres S, donc l'étendue de la stabilité du déphasage à 90° va être relativement étroite à celle du coupleur 180° . Cependant les valeurs obtenues restent assez satisfaisantes dans la bande allant de 2 à 2.4 GHz avec un déphasage pouvant varier de 88° à 91° , (voir figure 4.17).

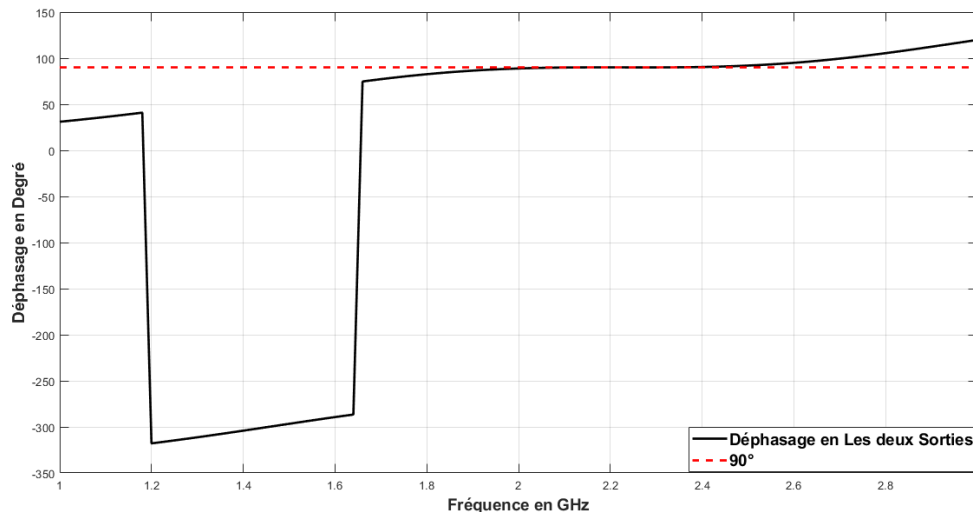


Figure 4.17 Déphasage entre les sorties du coupleur quadratique (circuit en blocs)

Le circuit du coupleur quadratique a ensuite été modélisé en 3D par des lignes micro-ruban, une configuration assez simple a été utilisée et est illustrée sur la figure 4.18.

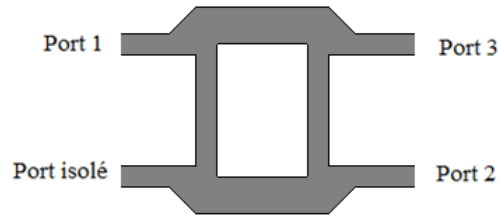


Figure 4.18 Circuit coupleur quadratique

Le circuit modélisé présente des résultats donnés par la figure 4.19 similaires à ceux du circuit schématique, c'est-à-dire un fonctionnement dans une bande fréquentielle relativement étroite par rapport au coupleur 180° ce qui va réduire l'étendue fréquentielle ou le déphasage sera constant et égale à 90°.

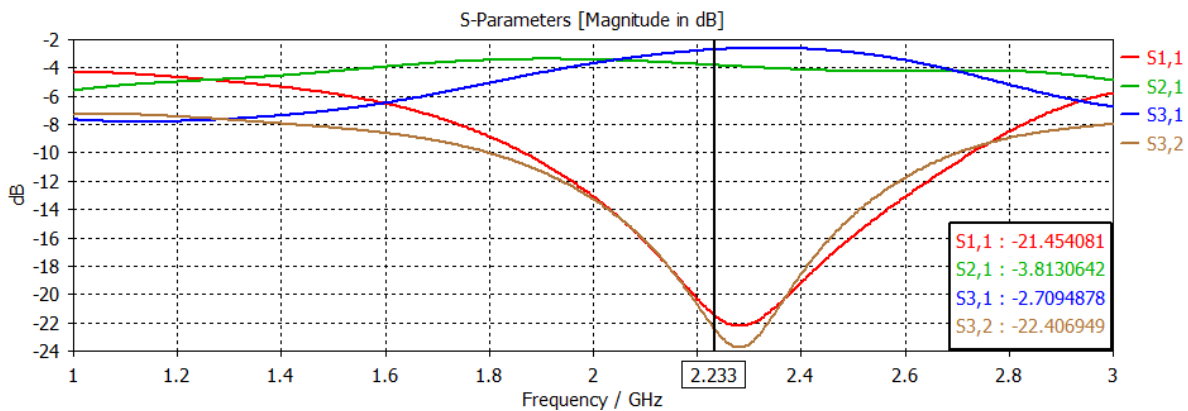


Figure 4.19 Paramètre S du coupleur quadratique

La courbe du déphasage présentée dans la figure 4.20 montre que ce circuit garde toujours un déphasage stable aux limites de la bande de la liaison TT&C avec une marge d'erreur de 3° ce qui peut être négligeable.

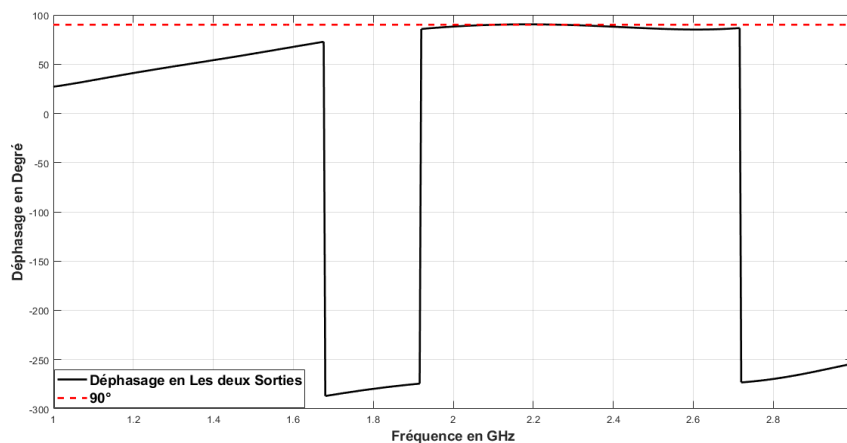


Figure 4.20 Déphasage aux sorties du coupleur quadratique

4.2.4 Déphaseur de Schiffman parallèle double :

Un circuit déphaseur de Schiffman a pour principe de créer un déphasage entre deux lignes l'une étant une ligne de référence et l'autre une ligne couplée. Un autre modèle de ce même circuit existe où on utilise plusieurs lignes couplées mises en série ou en parallèle.

Le modèle de déphaseur que nous allons étudier est utilisé dans les travaux [23], utilise un circuit de Schiffman parallèle double combiné à un diviseur de puissance de Wilkinson. Le schéma fonctionnel du circuit est donné dans la figure 4.21.

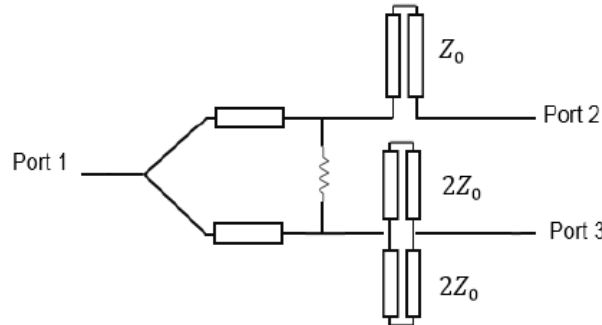


Figure 4.21 Schéma du déphaseur de Schiffman

La longueur électrique de la ligne couplée connectée au port (2) sera $\theta_0=90^\circ$, celle des deux lignes couplées parallèles sera de $\theta_1=56.36^\circ$ [23]. C'est les longueur des lignes couplées qui définie le déphasage. La valeur de ce dernier est alors fixée par le rapport entre les impédances en mode pair et en mode impaire de chaque ligne couplée (équation 4.2) qui dépendent de la distance entre ces deux lignes.

Le déphasage est exprimé par l'équation 4.1 ci-dessous :

$$\Delta\varphi = \left| \cos^{-1}\left(\frac{\rho_0 - \tan^2 \theta_0}{\rho_0 + \tan^2 \theta_0}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{\rho_1 - \tan^2 \theta_1}{\rho_1 + \tan^2 \theta_1}\right) \right| \quad (4.1)$$

Telles que :

$$\rho_i = \frac{Z_{p,i}}{Z_{imp,i}} \quad ; \quad Z_i = \sqrt{Z_{p,i} Z_{imp,i}} \quad (4.2)$$

$$Z_1 = Z_0 \quad ; \quad Z_2 = 2Z_0 \quad ; \quad i = 1, 2 \quad (4.3)$$

Après avoir fixé les rapport de couplage des deux lignes à $\rho_0=1.69$ et $\rho_1=2.606$ on pourra calculer les impédances en mode pair et impair des deux lignes et ainsi déduire la séparation entre les lignes couplées. Les détails sur les dimensions du circuit sont présentées par la figure 4.22 et le tableau 4.1.

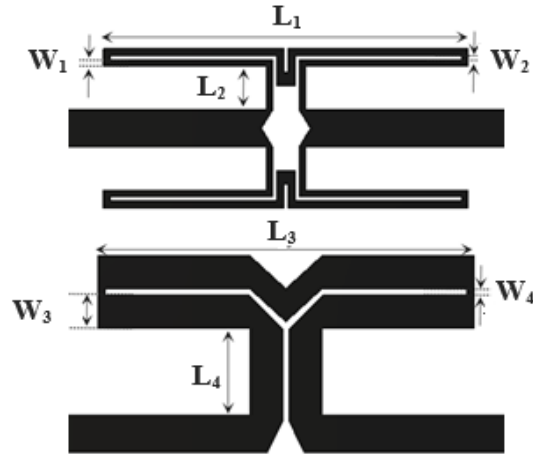


Figure 4.22 Schéma de dimensionnement du déphaseur de Shiffman

W_1	W_2	W_3	W_4	L_1	L_2	L_3	L_4
0.55	0.35	2.7	0.55	29.8	3.5	30.7	7

Tableau 4.1 Dimension du circuit déphaseur de Shiffman

Après avoir simulé le circuit, le déphasage obtenu n'était pas très juste car sa valeur était stable mais avec un décalage de 10° . Alors pour résoudre ce problème nous avons ajusté les caractéristiques du circuit et ceci en fixant les dimensions des lignes parallèles et en variant la longueur de la ligne couplée inférieure à travers L_4 , jusqu'à l'obtention d'un déphasage de 90° à la fréquence centrale, ceci ne va en aucun cas influencer la stabilité et les performances du circuit. La valeur finale atteinte est de 5.65 millimètres. Le circuit final réalisé est représenté sur la figure 4.22.

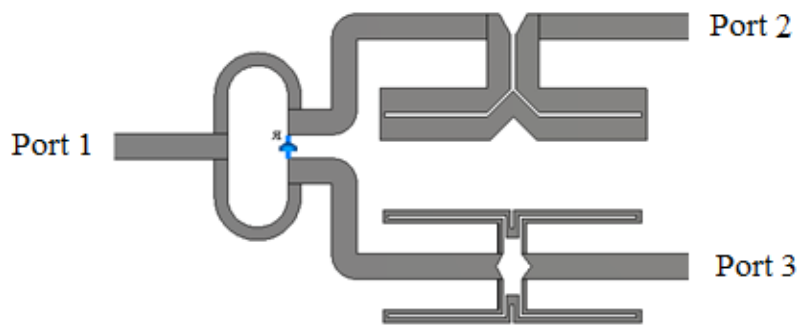


Figure 4.23 Circuit modélisé du déphaseur de Shiffman

Les courbes des paramètres S sont alors affichées après simulation du circuit sur la figure 4.24.

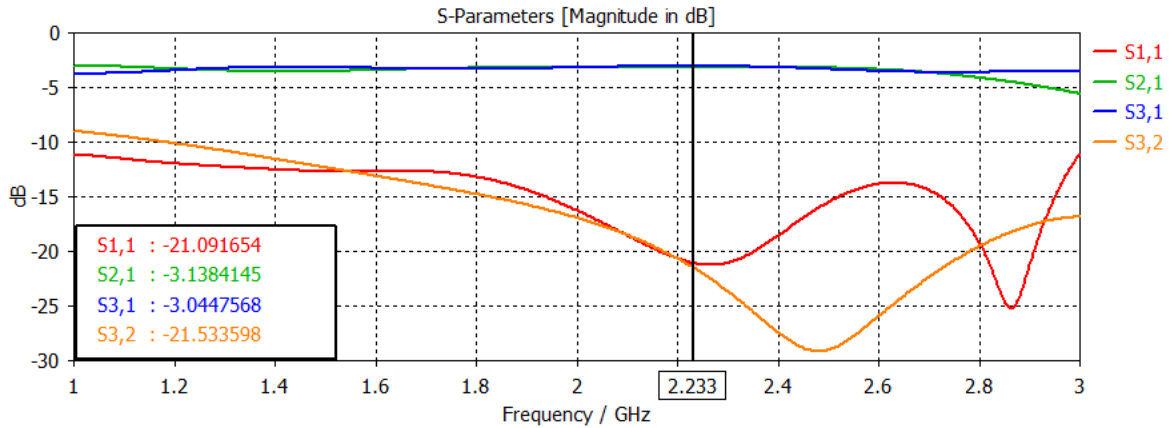


Figure 4.24 Paramètres S du déphaseur de Shiffman

A travers les courbes des paramètres S en fonction de la fréquence nous pouvons remarquer qu'une bonne répartition de la puissance entre les deux sorties est réalisée, ainsi que l'isolation entre ces deux ports avec la valeur de S32 qui sera inférieure -15 dB sur toute la bande de fonctionnement allant de 2 à 2.4 GHz.

Le fonctionnement large bande est également assuré avec un coefficient de réflexion S11 inférieur à 10 dB de 1 à 3 GHz avec une valeur de -21.09 dB à la fréquence centrale. Contrairement au coupleur quadratique qui est caractérisé par des performances en bande relativement étroite.

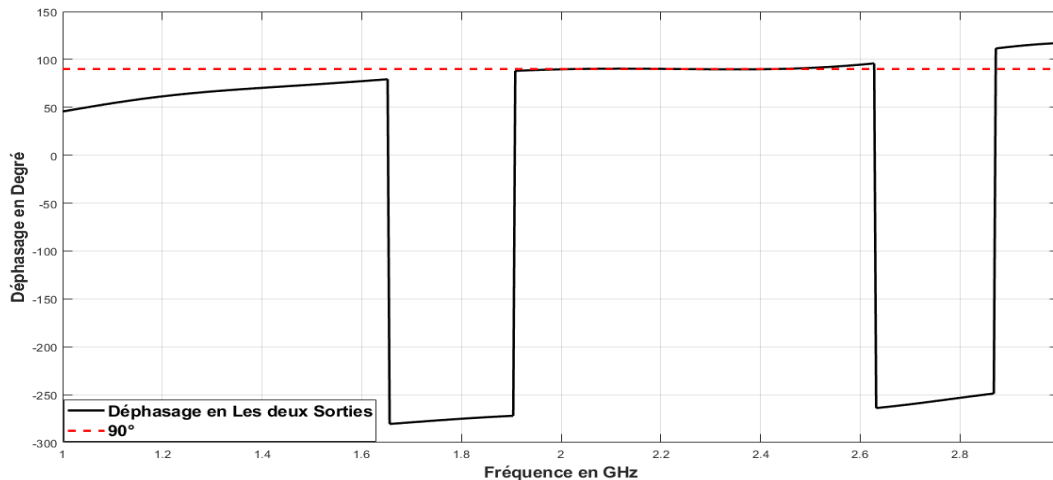


Figure 4.25 Déphasage entre les sorties du déphaseur de Shiffman

Le déphasage réalisé par le circuit de Shiffman utilisé est d'exactly 90° sur toute la bande de fonctionnement de notre antenne c'est à dire de 2 à 2.4 GHz, donnant ainsi des résultats plus constants que le déphaseur à coupleur quadratique.

4.2.5 Circuit d'alimentation I :

Après l'étude effectuée sur les circuits déphaseurs et diviseurs de puissance nous allons passer à la modélisation du circuit d'alimentation de l'antenne quadri-filaire et ceci en combinant les différents circuits étudiés précédemment.

Le premier circuit sera réalisé par la mise en cascade d'un coupleur hybride 180° avec deux coupleurs quadratiques représenté sur la figure 4.26, similaires aux travaux publiés en [17].

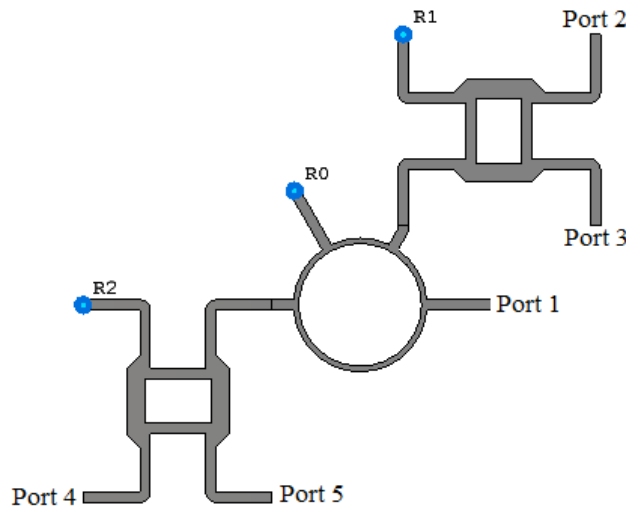


Figure 4.26 Circuit d'alimentation I

Les paramètres S de ce circuit sont représentés sur la figure 4.27.

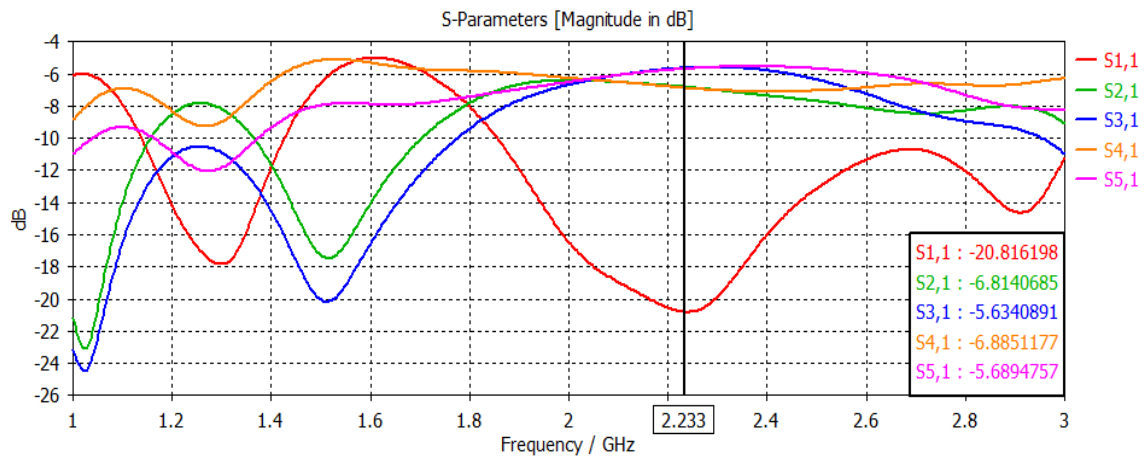


Figure 4.27 Paramètres S du circuit d'alimentation I

Nous pouvons voir que ce circuit ne présente pas un fonctionnement large bande. Dans la bande de la liaison TT&C, le coefficient de réflexion reste inférieur à -16 dB avec une valeur minimale de -20.81 dB à la fréquence centrale de 2.233 GHz.

Le point négatif relevé sur la figure 4.27 est dû à l'instabilité de la répartition de puissance entre les quatre ports avec une marge d'erreur de 1.6 dB dans la bande de fonctionnement de l'antenne.

Après étude des performances en termes de puissance, nous allons visualiser les performances en terme de stabilité du déphasage. La figure 4.28 contient les phases des gain transductives de chaque port ça nous permettra d'avoir une vue d'ensemble sur la variation de la phase des quatre sorties.

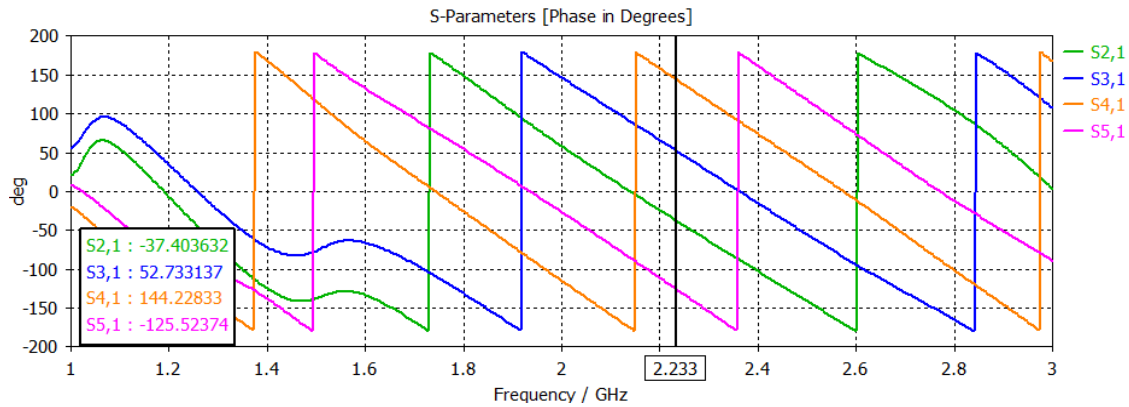


Figure 4.28 Variation de la phase des gain transductives aux sorties du circuit I

Les déphasages entre chaque port successif sont représentés dans la figure 4.29, tels que les graphiques A, B, C et D contiennent respectivement les déphasages entre les ports (2) et (3), (3) et (4), (4) et (5), (5) et (1). Les lignes en bleu représentent les limites de la bande de fonctionnement de notre antenne, les lignes rouges sont les déphasages de 90° et -270° . Les caractéristiques des déphasages entre port sont présentées dans le tableau 4.2 :

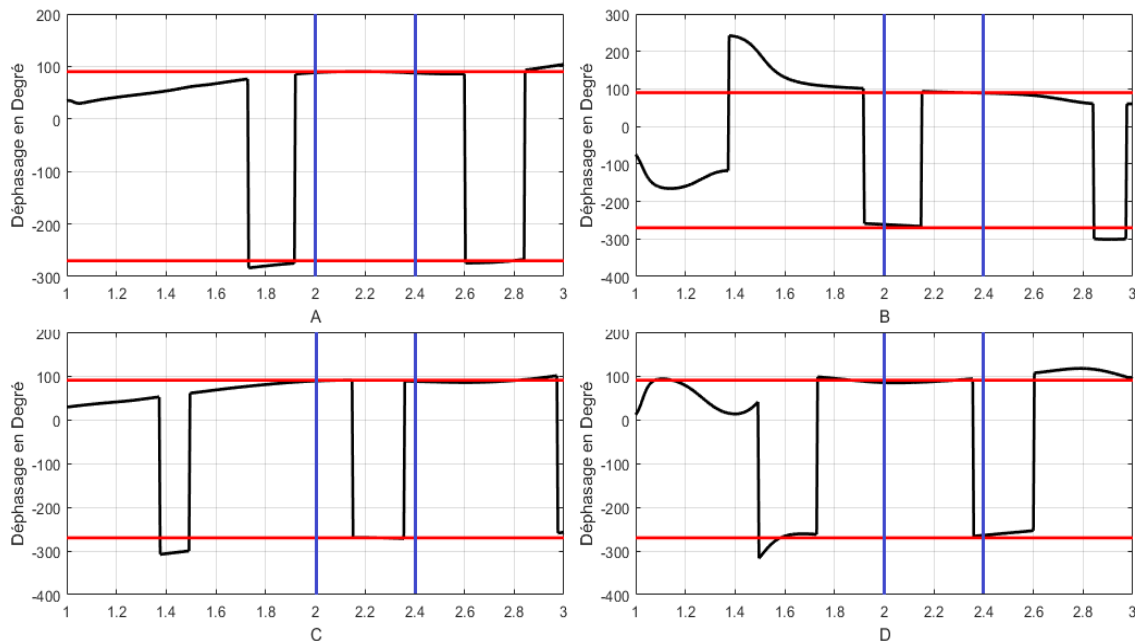


Figure 4.29 Déphasages entre les sorties du circuit d'alimentation I

Nous remarquons que la marge d'erreur pour les ports séparés par le déphaseur de 180° va légèrement augmenter. Ceci est dû à la mise en cascade de deux circuits déphaseurs dont les erreurs sont superposées, tableau 4.2.

Ports	Déphasage à la fréquence centrale (2.233 GHz)	Marge d'erreur sur le déphasage dans la bande de la liaison TT&C
2/3	90.13	2.1
3/4	91.48	7.9
4/5	-269.75 \equiv 90.25	1.7
5/1	88.12	5.8

Tableau 4.2 Performances de déphasage du circuit d'alimentation I

4.2.6 Circuit d'alimentation II :

On passe maintenant au deuxième circuit d'alimentation qui sera réalisé à l'aide d'un coupleur hybride 180° qui va nous générer à ses sorties deux signaux identiques déphasés de 180°. Ces signaux passent par les diviseurs de Wilkinson puis par deux circuits de Shiffman parallèles double. Nous aurons ainsi les quatre signaux nécessaires à l'alimentation de notre antenne quadri-filaire, voir figure 4.30.

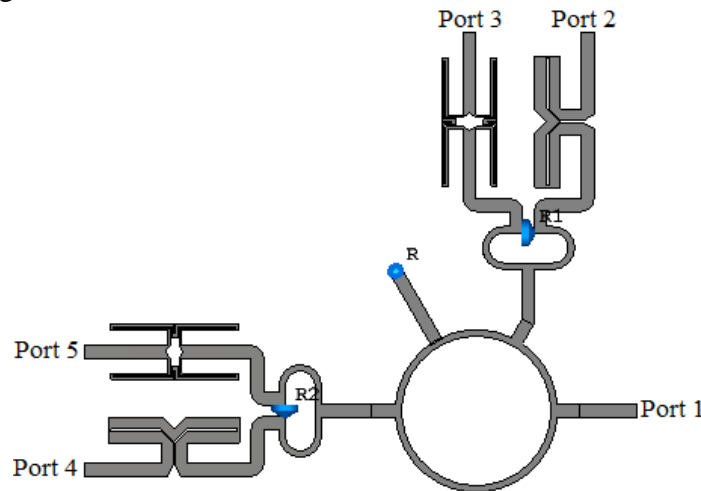


Figure 4.30 Circuit d'alimentation II

Les paramètres S du circuit d'alimentation II, figure 4.31, présentent le caractère large bande du déphaseur de Shiffman, contrairement au circuit I qui utilise un coupleur quadratique une bande de fonctionnement relativement étroite. Le coefficient de réflexion atteint une valeur de -20.96 dB à la fréquence centrale de l'antenne étant inférieur à -14 dB sur tout la bande de fonctionnement.

Une caractéristique intéressante du circuit II est la stabilité des gains transduciques aux quatre sorties sur la bande de 2 à 2.4 GHz avec une marge d'erreur maximale de 0.5 dB, garantissant ainsi une bonne répartition de la puissance à travers ses sorties, voir figure 4.31.

Les variations des déphasages de S21, S31, S41 et S51 sont illustrer dans la figure ci-dessous, les déphasages seront représentés sur la figures 4.32.

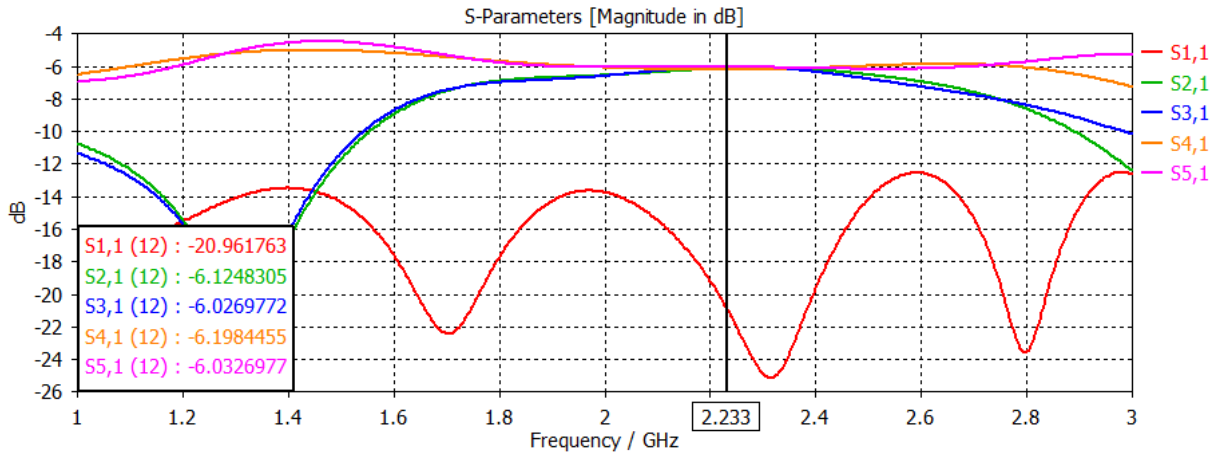


Figure 4.31 Paramètres S du circuit d'alimentation II

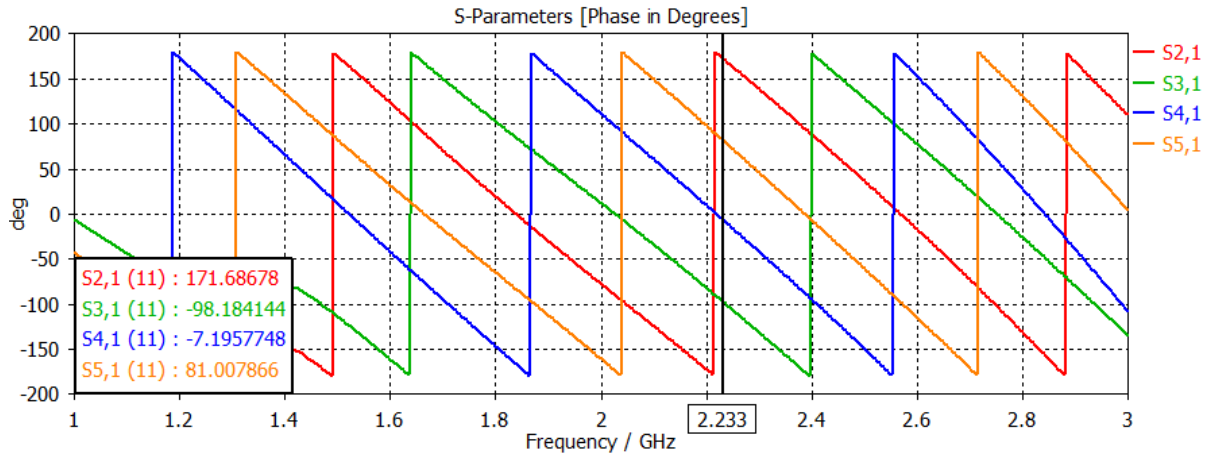


Figure 4.32 Variation des phases des quatre sorties du circuit I

De la même manière que pour le circuit I nous relèverons les déphasages à la fréquence centrale, ainsi que la marge d'erreur maximale sur le déphasage dans le tableau 4.3. Nous constatons alors que les valeurs du déphasage sont très précises autour de 2.233 GHz, pour ce qui est de la marge d'erreur elle est légèrement supérieure aux limites de la bande de fonctionnement de l'antenne en raison de la superposition des erreurs des deux déphaseurs suite à leur mise en cascades.

Ports	Déphasage à la fréquence centrale (2.233 GHz)	Marge d'erreur sur le déphasage dans la bande de la liaison TT&C
2/3	-269.86 \equiv 90.14	1.3
3/4	90.99	7.2
4/5	88.19	2.1
5/1	90.68	5.6

Tableau 4.3 Performances de déphasage du circuit d'alimentation II

Les graphiques A, B, C et D contiennent respectivement les déphasages entre les ports (2) et (3), (3) et (4), (4) et (5), (5) et (1). Les lignes en bleu représentent les limites de la bande de fonctionnement de notre antenne, les lignes rouges désignent les déphasages de 90° et -270° .

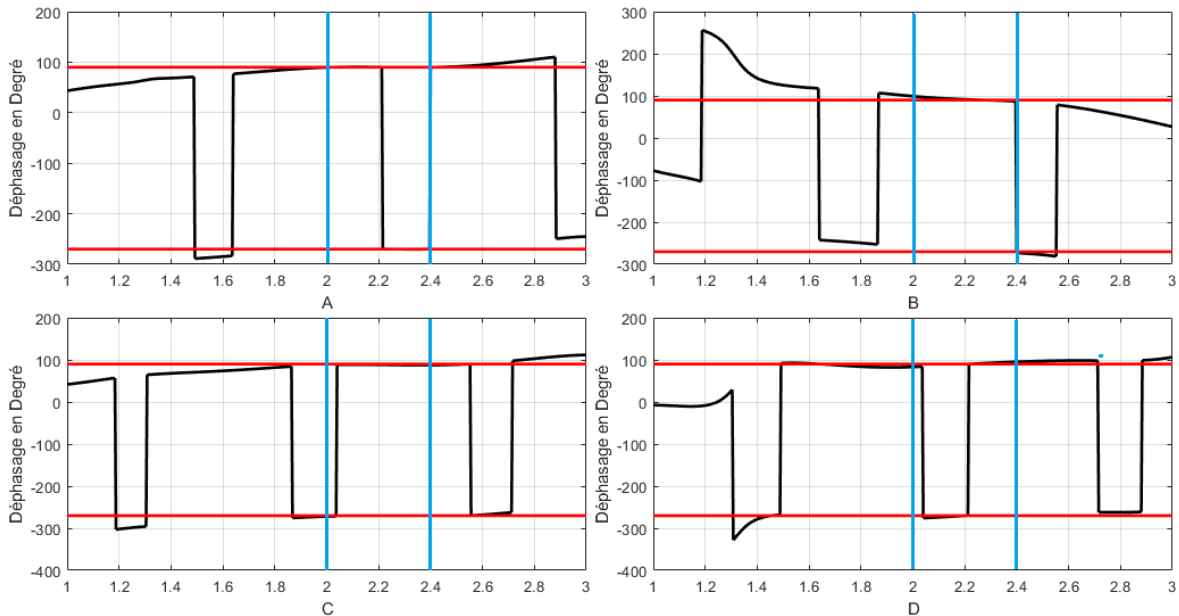


Figure 4.33 Déphasages aux sorties du circuit d'alimentation II

Après l'étude des caractéristiques des deux circuits d'alimentations que nous avons modélisé notre choix se porte sur le Circuit II, car ses performances en terme de déphasage restent proche du Circuit I, la stabilité de la répartition de puissance entre les quatre sorties reste un facteur important dans la réalisation d'un circuit d'alimentation pour une antenne quadri-filaire et le circuit II est évidemment supérieur sur ce point.

4.3 Comparaison entre les performances d'une antenne monofilaire et une antenne quadri-filaire :

Pour effectuer cette étude comparative entre une antenne hélice monofilaire et une autre quadri-filaire, on choisit le modèle d'une antenne monofilaire en mode axial dont la structure est composée de 6 spires séparées par un pas d'enroulement de 33 millimètres (Longueur totale de l'antenne 198 millimètres), le diamètre de l'hélice sera de 43 millimètres.

En gardant les mêmes dimensions nous allons réaliser une structure quadri-filaire simuler son fonctionnement et comparer ses caractéristiques avec celles de l'antenne monofilaire. Nous pourrons ainsi mettre en valeur les caractéristiques d'une antenne multifilaire et ce qu'elle peut apporter comme améliorations.

Les deux antennes dont nous allons comparer les performances sont présentées sur la figure 4.34.

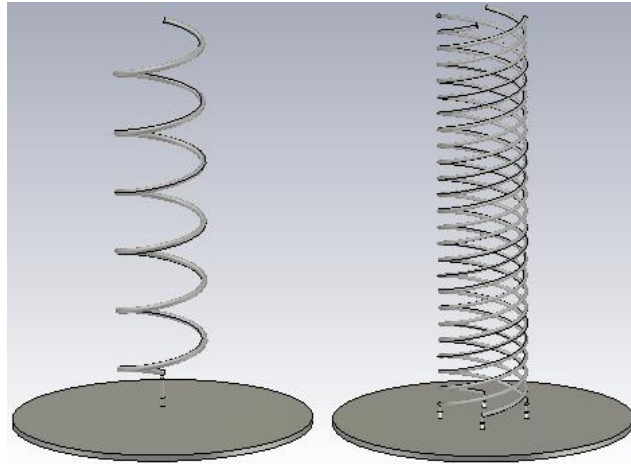


Figure 4.34 Antennes monofilaire et quadri-filaire à comparer

4.3.1 Rapport axial :

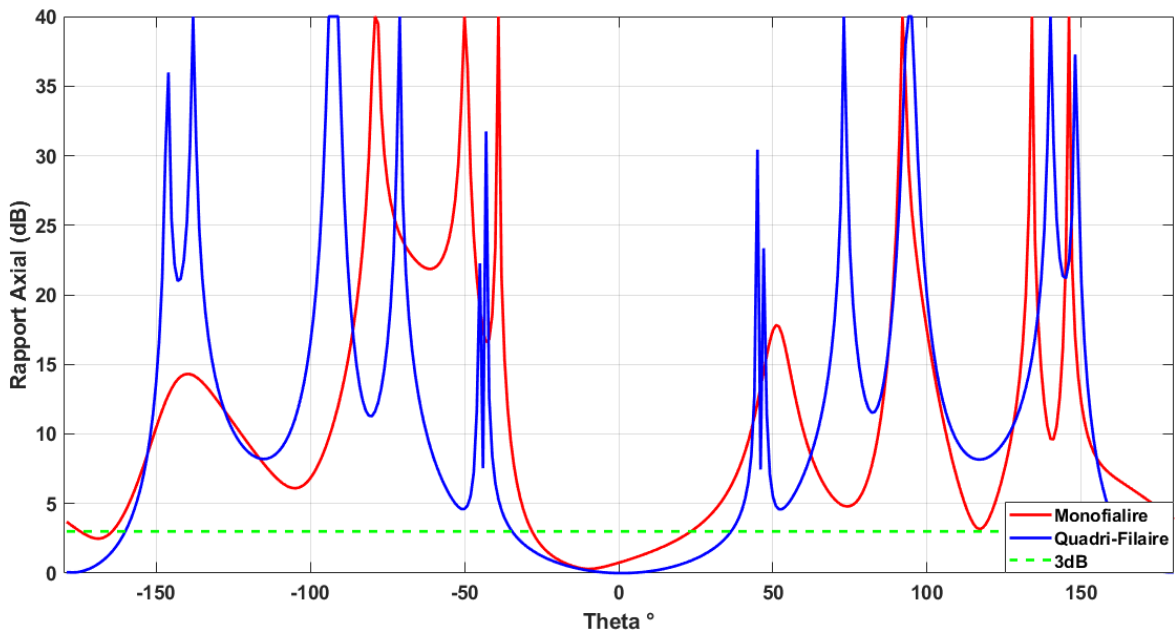


Figure 4.35 Comparaison des rapports axiaux des deux antennes

La figure 4.35 représente les rapports Axiaux des antennes monofilaire et quadri-filaire de la figure 4.34 en fonction de l'angle Thêta pour $\Phi=0$. Nous remarquons une nette amélioration du rapport axial en passant à l'antenne quadri-filaire [21] sachant que sa valeur reste inférieure à 3 dB pour une plage de l'angle thêta de 70.5° qui inclus tout le lobe principal du diagramme de rayonnement. Ceci n'est pas le cas pour l'antenne monofilaire dont le rapport axial reste inférieur à -3 dB pour une ouverture angulaire de 44.5° qui atteint à peine la valeur de l'angle d'ouverture à demi puissance.

4.3.2 Diagramme de rayonnement :

Les diagrammes de rayonnement des deux antennes sont représentés par la figure 4.36, (A) antennes quadri-filaire, (B) antennes monofilaire :

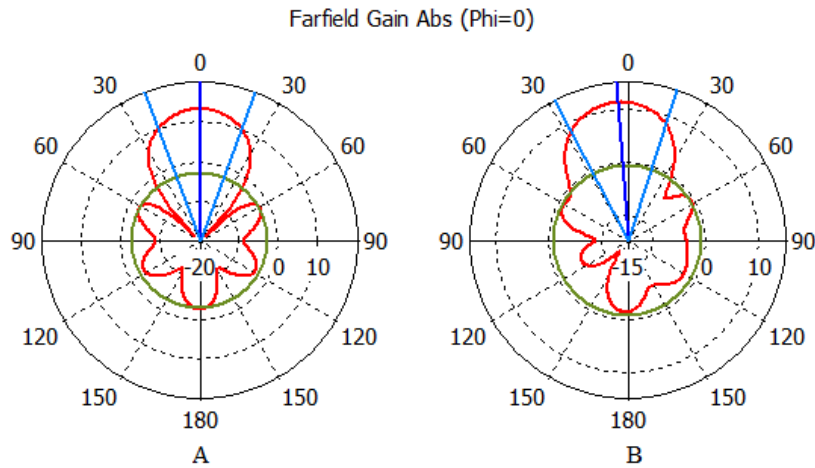


Figure 4.36 Comparaison des diagrammes de rayonnements des deux antennes

Nous remarquons que le diagramme de rayonnement de l'antenne quadri-filaire présente une forme plus uniforme avec des lobes secondaires d'amplitudes nettement inférieures à celles de l'antenne monofilaire, tout en permettant aussi une augmentation du gain maximal et l'obtention d'un faisceau principale plus étroit. Les détails sont représentés dans le tableau 4.4 où nous pouvons voir que le rapport axial de l'antenne quadri-filaire est quasiment nul.

Antennes	Gain Maximale (dB)	Angle d'ouverture à demi puissance	Niveau de premier lobe secondaire (dB)	Rapport Axial selon l'axe de l'hélice (dB)
Antenne Monofilaire	11.2	45.6	-11.9	0.811
Antenne Quadri-filaire	13.2	40.9	-15.9	0.003

Tableau 4.4 Récapitulatif des performances des deux antennes

Nous pouvons déduire de ces résultats que l'antenne quadri-filaire offre des performances supérieures à celles de l'antenne monofilaire et ceci pour les mêmes dimensions, nous pourrions donc optimiser et réduire les dimensions d'une antenne quadri-filaire pour remplacer une antenne monofilaire de dimensions supérieures.

4.3.3 Possibilité d'inversion de la polarisation :

Une autre caractéristique propre à l'antenne quadri-filaire est la modification du sens de la polarisation circulaire de l'antenne en contrôlant le sens de progression du déphasage entre les signaux alimentant les quatre fils de l'antenne [21].

Pour une antenne quadri-filaire combiné à un plan de masse, si le sens d'enroulement des hélices est direct alors une alimentation ayant un déphasage à progression antihoraire donnera une

polarisation circulaire droite. En inversant les sens du déphasage, la polarisation sera inversée, néanmoins le gain sera réduit. Cette caractéristique est montrée à la figure 4.37.

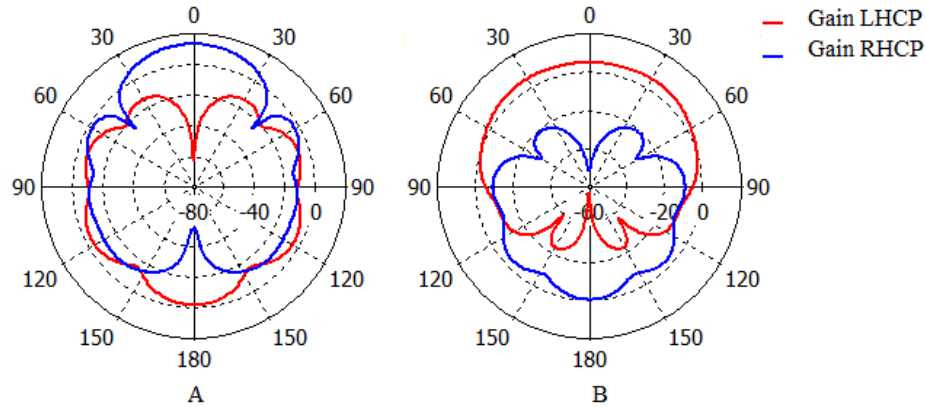


Figure 4.37 Gain RHCP et LHCP. (A) alimentation sens antihoraire. (B) alimentation sens horaire

4.4 Etude paramétrique sur les performances d'une antenne quadrifilaire :

Durant cette partie, une étude paramétrique sur les performances d'une antenne quadri-filaire sera effectuée. Ceci nous permettra de voir l'influence de la longueur axiale de l'antenne et de son diamètre puis des dimensions du plan de masse, utilisé aussi comme support, sur ses performances de rayonnement, ce qui nous facilitera la conception et l'optimisation de l'antenne finale.

Après plusieurs simulations nous avons pu atteindre un digramme de rayonnement approchant la forme en selle voulue (digramme de rayonnement conique) pour une antenne ayant une longueur axiale de 200 millimètres et un diamètre de 10 millimètres et alimentée par quatre sources ayant une progression de déphasage dans le sens contraire à celui de la rotation des hélices de l'antenne sinon le rayonnement sera inversé. Cependant l'antenne ne reproduit pas parfaitement la forme présentée dans [30].

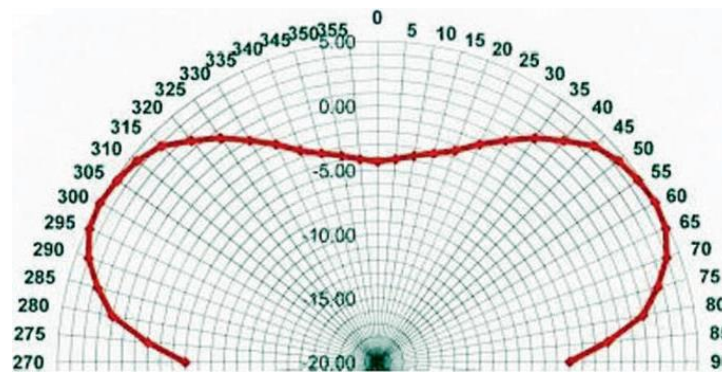


Figure 4.38 Digramme de rayonnement conique en forme de selle [30]

L'étude paramétrique se fera alors autour des dimensions de ce modèle, tout en essayant d'améliorer la forme du diagramme de rayonnement les maximums de rayonnement doivent être idéalement décalés d'un angle de 60° depuis l'axe de l'antenne. Sachant que nous devons garder de bonne performance en termes de polarisation circulaire ce qui n'est pas vraiment contraignant dans le cas des antennes quadri-filaire. Un gain supérieur à 5 dB sera suffisant pour un satellite à basse orbite (LEO) [30], sachant que la chute de gain selon l'axe de l'antenne doit être d'environ -10 dB [41]. Tous ces détails sont réunis dans le cahier des charges ci-dessous :

4.4.1 Cahier des charges de l'antenne finale :

Gain maximal (dB)	5 dB
Rapport axial (dB)	< 3 dB
Direction des maximums de rayonnement (degrés)	$60^\circ, -60^\circ$ (Axe de l'Antenne en Reference)
Chute de gain selon l'axe de l'antenne (dB)	-10 dB

Diagramme de rayonnement

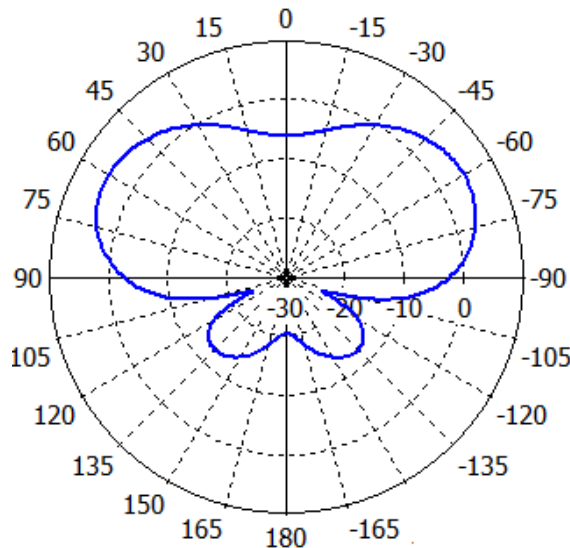


Tableau 4.5 Cahier des charges des performances à atteindre

4.4.2 Variation de la longueur axiale de l'antenne :

- **Influence sur le gain :**

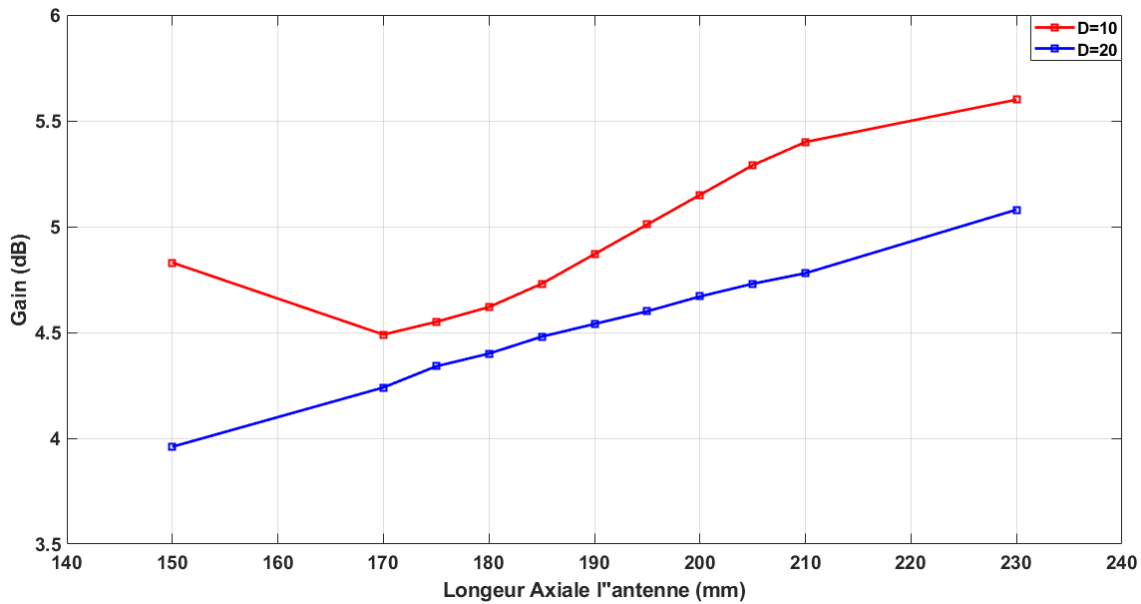


Figure 4.39 Variation du gain en fonction de la longueur axiale de l'antenne

La figure 4.39 représente deux courbes du gain pour deux diamètres de 10 et 20 millimètres avec une longueur axiale variante. Nous remarquons que le gain est proportionnel à la longueur. Nous pourrions ainsi augmenter le gain en jouant sur la longueur de l'antenne, il faut prendre en compte d'autres caractéristiques de rayonnement et faire des compromis.

- **Influence sur l'angle de rayonnement maximal :**

Nous pouvons voir grâce au tableau 4.6 que l'angle de rayonnement maximal augmente en fonction de la longueur de l'antenne et s'oriente à 60° pour une longueur de 180 millimètres.

Longueur (millimètre)	150	170	175	180	185	190	195	200	210	230
Angle pour D=10 mm (°)	40	55	58	60	63	65	67	69	72	79
Angle pour D=20 mm (°)	54	63	65	67	68	70	72	74	76	84

Tableau 4.6 Angle de rayonnement maximal selon longueur de l'antenne

▪ Influence sur la forme du diagramme de rayonnements :

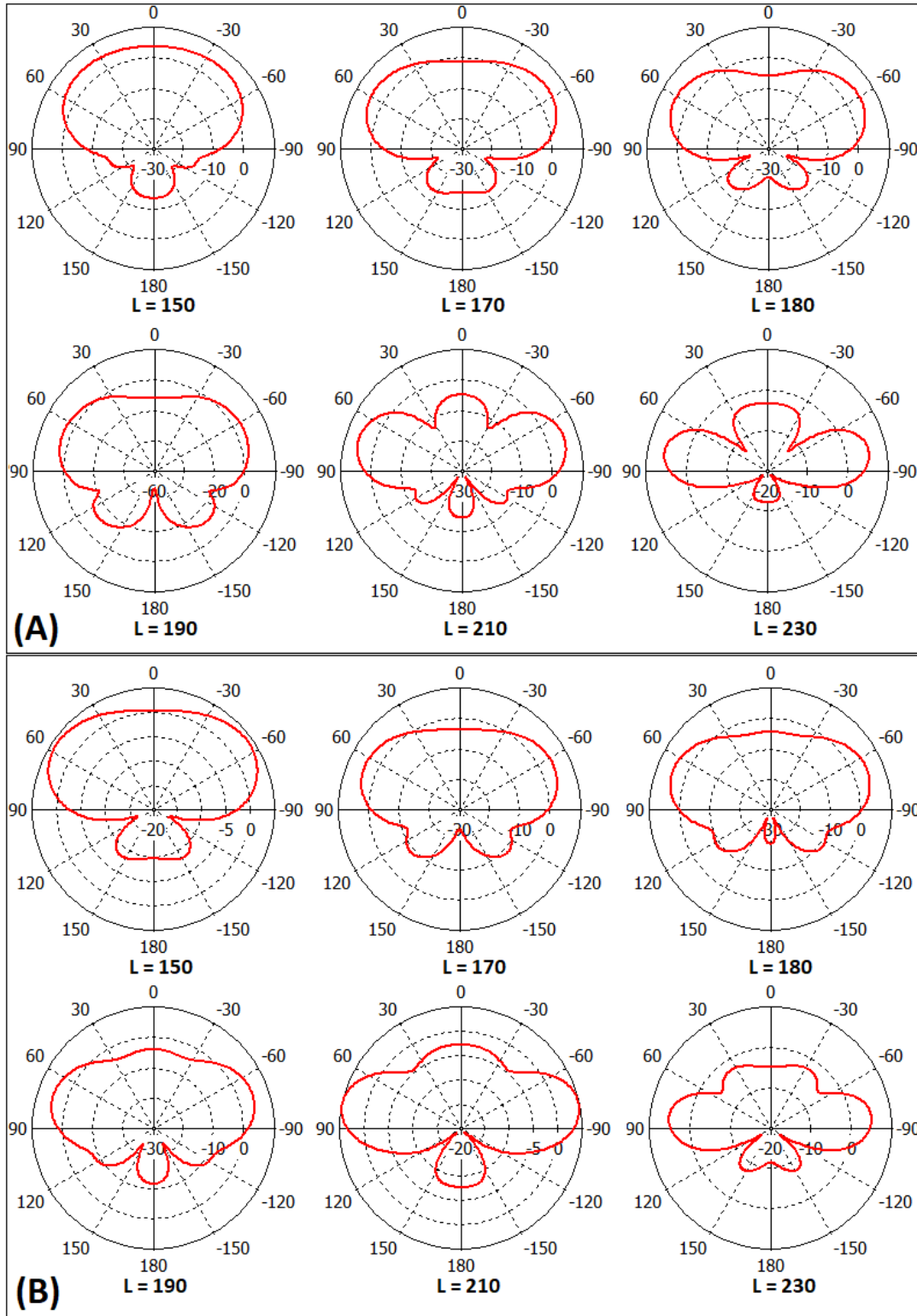


Figure 4.40 Variation de la forme du digramme de rayonnements selon la longueur axiale de l'antenne (en millimètre)

La figure 4.40 illustre l'influence de la longueur axiale de l'antenne pour un diamètre de 10 millimètres (A) et 20 millimètres (B). Etant donné que la forme du diagramme de rayonnements reste le facteur crucial de cette étude, nous remarquons que nous sommes bien limités par la longueur sachant que la forme voulue est vérifiée pour des valeurs allant d'environ 170 millimètres à 190 millimètres pour (A), sinon il y aura une déformation de la caractéristique recherchée avec un faisceau de rayonnement dépassant 120° , les résultats seront encore moins satisfaisants pour (B), [41].

4.4.3 Variation du diamètre de l'antenne :

- **Influence sur l'angle de rayonnement maximal :**

De la même manière que pour la longueur de l'antenne l'angle de rayonnements maximal va augmenter avec son diamètre et étant égale à 60° pour un diamètre de 10 millimètres.

Diamètre (millimètre)	8	10	14	18	20	26	30
Angle pour L=180 mm ($^\circ$)	59	60	63	66	67	65	74
Angle pour L=200 mm ($^\circ$)	67	69	71	73	74	79	81

Tableau 4.7 Angle de rayonnements maximal selon le diamètre de l'antenne

- **Influence sur le gain :**

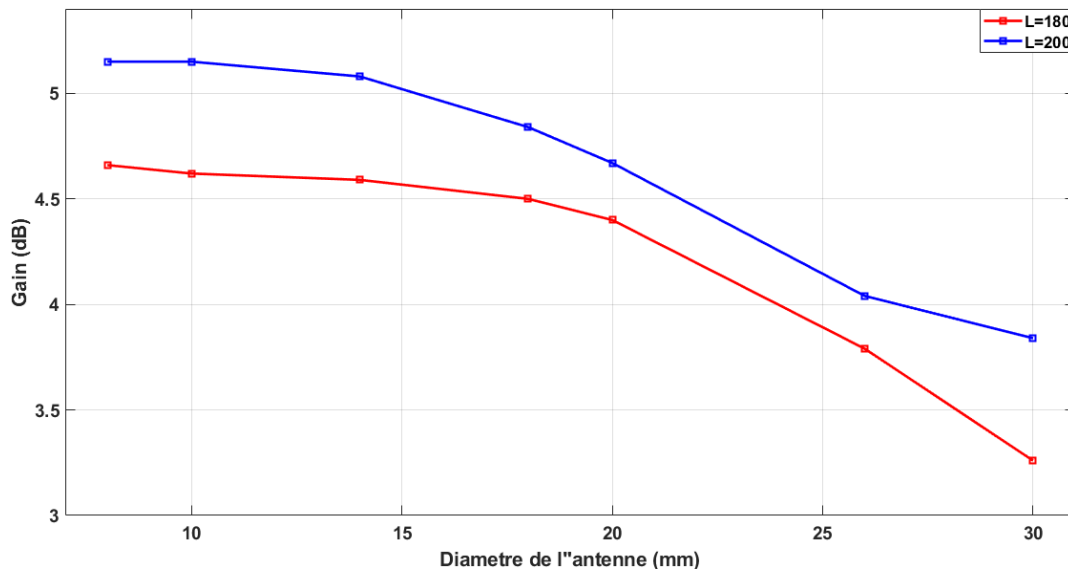


Figure 4.41 Variation du gain en fonction du diamètre de l'antenne

La figure 4.41 montre que l'augmentation du diamètre de l'hélice diminue le gain maximal et va aussi causer la déformation du diagramme de rayonnement avec l'obtention d'une forme conique n'ayant pas de minimum selon l'axe de l'hélice figure 4.42, ces résultats sont conformes à [41].

▪ Influence sur la forme du diagramme de rayonnements :

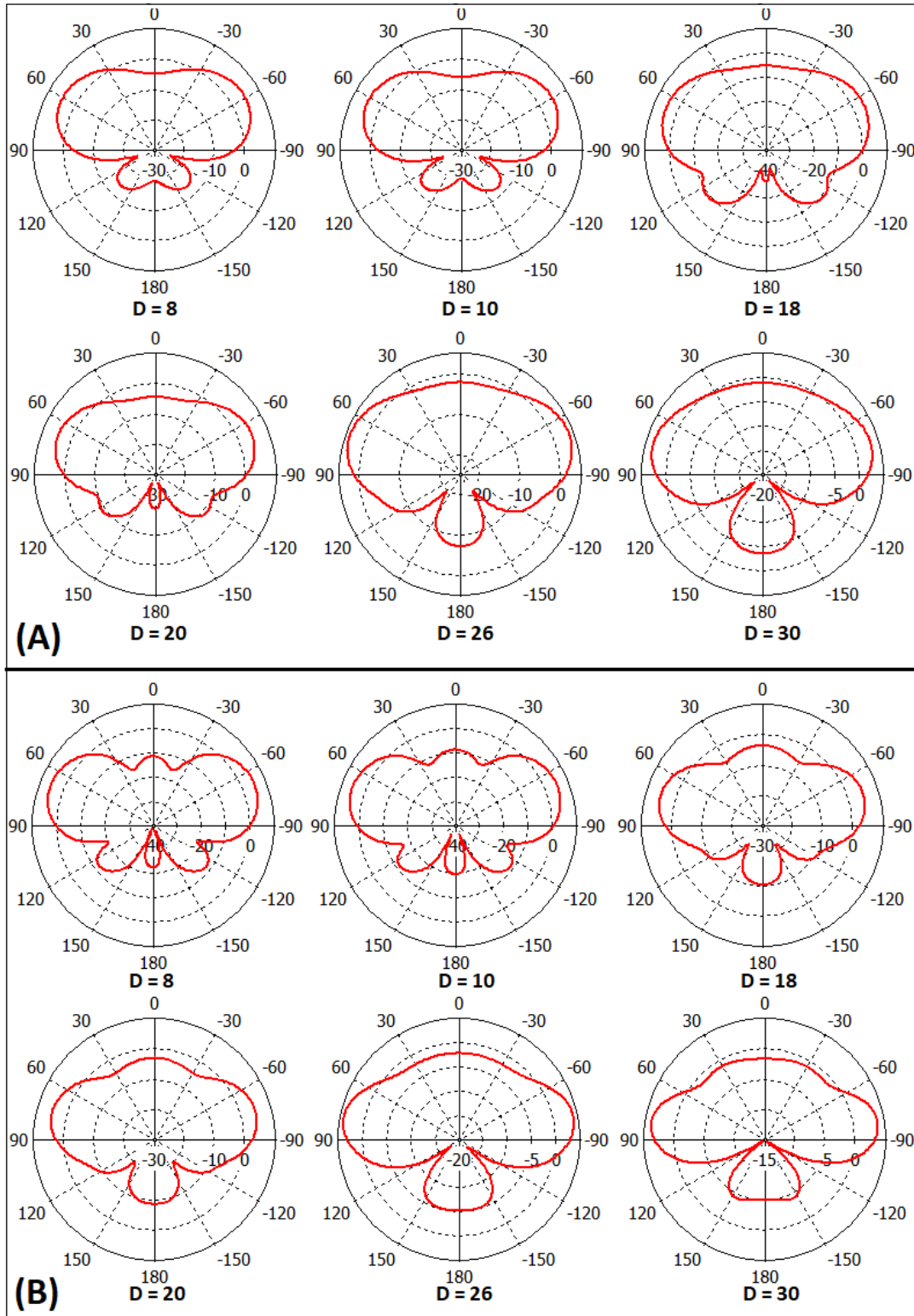


Figure 4.42 Variation de la forme du diagramme de rayonnements selon diamètre de l'antenne (en millimètre)

4.4.4 Ajout du plan de masse support et variation de ses dimensions :

Quand l'antenne quadri-filaire sera montée sur la structure du satellite, elle sera habituellement disposée sur un plan de masse élévateur de forme conique [42]. Ceci permet une séparation entre l'antenne et le reste des sous-systèmes afin d'éviter les interférences, en particulier avec les cameras dont disposent les satellites à basse orbite qui peuvent être une source de bruit et d'erreurs de transmission.

- **Hauteur du support réflecteur :**

Nous remarquons que la hauteur du support influe légèrement sur le gain de l'antenne (tableau 4.8) avec une variation inversement proportionnelle (sans influence sur la direction maximale de rayonnement). Cependant la hauteur ne doit pas être inférieure à une certaine limite par risque d'interférences avec d'autres appareillages.

Hauteur du Support (millimètre)	140	120	100	90
Gain (dB)	4.91	4.98	4.99	4.99

Tableau 4.8 Influence de la hauteur du support sur le gain

- **Diamètre de la base inférieure du support :**

Le diamètre choisis pour le support sera de 60 millimètres car il permet d'avoir un gain supérieur à 5 dB dimensions minimale, cependant diminuer le diamètre en dessous de 60 millimètres risquerait de fragiliser la structure du point de vue mécanique (tableau 4.9).

Diamètre de la base (millimètre)	60	80	100	120	150
Gain (dB)	5.16	5.04	4.99	5.04	5.12

Tableau 4.9 Influence du diamètre du support sur le gain

- **Ajout d'un tube diélectrique :**

Afin de renforcer la structure d'une antenne quadri-filaire, cette dernière est enroulée autour d'un tube de support en diélectrique [3], [43] le matériau choisi est le PTFE ($\epsilon = 2.1$). Après simulation de la structure représentée dans la figure 4.40 qui représente le prototype final de notre antenne, nous avons pu remarquer que le diélectrique n'avait pas d'influence sur le gain ou sur la forme du diagramme de rayonnement. Cependant l'angle maximal de rayonnement a été décalé de 2 degrés.

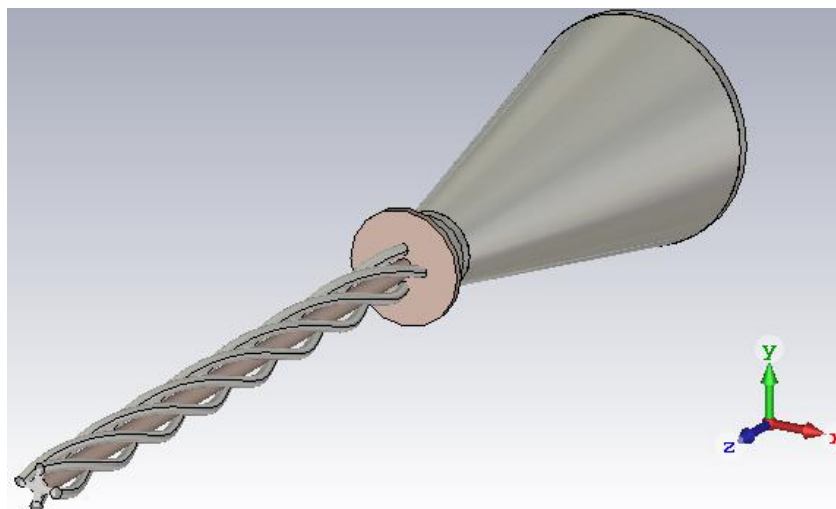


Figure 4.43 Prototypé finale de l'antenne Quadri-filaire

4.5 Conception finale de l'antenne hélicoïdale quadri-filaire destiné au système TT&C :

4.5.1 Détails sur la structure de l'antenne :

L'antenne finale est disposée sur un support réflecteur conique ayant une base de **60 millimètres** de diamètre et une élévation de **100 millimètres**, elle sera enroulée autour d'un tube diélectrique PTFE ayant une permittivité relative de **2.1**. L'antenne est composée de **deux spires de 10 millimètres** de diamètre, avec une longueur axiale de **180 millimètres**. Selon les résultats de recherche dans [44], pour obtenir la forme de diagramme de rayonnement conique avec un minimum selon l'axe de l'antenne (forme en selle). Les conditions suivantes sur les dimensions doivent être réalisées :

Diamètre = $0.1 \lambda = 13.43$ millimètres. Longueur axiale = $1.25 \lambda = 167.92$ millimètres. Nombre de spires = 1.5.

Nous sommes donc proche des résultats de [44], nous avons augmenté la longueur de l'hélice afin d'augmenter le gain et d'orienter les maximums de rayonnement vers 60° pour créer un faisceau de rayonnement de 120° d'ouverture.

4.5.2 Optimisation par algorithme génétique :

Les algorithmes génétiques sont des méthodes de recherche aléatoire basées sur le principe de la sélection et de l'évolution naturelle. L'utilisation de l'algorithme génétique en conjonction avec un simulateur électromagnétique pour les conceptions d'antennes est devenue de plus en plus populaire, offrant beaucoup d'avantages, en outre des convergences rapides, précises en offrant des solutions fiables pour les structures d'antennes, pour des problèmes d'optimisation ayant plusieurs paramètres [45] [46].

Le logiciel CST Studio met à notre disposition un outil d'optimisation « Optimizer » qui compte l'AG dans ses palettes d'algorithme. Nous l'avons déjà utilisé au début de ce chapitre pour optimiser le coefficient de réflexion à l'entrée d'un diviseur de puissance de Wilkinson (S11). Il sera utilisé durant cette partie afin d'améliorer la direction des maximums de rayonnement, qui ont été décalés après l'ajout du support tube diélectrique. L'optimisation se fera en fonction de la longueur de l'antenne tout en gardant un gain supérieur à 5 dB sans déformer le diagramme de rayonnement et ceci en restant dans les limites définies grâce à l'étude paramétrique.

- Valeur initiale de l'optimisation : 180 millimètres
- Valeur finale de l'optimisation : 176.25 millimètres
- Nombre d'itérations : 9

Cette optimisation nous a donc permis de corriger le décalage introduit sur l'angle de maximum de rayonnement par l'ajout du tube diélectrique tout en gardant une valeur du gain supérieur à 5 dB. Les détails sur les performances de l'antenne finale seront présentés dans ce qui suit.

4.5.4 Courbe et performance de l'antenne finale :

La figure 4.44 montre bien le diagramme de rayonnement omnidirectionnel obtenu grâce à l'antenne quadri-filaire. En visualisant une section de ce diagramme pour $\Phi = 0^\circ$, nous pouvons voir que les deux maximums de rayonnement sont orientés selon 60° et -60° donnant ainsi un faisceau conique de 120° d'ouverture, satisfaisant ainsi la position du rayonnement maximal selon l'horizon d'un satellite à basse orbite.

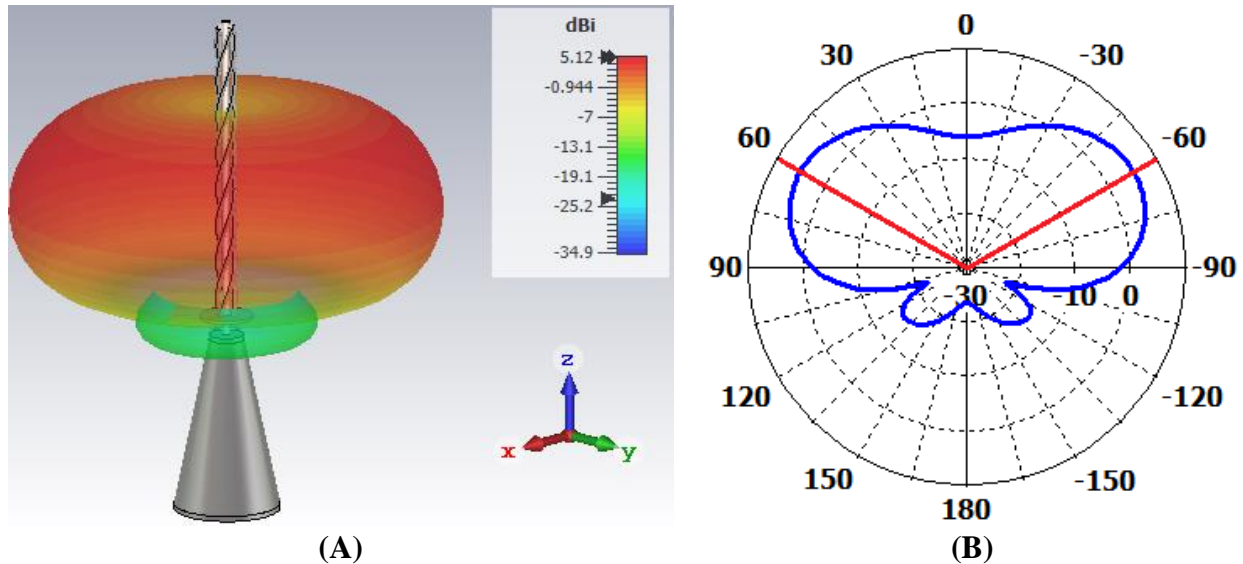


Figure 4.44 Diagramme de rayonnement 3D (A), Coupe $\Phi=0$ (B) (Antenne Finale)

A travers la figure 4.45 nous pouvons encore vérifier les directions des maximums de rayonnement mais aussi la valeur du gain maximal 5.1 dB, ainsi que la chute de cette dernière à -6.075 dB soit une différence de 11.175 dB ce qui satisfait parfaitement notre cahier des charges.

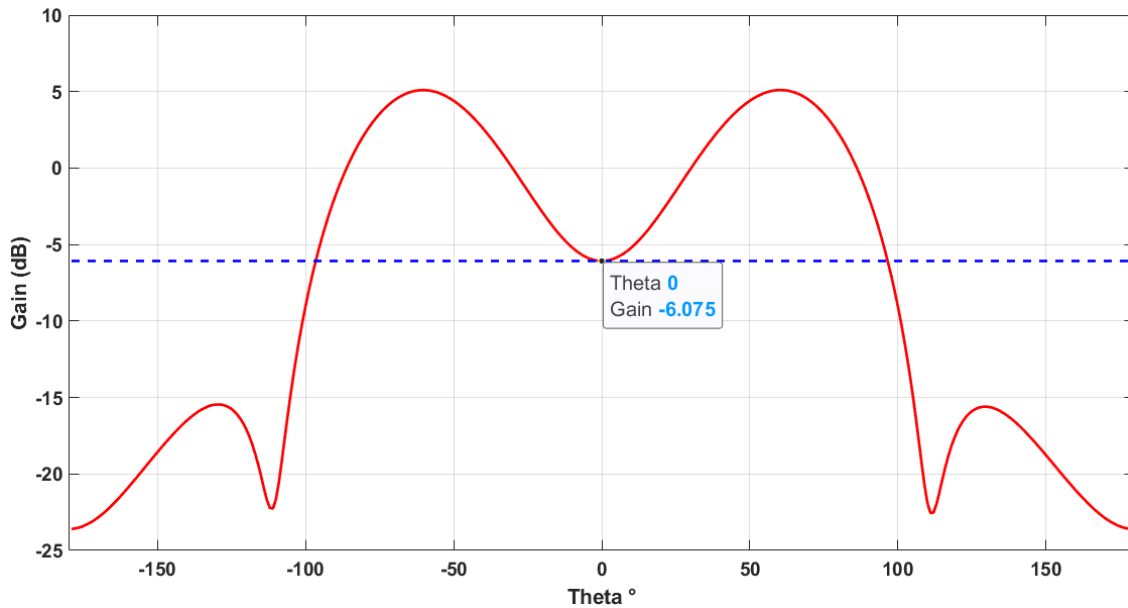


Figure 4.45 Gain en fonction de l'angle thêta pour Phi = 0 (antenne finale)

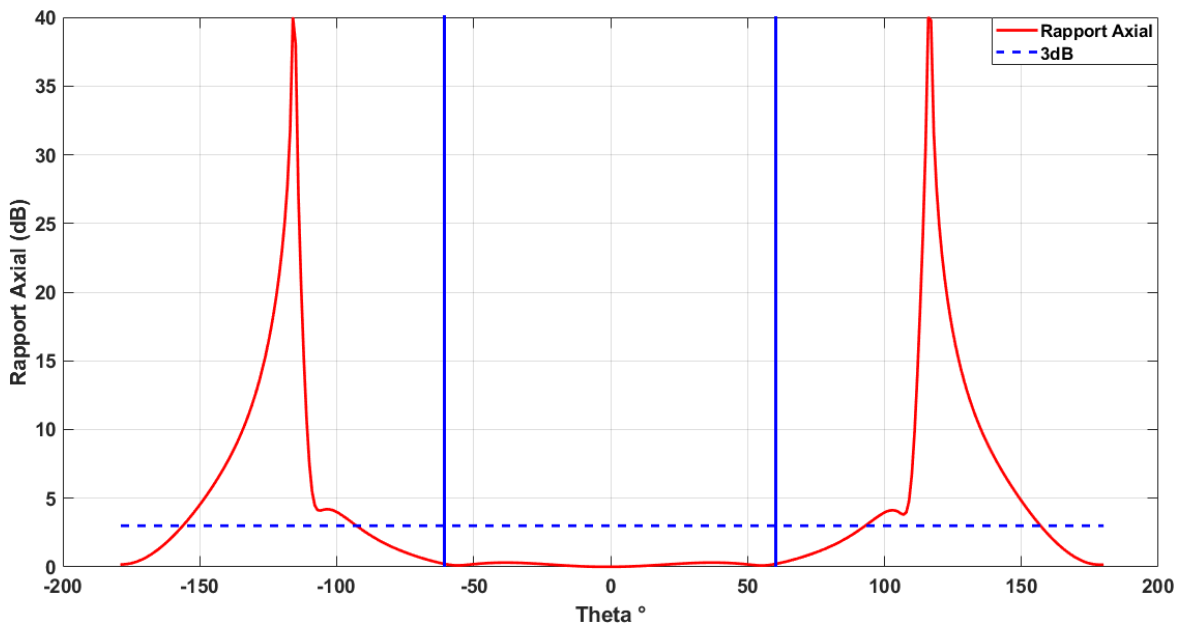


Figure 4.46 Rapport axial en fonction de l'angle thêta pour Phi = 0 (antenne finale)

La courbe du rapport axial présenté dans la figure 4.46 montre que la valeur du paramètre en question reste inférieure à 0.21 dB sur toute la plage de 120° du faisceau principal pouvant atteindre des valeurs minimales de 0.011 dB, ce qui prouve bien que cette antenne génère une polarisation circulaire très précise et très stable.

4.5.5 Alimentation par le circuit dimensionné :

Les courbes illustrées dans les figures 4.47, 4.48 et 4.49 nous permettent de visualiser la compatibilité entre notre antenne et le circuit d'alimentation conçu, l'impédance est de 51.42 Ohm à la fréquence centrale, le coefficient de réflexion est stable et inférieur à -13 dB dans la bande de fonctionnement de l'antenne avec une valeur minimale de -15.19 à la fréquence de 2.233 GHz. Le taux d'ondes stationnaires est lui égale à 1.42 ce qui est acceptable compte tenu des exigences de l'application.

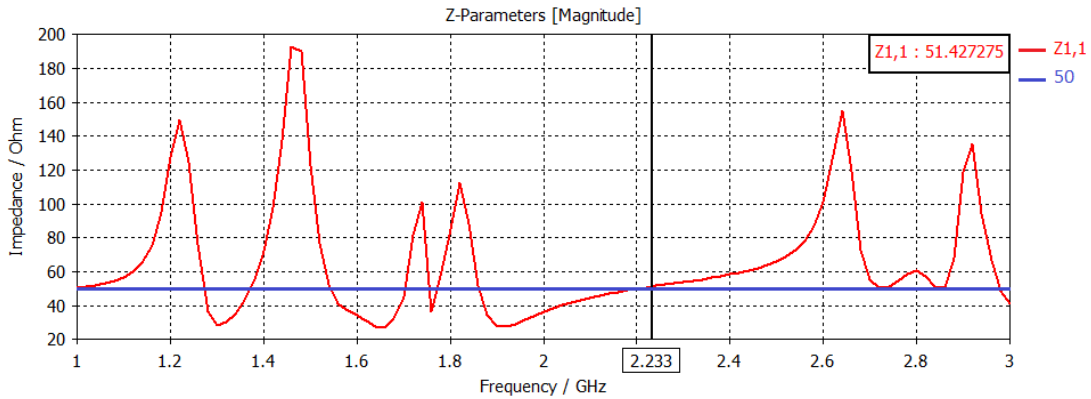


Figure 4.47 Impédance d'entrée du port d'alimentation

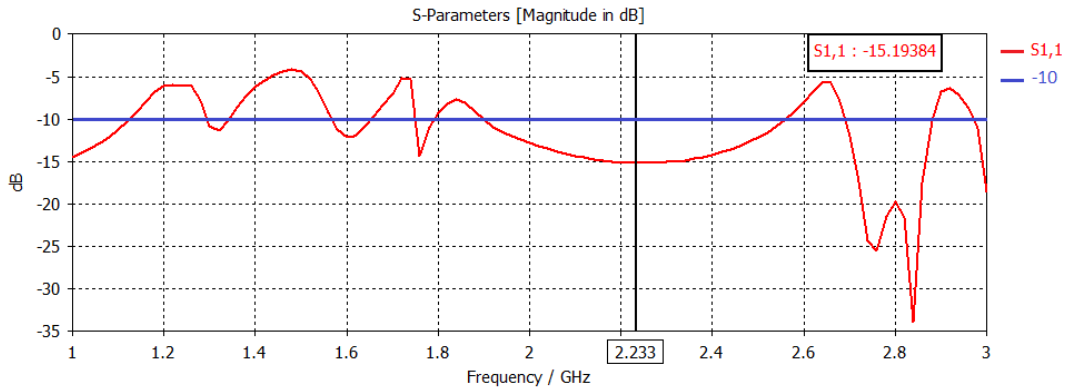


Figure 4.48 Coefficient de réflexion du port d'alimentation

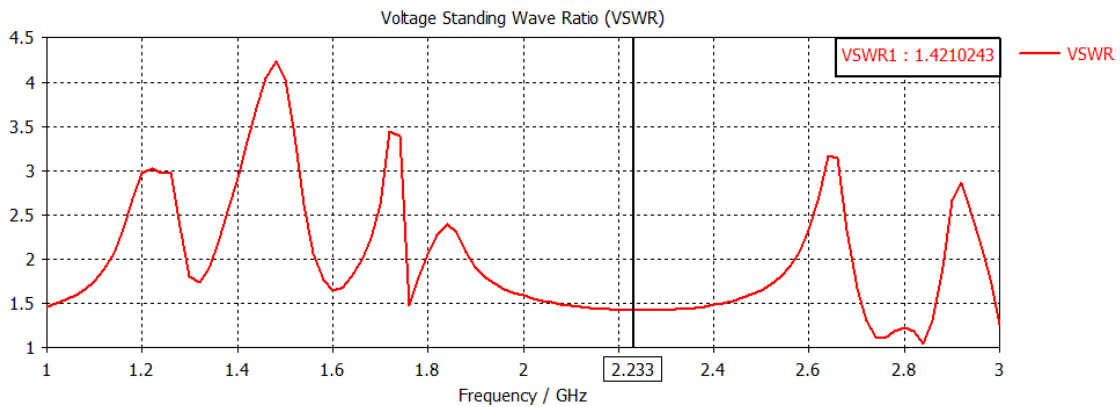


Figure 4.49 Taux d'onde stationnaire

4.6 Conclusion :

La première partie de ce chapitre nous a permis d'étudier et d'analyser les performances de différents types de circuit de déphasage et de division de puissance, ce qui nous a amené à modéliser deux circuits d'alimentation pour notre antenne quadri-filaire pour ensuite les départager selon la qualité du déphasage quadratique entre les quatre sorties et l'équilibre entre leurs amplitudes. Notre choix s'est porté sur une mise en cascade d'un coupleur hybride 180° avec deux circuits de Shiffman à lignes couplées introduisant un déphasage de 90° et ceci à travers deux diviseurs de puissance de Wilkinson.

Ensuite une comparaison des performances entre une antenne hélicoïdale monofilaire et une antenne quadri-filaire a été effectuée. Nous avons donc comparé les valeurs du gain et de l'angle d'ouverture à demi-puissance pour voir que pour les mêmes dimensions l'antenne quadri-filaire offre de meilleures performances. Nous avons aussi remarqué que l'antenne multifilaire réduit le niveau des lobes secondaires tout en garantissant un diagramme de rayonnement uniforme. La caractéristique la plus intéressante reste la polarisation circulaire, sachant que l'antenne quadri-filaire a la possibilité de générer un rayonnement avec une polarisation circulaire quasiment parfaite ayant un rapport axial très proche de 0 dB.

Afin de pouvoir réaliser l'antenne quadri-filaire destinée à la liaison TT&C d'un satellite à basse orbite, nous avons dû passer par une étude paramétrique sur les dimensions de l'antenne. La longueur axiale de l'antenne et son diamètre ont donc été variés, tout en visualisant le diagramme de rayonnement, le gain maximal et la direction des maximums de rayonnement. Les résultats que nous avons sont conformes à plusieurs études et recherches effectuées sur l'antenne quadri-filaire [41] et [44]. Nous avons ensuite complété la structure complète de l'antenne qui sera montée sur le satellite en ajoutant un support élévateur conique afin de réduire son interaction avec les sous-systèmes des satellites en particulier la caméra, un tube diélectrique en PTFE ($\epsilon = 2.1$) [3] [43] est disposé selon l'axe de l'antenne pour renforcer sa structure et empêcher sa déformation.

Enfin la structure finale de l'antenne a été définie. Elle est donc composée de quatre hélices qui s'enroulent en deux spires sur une longueur de 176 millimètres. L'antenne a un diamètre de 10 millimètres, le diamètre des fils est de 2 millimètres sachant que ce dernier n'influe pas sur le gain est les performances de l'antenne. Le support réflecteur conique a une base de 60 millimètres de diamètre et une élévation de 100 millimètres.

Cette antenne nous a permis d'atteindre les performances fixées dans nos cahiers des charges. Un rayonnement conique avec une chute de gain de -10 dB à travers l'axe de l'antenne, avec un faisceau de rayonnement ayant une ouverture de 120° et un gain maximal de 5 dB est produit par notre antenne, le rapport axial est également inférieur à 0.21 dB avec de faible variation, garantissant une polarisation circulaire de l'onde émise. En conclusion toutes ces caractéristiques rendent cette antenne très appropriée à l'établissement d'une liaison TT&C pour un satellite basse orbite, garantissant une stabilité du bilan de puissance grâce au caractère adaptatif du gain de l'antenne selon la trajectoire du satellite.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Le but de ce travail est la modélisation et la conception, à l'aide du logiciel CST Studio, d'une antenne hélicoïdale adaptée à l'établissement d'une liaison TT&C pour un satellite à basse orbite dans la bande S. Après avoir exposé la théorie qui englobe les antennes hélicoïdales monofilaire et multifilaire, nos travaux se sont dirigés vers l'antenne hélicoïdale quadri-filaire grâce à ses performances remarquables, notamment une polarisation circulaire quasiment parfaite et la capacité de cette antenne à générer un diagramme de rayonnement conique possédant une valeur de gain minimale selon l'axe des quatre hélices. Ce type de diagramme de rayonnement est très utile dans les systèmes de communication par satellites à basse orbite car il permet de garder une marge d'erreur stable sur la puissance reçue par l'antenne de la station terrestre durant la période de visibilité du satellite.

Pour étudier les caractéristiques des antennes hélicoïdales citées durant le second chapitre, nous avons effectué des simulations sur CST pour l'antenne hélicoïdale monofilaire. En s'intéressant d'abord au mode de fonctionnement axial, nous avons étudié son rayonnement ainsi que les différentes performances qui la caractérisent. Ceci a été effectué à travers une étude paramétrique suivant les dimensions de l'hélice. Nous avons noté que le nombre de spires et la circonférence de l'hélice ont une influence sur le gain et l'angle d'ouverture à demi-puissance de manière proportionnelle ainsi que la directivité de l'antenne. Cependant, cette augmentation engendre l'apparition de lobes secondaires. Un compromis devra alors être fait durant la conception d'une antenne monofilaire en mode axial. Concernant la polarisation circulaire, son sens de rotation est dans le même sens que le sens de l'enroulement de l'hélice. L'antenne monofilaire en mode axial offre des performances assez satisfaisantes avec des valeurs du rapport axial inférieures à 3 dB dans la plage angulaire du lobe principal, l'augmentation de la circonférence de l'hélice augmentera le rapport axial ce qui réduit la qualité de la polarisation circulaire de l'antenne contrairement au pas d'enroulement qui va diminuer le rapport axial. Nous avons également pu prouver, à travers ces simulations, que le plan de masse avait une influence importante sur les performances de rayonnement de l'antenne soit par ses dimensions ou par sa forme. Pour finir, les simulations consacrées à l'antenne monofilaire, quelques tests sur le mode de fonctionnement normal ont été réalisés. Ces tests ont montré que malgré le diagramme de rayonnement omnidirectionnel généré par le mode normal qui peut être intéressant dans la cas d'application spatial ayant besoin d'une large couverture non directive, le mode normal reste non adapté aux système satellite de TT&C en raison d'un rapport axial élevé, donc la polarisation circulaire ne sera pas atteinte. Introduisant ainsi des pertes par polarisation. Ce qui nous amène à choisir les antennes multifilaires.

L'antenne hélicoïdale quadri-filaire peut en effet produire une polarisation circulaire, à travers une large portion de son faisceau de rayonnement. Nous nous sommes intéressés aux méthodes utilisées pour son alimentation, qui demande quatre signaux équivalents en amplitude et déphasés de 90°.

Après une étude des performances des différents circuits déphaseurs, notre choix s'est porté sur une combinaison d'un coupleur hybride 180° avec deux déphaseur de Shiffman à ligne couplée utilisant des diviseurs de puissance de Wilkinson. Ce circuit a donné de bonnes performances dans la plage de fonctionnement de l'antenne conçue, en termes de la qualité du déphasage et de l'équilibre entre la puissance transmise au quatre port de sorties.

Ensuite, une brève comparaison entre les caractéristiques de l'antenne monofilaire et de l'antenne quadri filaire a été faite afin de mettre en évidence le potentiel de cette dernière. En comparant ces deux antennes en mode axial nous avons remarqué que l'antenne quadri-filaire présente de meilleures caractéristiques que l'antenne monofilaire en termes de gain, de l'angle d'ouverture à demi-puissance, de la réduction des lobes secondaires et surtout un rapport axial très faible. Ceci prouve que l'antenne hélicoïdales quadri-filaire peut aussi être utilisée dans des applications demandant un faisceau étroit et directionnel.

La conception de l'antenne destinée à la liaison TT&C a été simulée afin d'atteindre les performances définies dans le cahier des charges. Ceci a été suivi par une étude paramétrique selon les dimensions de l'antenne, afin de nous rapprocher des performances voulues tout en ayant une idée sur l'influence des dimensions de l'antenne. Après nous avons complété la structure de l'antenne en ajoutant le support élévateur et le tube diélectrique central. Nous avons remarqué que le diamètre du support influençait le gain maximal sans déformer le rayonnement, Nous l'avons donc ajusté afin de se rapprocher du gain désiré. Cependant l'ajout du tube diélectrique qui vise à renforcer la résistance mécanique de l'antenne a décalé l'angle de rayonnement maximal. Ce problème a été réglé à l'aide d'une optimisation par algorithme génétique sur cet angle selon la longueur de l'antenne tout en limitant la réduction du gain.

Nous pouvons conclure que ce travail nous a permis de caractériser les antennes hélicoïdales monofilaire et quadri-filaire du point de vue du rayonnement. De plus cette étude nous a permis de souligner le fait que ces antennes sont adaptées pour les applications satellitaires, que ça soit des applications nécessitant une couverture omnidirectionnelle ou bien une liaison à faisceau directionnel.

En partant de l'étude théorique et des multiples simulations effectuées, nous avons pu concevoir une antenne hélicoïdale quadri-filaire pour la liaison TT&C utilisée par un satellite à basse orbite. Par le biais de multiples essais et d'une optimisation par algorithme génétique nous avons pu répondre de façon précise au cahier des charges exigées. L'antenne conçue pourra être intégrée par la suite dans le cadre des prototypes destinés à différents projets pour des satellites basses orbite ayant des applications diverses telles que la recherche scientifique, l'observation spatiale, la météorologie, ou encore les satellites de téléphonie et radioamateur.

**Annexe : Présentation du
logiciel CST, approches de
modélisation des différentes
structures**

A.1 Introduction :

Cette annexe est consacrée à une présentation du logiciel de simulation CST Studio, telle que nous l'avons utilisé. Les différentes étapes de création d'un projet sur CST et les choix que nous avons fait à travers chaque étape sont décrits. Par la suite, nous présentons l'interface du logiciel et les différents éléments clés et outils utilisés durant la réalisation de nos modèles sur CST.

Les différentes procédures de créations des différentes formes et structure qui vont nous servir pour la conception d'une antenne hélice et les différentes formes du plan de masse et l'alimentation coaxiale sont décrits.

Aussi, d'autres outils de calcul que nous avons utilisés seront présentés, comme le calculateur d'impédance de ligne, le calculateur de coefficient d'extension de port et aussi l'interface de conception schématique permettant de réaliser des modèles de circuit. En utilisant des blocs de composants électroniques et microondes de l'outil schématique, des tests sur les diverses configurations de circuits d'alimentations à base de déphaseur et de diviseurs puissance ont été effectués avant de passer à la conception en trois dimensions pour optimiser le temps de simulation.

A.2 Présentation du logiciel :

CST Studio Suite pour « Computer Simulation Technology » est un logiciel de simulation et d'analyse en trois dimensions développé par la compagnie française Dassault Systèmes Simulia [31].



Figure A.1 : Logo de Dassault Systèmes Simulia

Utilisé pour la conception, l'étude et l'optimisation des systèmes et composants électromagnétiques, ce puissant logiciel donne aux utilisateurs un accès à plusieurs solveurs de simulation électromagnétique qui utilisent des méthodes telles que la méthode des éléments finis (FEM), la technique d'intégration finie (FIT) et la méthode de la matrice de ligne de transmission (TLM). Ces méthodes représentent les solveurs les plus puissants à usage général pour les tâches de simulation à haute fréquence.

L'utilisation du logiciel CST est communément destinée à l'analyse des performances et de l'efficacité des antennes et des filtres, la compatibilité électromagnétique et les interférences, l'exposition du corps humain aux champs électromagnétiques, les effets électromécaniques dans les moteurs et les générateurs et les effets thermiques dans les appareils de grande puissance.

A.3 Création d'un projet sur CST :

Après avoir lancé le logiciel en choisissant l'option nouveau projet la fenêtre donnée par la figure A.2 va apparaître.

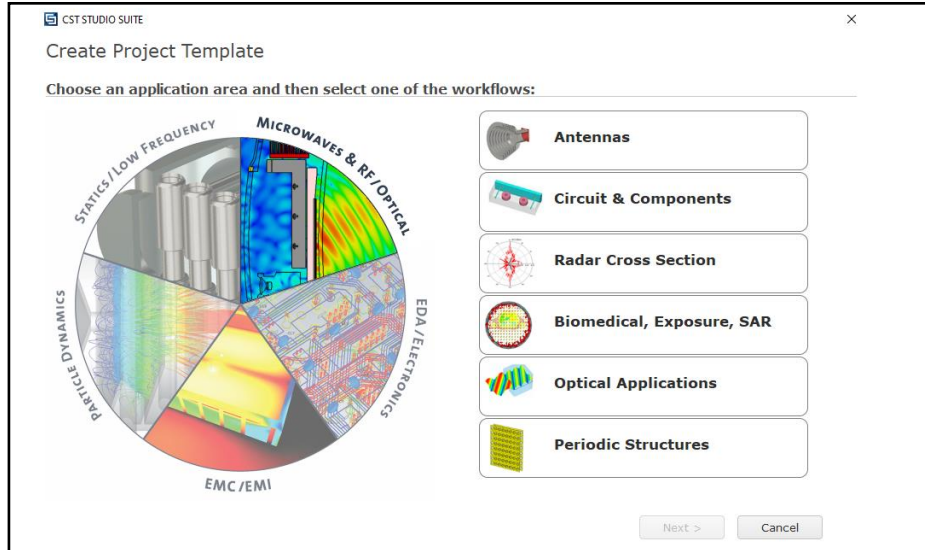


Figure A.2 : Choix du domaine d'un projet sur CST

Après avoir choisi le domaine d'application de notre projet, dans notre cas « Microondes et RF / Optique » et plus précisément les antennes, nous choisissons le type d'antenne qui sera alors les antennes filaires, figure A.3.

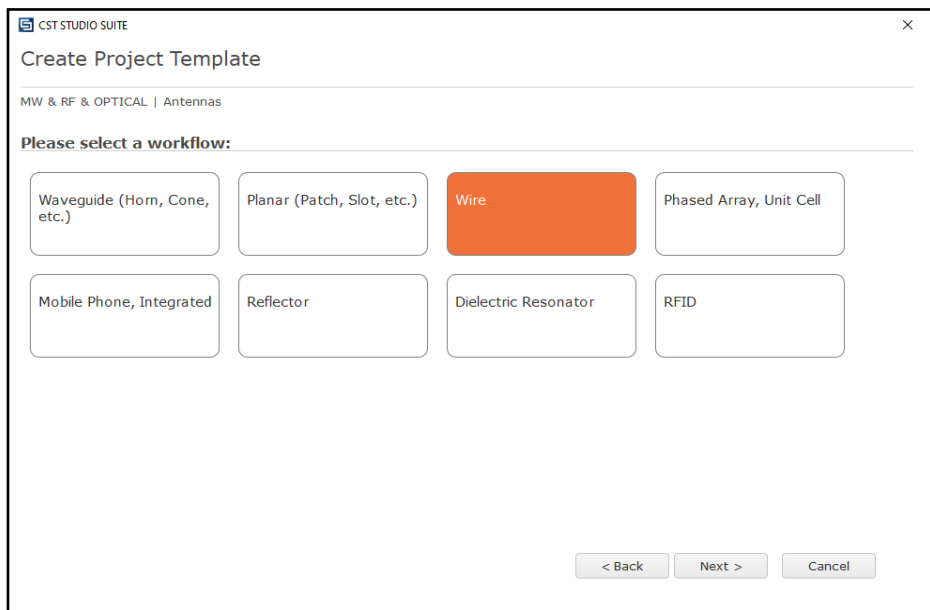


Figure A.3 : Choix du type d'antennes

Nous allons choisir le type de solveur et les différentes unités utilisées lors de la paramétrisation de la structure à étudier et le format de la présentation des résultats. Dans notre cas le solveur appropriés est « Time Domain » étant compatible avec les structures à caractéristique large bande pour une meilleure précision et une meilleure convergence des résultats, voir figure A.4.

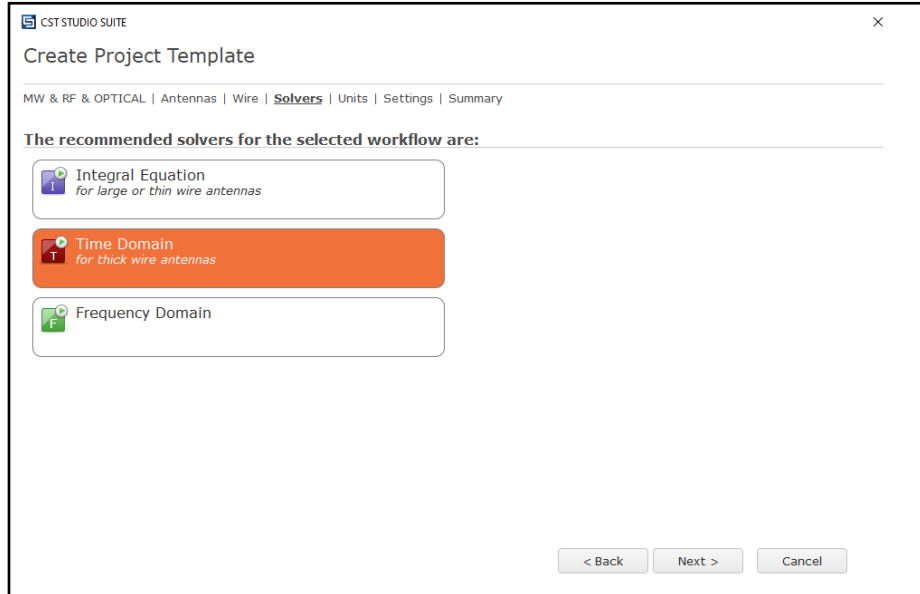


Figure A.4 : Choix du type de solveur

La figure A.5 présente les valeurs maximales et minimales en fréquence limitant les simulations à choisir, ainsi que les types d'analyseur utilisés : champs électrique, champs magnétique, champs lointain, etc...

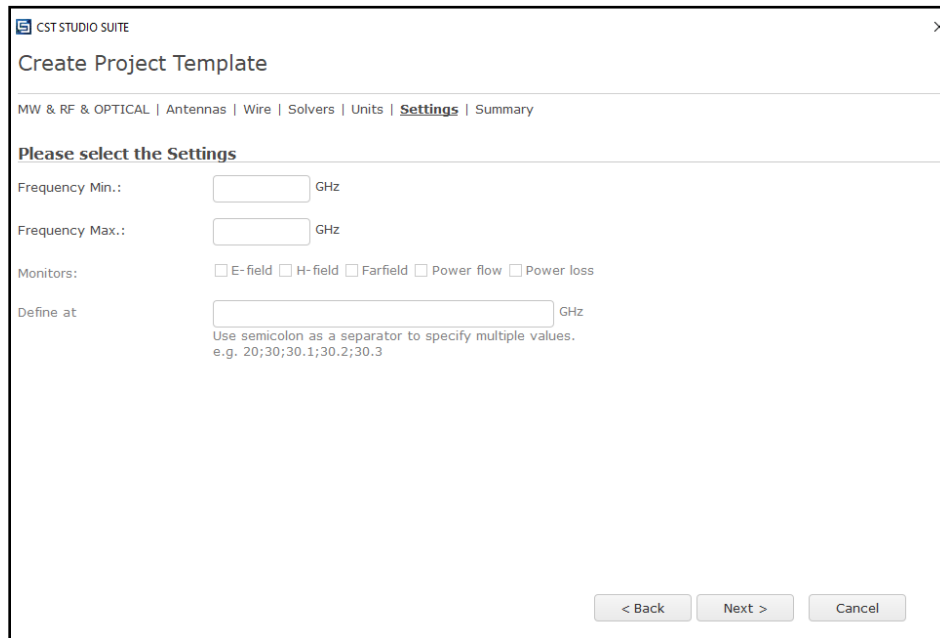


Figure A.5 : Définition des limites fréquentielles de notre projet

La dernière fenêtre, figure A.6, à apparaître va afficher les détails du projet qui sera créé :

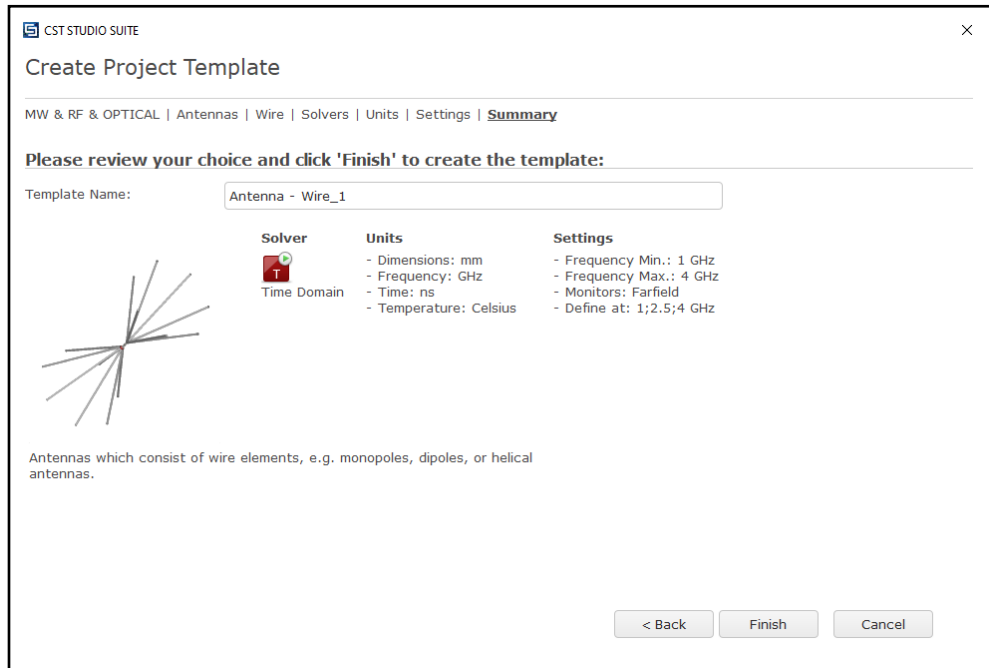


Figure A.6 : fenêtre descriptive d'un projet

Après l'ouverture du projet la fenêtre, donnée par la figure A.7, présente essentiellement cinq parties.

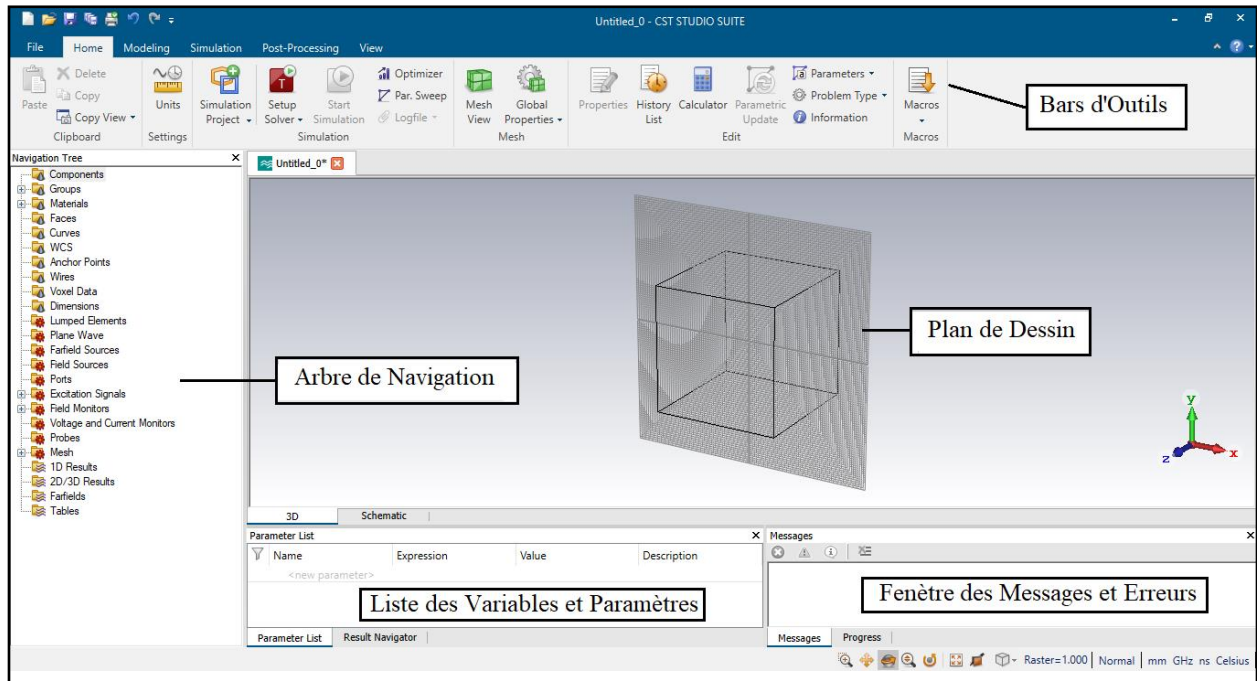


Figure A.7 : Fenêtre de conception sur CST

- Plan de conception représente la surface destinée à la construction des différentes formes et structures du modèle à réaliser.
- Fenêtre des erreurs et messages sert à afficher les différents messages d'erreur et d'avertissement ainsi que l'état d'avancement de la simulation.
- Liste des variables et paramètres donne un tableau contenant les différents paramètres caractérisant le modèle, à travers ce tableau on pourra décrire ces variables, définir leurs valeurs ou leurs expressions.
- Arbre de navigation : Cette liste contient les différents composants géométriques qui font partie du modèle principal, offrant plus de détails sur les diverses formes, courbes et matériaux utilisés, ainsi que les ports d'alimentation et les signaux d'excitation. C'est à travers ces arbres qu'on aura accès aux résultats des simulations.
- Les bars d'outils, comme leur nom l'indique ces bars contiennent les divers outils qui permettent de créer et de modéliser les différentes courbes, surfaces et formes constituant la structure. Ceci permet d'effectuer des transformations géométriques ou aussi de définir des dépendances entre les différents composants. On a aussi à notre disposition les outils de « Post-Processing » qui serviront à réaliser des opérations sur les résultats obtenus par simulation.

A.4 Réalisation du modèle de l'antenne hélice :

A.4.1 Construction de l'hélice :

On construit tout d'abord la courbe de l'hélice, on passe alors par la liste « Macros », puis la liste « Construct » et ensuite la liste « Coils ». On choisit alors « 3d Linear Helical Spiral », la fenêtre donnée par la figure A.8 va alors s'ouvrir.

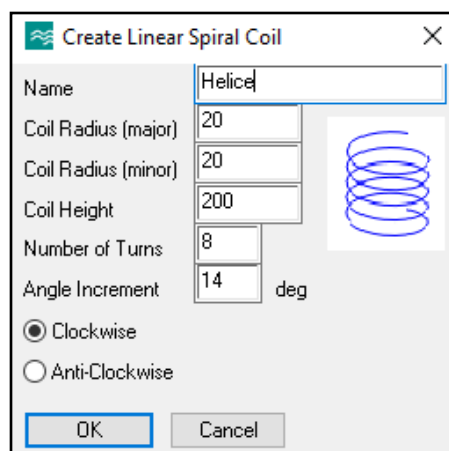


Figure A.8 : Définition des paramètres d'une courbe d'hélice

A travers cette fenêtre, on pourra dimensionner l'hélice en définissant son rayon, sa longueur axiale, le nombre de spires, l'angle d'inclinaison et son sens de rotation. On obtiendra alors la figure A.9.

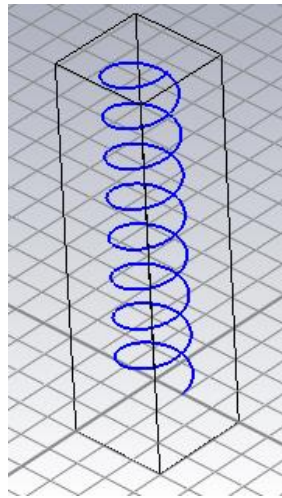


Figure A.9 : Courbe de l'hélice caractérisant une antenne hélicoïdale

A partir de ce design, on pourra concevoir le fil qui constitue notre antenne hélicoïdale et on utilisera l'outil « Sweep Curve », qui signifie balayage de courbe. On dessinera un cercle à la base de l'hélice qui sera ensuite balayer à travers la courbe de l'hélice pour obtenir un fil cylindrique enroulé en hélice.

Pour débiter, on déplace l'origine du système de coordonnées local vers la base de l'hélice pour ensuite dessiner le cercle à cette position. On sélectionne alors le point de base de l'hélice puis on clique sur « Align Local WCS (World Coordinate System) ». Ayant déplacé l'origine de notre repère on peut maintenant dessiner un cercle par la commande « Circle » de la liste « Curves », voir figure A.10.

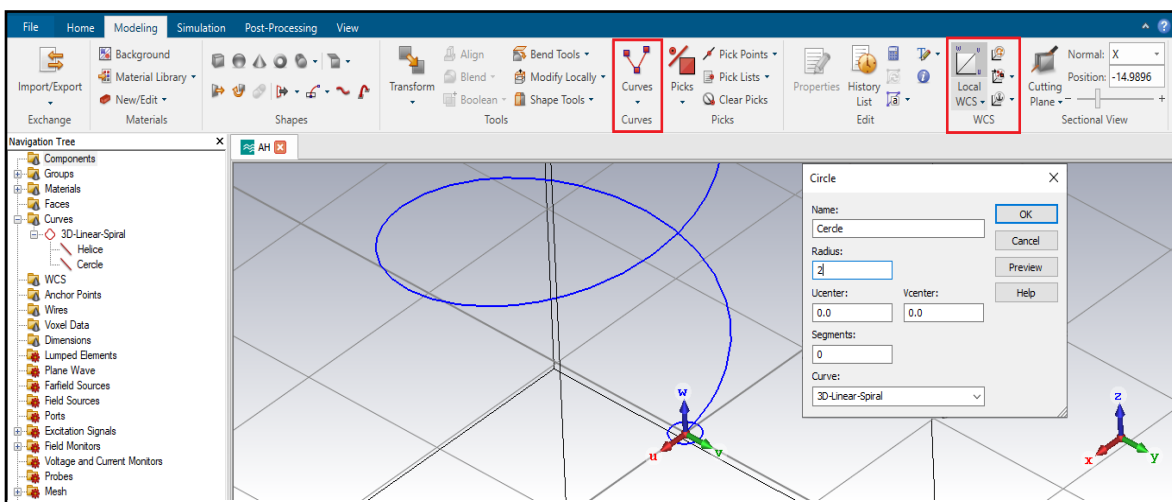


Figure A.10 : Transformation de la courbe d'hélice en structure filaire

Le diamètre du fil qui constitue l'antenne à une influence négligeable sur ses performances. Néanmoins, on a mentionné dans le chapitre 2 que la valeur du diamètre du fil doit être limitée par un intervalle de 0.006 à 0.05 la valeur de la longueur d'onde. Donc dans notre cas on se situe dans le bande S avec une fréquence de travail de 2.233 GHz, un diamètre de 3 millimètres se situant environ au milieu de l'intervalle limite est choisi.

La commande « Sweep Curve » de la palette d'outils « Shapes » est sélectionnée et le profile à balayer est fixé qui sera le cercle et ensuite la courbe trajectoire qui sera l'hélice. Une petite fenêtre sera ouverte pour nous permettre de nommer la structure résultante du balayage et le matériau qui la compose, notre choix de matériaux sera pour le moment un conducteur parfait, figure A.11.

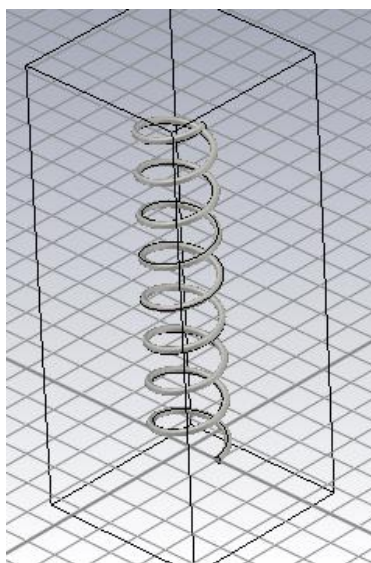


Figure A.11 : Structure Finale de l'antenne hélicoïdale monofilaire

A.4.2 Plans de Masse Réflecteurs :

Il existe plusieurs types de plans de masse variant selon la forme et les dimensions, l'influence de leurs caractéristiques sera vu en détails dans la partie dédiée aux la simulations, dans ce qui va suivre nous allons détailler les étapes de leur modélisation.

- Plan de masse circulaire :

C'est le plus facile à réaliser, on passe juste par la commande « Cylinder » de la palette d'outils « Shapes », la fenêtre qui va apparaître nous permettra de choisir le matériau et les dimensions du plan de masse (figure A.12). On choisit le matériau PEC qui signifie conducteur parfait. Le diamètre du plan de masse doit être de l'ordre de trois quart de la longueur d'onde,

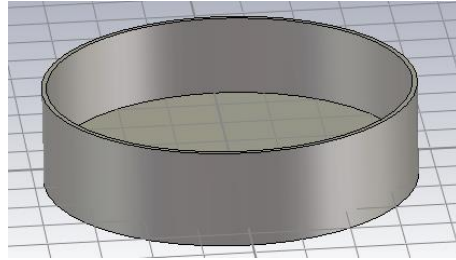
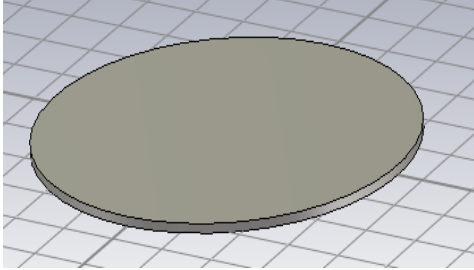


Figure A.12 : Plan de masse circulaire **Figure A.13 : Plan de masse en forme de coupe**

- Plan de masse en coupe :

Pour dessiner la forme d'un plan de masse en coupe (figure A.13), il suffit juste de superposer deux cylindres, l'un constituant la base et l'autre s'élèvera autour de l'antenne, pour cela on utilise l'option « Inner radius » qui nous permettra d'obtenir un cylindre creux. On va ensuite combiner les deux cylindres en un seul composant en utilisant la commande « Add » de la liste « Boolean ».

Le diamètre de la base doit être de l'ordre de trois quart de la longueur d'onde, quant à l'élévation elle doit être la moitié du diamètre de la base.

- Plan de masse conique :

Pour réaliser la forme d'un plan de masse conique on doit d'abord former deux disques l'un représente la base du plan de masse et l'autre l'ouverture au sommet. On connectera ensuite les deux disques cylindriques par une surface conique latérale en utilisant la commande « Loft », après avoir sélectionné les deux faces parallèles de ces derniers.

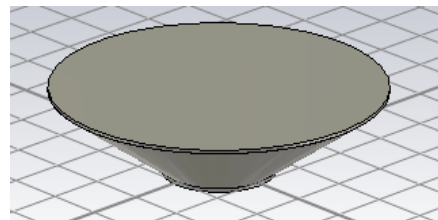
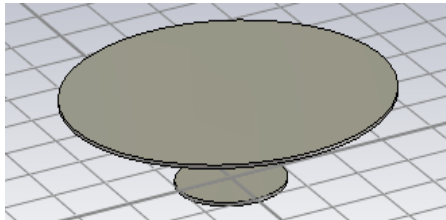


Figure A.14 : Etapes de création d'un plan de masse conique

Pour enfin obtenir la forme parabolique conique du plan de masse on doit vider la structure obtenue, on utilise alors l'outil « Shell Solid » de la liste « Shape Tools » on aura alors la forme donnée par la figure A.15.

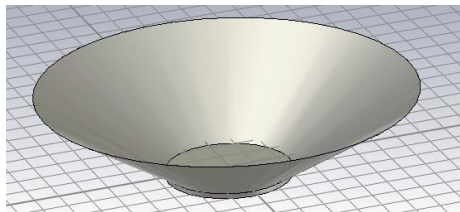


Figure A.15 : Plan de masse conique

A.5 Point d'alimentation de l'antenne :

Les antennes hélice sont communément alimentées par câble coaxial. On va alors dimensionner un connecteur qui alimente l'antenne par le conducteur interne (l'âme du câble coaxial) et dont la tresse sera connectée au plan de masse. Les conducteurs du câble coaxial seront considérés comme conducteurs parfait, le diélectrique utilisé est le Téflon (PTFE) ayant une permittivité de 2.1.

Pour obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohm, on utilise l'outil de calcul présent dans CST « Calculate Analytical Line Impédance », voir figure A.16.

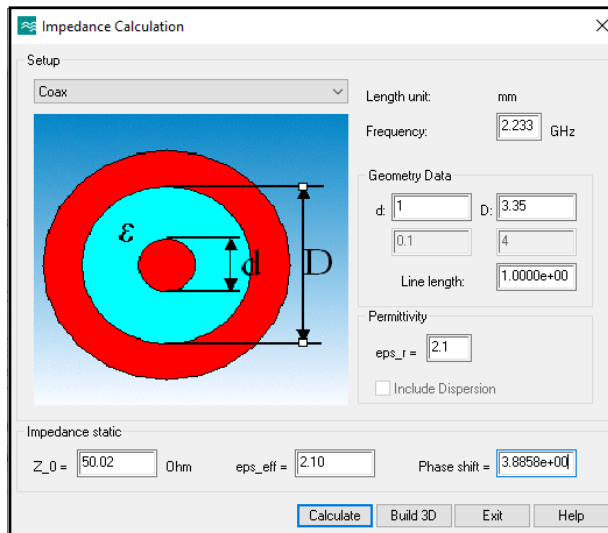


Figure A.16 : Calculateur d'impédance de ligne

Après avoir obtenu les dimensions de la ligne coaxiale, on passe à sa modélisation, on doit d'abord sélectionner la base de l'antenne et y déplacer l'origine du repère, on réalise ensuite trois cylindres ayant le même axe, le premier avec un rayon de 0.5 millimètre, le second en PTFE ayant un rayon de 1.675 millimètre et le troisième un rayon de 2.1 millimètre.

On utilise ensuite la commande « Insert » de la liste « Boolean » pour les insérer l'un à travers l'autre dans l'ordre ci-dessus, et aussi à travers le plan de masse, voir figure A.17.

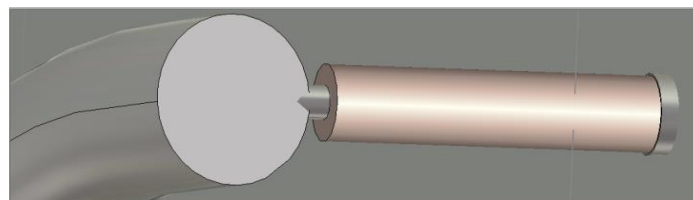


Figure A.17 : Point de contact entre l'antenne et l'alimentation coaxial

Après avoir modélisé le connecteur coaxial alimentant l'antenne, on doit à présent configurer le port : on sélectionne alors la face extérieure de la base du diélectrique du câble coaxial et on clique sur « WaveGuide Port » dans la fenêtre de simulation, figure A.18.

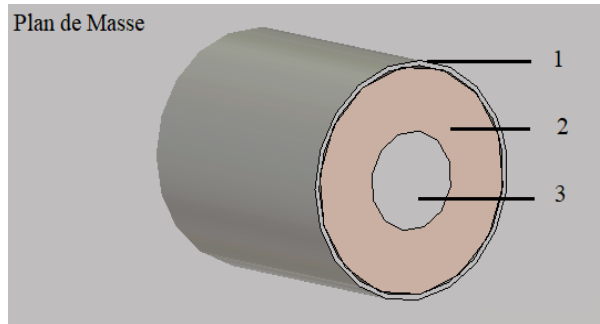


Figure A.18 : Caractéristiques du port d'alimentation

- 1 : Conducteur interne (Ame du câble coaxial).
- 2 : Diélectrique (Téflon-PTFE).
- 3 : Conducteur externe.

A.6 Variation des différents paramètres qui constitue la structure de l'antenne:

Après avoir réalisé le modèle de base, on pourra commencer la simulation tout en variant les dimensions de la structure à l'aide de la fenêtre « Parameter List ».

Alors pour étudier l'influence des différents paramètres définissant la structure de l'antenne, nous avons varié le nombre de spires, la circonférence de l'hélice, l'espacement entre les spires et la taille et le type de plan de masse. Durant chaque étape, on a relevé les résultats sur la figure A.19, pour ensuite les compare avec les valeurs données par les équations théoriques.

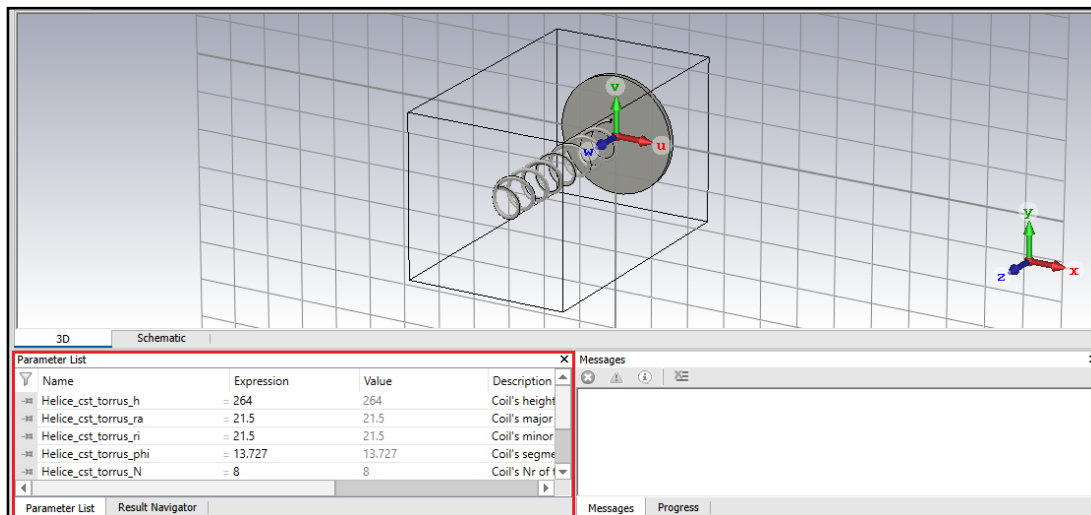


Figure A.19 : Fenêtre réservée à la variation des différents paramètres

A.7 Outils utilisés sur CST

A.7.1 Le calculateur d'impédance de ligne

Cet outil nous permet de calculer l'impédance caractéristique des différentes lignes utilisées pendant nos simulations, pour l'alimentation coaxiale de l'antenne hélicoïdale monofilaire, mais aussi bien pour le design du circuit d'alimentation de l'antenne hélice quadri filaire par ligne micro ruban. L'outil « Calculate Analytical Line Impédance » (voir figure A.20), permet aussi de calculer le déphasage introduit par une ligne nous permettant ainsi de vérifier les valeurs calculées analytiquement pour les longueurs de ligne micro ruban.

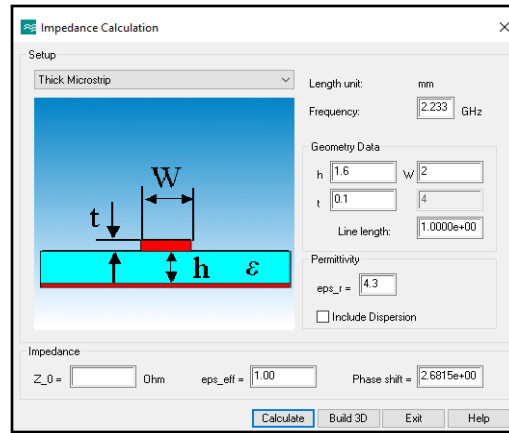


Figure A.20 : Outils de calculer d'impédance de ligne

A.7.2 Calcul du coefficient d'extension de port:

Cet outil sert à calculer un coefficient qui permettra de configurer les dimensions du port virtuel alimentant une ligne micro ruban afin de réduire l'erreur sur l'impédance de la ligne. Ce coefficient sera multiplié par les dimensions de la ligne pour obtenir les dimensions du port comme le montre figure A.21.

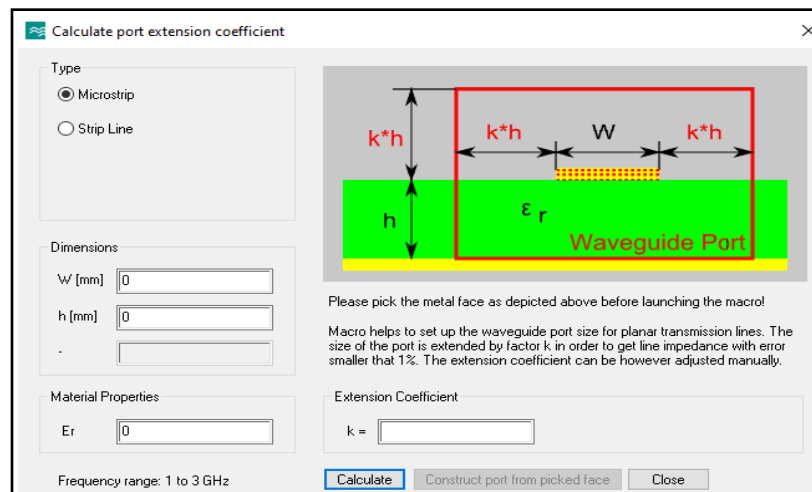


Figure A.21 : Outils de calcul du coefficient d'extension de port

A.7.3 L'outil Schématique de CST :

Cet outil est une fenêtre s'ouvrant avec chaque projet CST, elle représente un second environnement de développement, qui au lieu de proposer des outils de dimensionnement et d'illustration en trois dimensions, met à notre disposition différents blocs de composants, voir (figure A.22). Ceci inclut des composants électroniques et des composants microondes comme des guides d'onde des lignes de transmission. Cet outil sera principalement utilisé pour une phase de préconception des circuits d'alimentation de l'antenne quadri-filaire, les divers circuits déphaseurs et diviseurs de puissance.

Ces composants ou circuits seront étudiés d'abord en deux dimensions avant de passer à leur réalisation en trois dimensions. Ceci nous permettra d'avoir une idée sur leurs comportements et leurs performances et effectuer des corrections si besoin sachant que les simulations à travers l'outil schématique prennent moins de temps comparé à un modèle en trois dimensions.

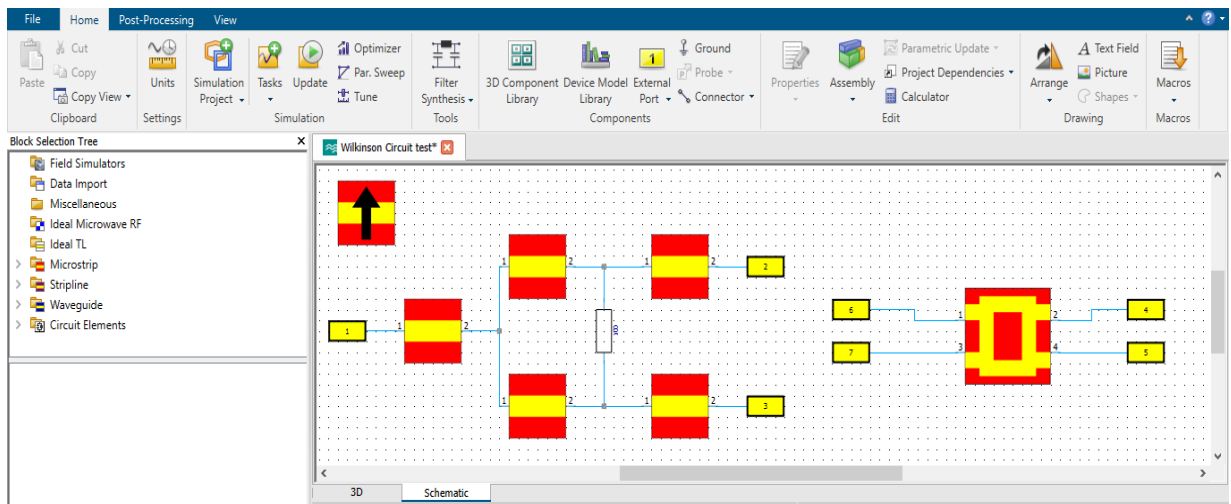


Figure A.22 : Fenêtre de conception schématique

Références bibliographiques

- [1] M. Hosseinmardi, S. Fallahzadeh et A. Cheldavi. « X -Band Circularly Polarized Saddle Radiation Pattern Satellite Antenna. Electromagnetics ». 35. 508-525. 2015.
- [2] J. Baabuei, K. Keyghobad et T. Heydari. « Turnstile Antenna for Saddle Pattern Generation in LEO Satellite Applications ». 2007
- [3] D. Colantonio, C. Rosito. « A Spaceborne Telemetry Loaded Bifilar Helical Antenna for LEO Satellites ». 741 - 745. 2009.
- [4] A. HANAFI. « Etude et Conception du Segment Spatial du Nano Satellite Universitaire MASAT1 avec Ordinateur de Bord Secondaire Reconfigurable à Base de FPGA ». Thèse de Doctorat, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès. 2017.
- [5] J. Pelton, S. Madry, S. Camacho-Lara. « Handbook of Satellite Applications ». 2013
- [6] M. Massimo. Design, « Analysis, and Testing of the NorSat-3 Microsatellite Mission Communications Subsystem ». Thèse de Master, Institute for Aerospace Studies University of Toronto. 2018.
- [7] Constantine A.Balanis. « Antenna Theory Analysis and Design ». Third Edition. 2005.
- [8] J.D. Kraus, R.J. Marhefka. « Antennas For All Applications ». 2002.
- [9] D.W. Aten. « A Wideband, Low Profile, Shorted Top Hat Monocone Antenna ». Thèse d'ingénieur en génie Electrique, the Pennsylvania State University the Graduate School College of Engineering. 2012.
- [10] Site Officiel de l'Agence Spatiale Européenne, 02/03/2020 « <https://www.esa.int> »
- [11] A. BRAHIMI. « Etude de la Technologie des Antennes Multi-bandes pour les Applications Spatiales ». Mémoire de Magister. Université des Science et de la Technologie, Oran. 2009.
- [12] R. NTSAMA. « Liaisons satellitaires : Calculateur de bilan de liaison et performances de la bande Ka ». Mémoire de fin d'étude, Diplôme d'ingénieur de conception en télécommunications. École nationale supérieure polytechnique Yaoundé. 2016.
- [13] I. Ghoreishian. « The Spiro-Helical Antenna ». Master de science en génie électrique. The Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. 1999.
- [14] S.D. Keller, W.O. Coburn, T.K. Anthony, S.A. McCormick. « Quadrifilar Helix Antenna for Enhanced Air-to-Ground Communications ». Sensors and Electron Devices Directorate, ARL. 2016.

- [15] M. Karimi, Y. Labrador. « Advances in Satellite Communications ». 2011.
- [16] Z. Blazevic, M. Skiljo. « Helical Antennas in Satellite Radio Channel ». Advances in Satellite Communications. University of Split, Faculty of electrical engineering mechanical engineering and naval architecture. Croatia. 2011.
- [17] R.K. Stilwell. « Satellite Applications of the Bifilar Helix Antenna ». Johns Hopkins APL Technical Digest, vol. 12. 75-80. 1991
- [18] R.W Hollander. « Resonant Quadrifilar Helical Antenna ». Working Groupe Satellites, Technote. 1999.
- [19] S.J. Marais. « The Quadrifilar Helix Antenna and its Application to Wide Angle Phase-Steered Arrays ». Thèse de master en science de l'ingénieur, University of Stellenbosch. 2007
- [20] G. Slade. « The Basics Of Quadrifilar Helix Antennas ». 2015.
- [21] X. Ping, Ya. Ze-Hong, Y. Xiaoqiang, Z. Tian. « A Folded Printed Quadrifilar Helical Antenna Employing a compact Feeding Network ». Progress In Electromagnetics Research Letters. 2014.
- [22] M. Salwa, M. Rachid, E. Larbi, A. Errkik, T. Abdelali, L. Mohamed. « A Novel Broadband Feed Network for Dual-Fed Circularly Polarized Microstrip Antennas ». 2017.
- [23] Z. Yun-Qi, Q. San-Tuan, W. Xin-Wei, S. Feng. « Broadband Printed Quadrifilar Helix Antenna Using Parasitic Strip Technique ». International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 28. 10.1002/mmce.21188. 2017.
- [24] T. Tron. Wilkinson Power Divider : « A Miniaturized MMIC Lumped Component Equivalent ». 2009.
- [25] M. Pejman, R. Mirhamed. « Design of Compact Branch-Line Hybrid Coupler with Adjustable Outputs ». 2017.
- [26] B.V. Rao, S.S.G.N.Srinivasarao, K.K. Reddy. « A Modern Approach For Design And Optimisation Of Helical Antenna Used At Transmitting End Of GPS ». Institute of Technology & Aeronautical Engineering, Vignan, Deshmukhi, Nalgonda(Dt) Andhra Pradesh. India. 2013.
- [27] D. Duric, M. GACANOVIC. « Helical Antenna Design For High-Speed Wireless Internet ». Université de Banja Luka, Faculté de Génie électrique, Bosnie Herzégovine. 2006.
- [28] J.R. Mayes, M.G. Mayes, W.C. Nunnally, C.W. Hatfield. « Helical Antennas For High Powered RF ». Applied Physical Electronics, L.C., PO Box 341149 Austin, Texas, USA. 2009.

- [29] H. nakano, Y. samada, J. yamauchi. « Axial Mode Helical Antennas ». IEEE transactions on antennas and propagation. vol. AP34, NO.9, 1986.
- [30] G. Sebestyen, S. Fujikawa, N. Galassi, A. Chuchra. Chapitre 5 : « Spacecraft Communications ». Low Earth Orbit Satellite Design. Space Technology Library, vol 36. 2018.
- [31] N. Raimbault. « Antenne Hélice Compacte Directive à Polarisation Circulaire Pour Dispositif RFID ». Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Rennes 1. 2015.
- [32] B.V Rao. « A Modern Approach For Design and Optimization of Helical Antenna Used at Transmitting End of GPS at 1.58GHz ». 2013.
- [33] F. Sadeghkia¹, M. Mahmoodi, H. Hashemi-Meneh, J. Ghayoomeh. « Helical Antenna Over Different Ground Planes ». The 8th European Conference on Antennas and Propagation. EuCAP. 2014.
- [34] A.R. Djordjević, D.I. Olćan, A.G. Zajić, M.M. Ilić. « Optimization Of Helical Antennas ». Antenna Designer's Notebook. Antennas and Propagation Magazine, IEEE. 48. 107 - 115. 2007.
- [35] J. Dinkić, D. Olćan, A. Djordjević and A. Zajić. « Design and Optimization of Nonuniform Helical Antennas With Linearly Varying Geometrical Parameters ». *IEEE Access*, vol. 7, p. 136855-136866. 2019.
- [36] W. Andrea. « Genetic Algorithm Optimization Applied to Planar and Wire Antennas ». Thèse. Rochester Institute of Technology. 2007.
- [37] M. M. Honari, A. Abdipour, G. Moradi, R. Mirzavand and P. Mousavi. « Design and Analysis of a Series-Fed Aperture-Coupled Antenna Array with Wideband and High-Efficient Characteristics ». *IEEE Access*, vol. 6, pp. 22655-22663, 2018.
- [38] C. Chien-Wen, O. Chen-An, W. hwang-cheng. « Compact Printed Quadrifilar Helix Antenna for Universal RFID Hand-Held Reader ». *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 29. 1-14. 2017.
- [39] F. A. Shaikh, S. Khan, A. Z. Alam, M. H. Habaebi, O. O. Khalifa and T. A. Khan. « Design and Analysis of 1-to-4 Wilkinson Power Divider for Antenna Array Feeding Network ». *IEEE International Conference on Innovative Research and Development (ICIRD)*. Bangkok. p 1-4. 2018.
- [40] S.A Khalid, Y. Aws. « Miniaturized Hybrid Rat-Race Coupler of a 2.5 GHz Loaded by Resistors ». *Journal of Networks*. 8. p 1465-1469. 2013
- [41] C. Kilgus. « Shaped-Conical Radiation Pattern Performance of The Backfire Quadrifilar Helix ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 3, p. 392-397. 1975.

- [42] S.Gao, K.Clark, M.Unwin, J.Zackrisson, W.A.Shiroma, J.M.Akagi, K.Maynard, P.Garner, L.Boccia, G.Amendola, G.Di Massa, C.Underwood, M.Brenchley, M.Pointer, M.Sweeting. « Antennas for Modern Small Satellites. Antennas and Propagation Magazine », IEEE. 51. 40 - 56. 2009.
- [43] X. Shui, H. Tang. « A S-band Printed Quadrifilar Helical Antenna for Communication Devices ». Proceedings of the 2nd International Conference on Computer Science and Electronics Engineering, 1617-1620. 2013.
- [44] W. Maxwell. « The Quadrifilar Helix Antenna ». Reflections III: Transmission Lines and Antennas. USA, 2010.
- [45] Z. Dawei, A. Raed, S. Chan, E. Peter, H. Yim, K. Khairunnisa, McEwan. N.J. « Quadrifilar Helical Antenna Design For Satellite-Mobile Handsets Using Genetic Algorithms ». Microwave and Optical Technology Letters. 51. 2668 - 2671. 2009.
- [46] D.Zhou, R.A. Abd-Alhameed, C.H See, P.S. Excell, Y.F. Hu, K.Khalil, N.J. McEwan. « Quadrifilar Helical Antenna Design For Satellite-Mobile Handsets Using Genetic Algorithms ». Mobile and Satellite Communications Research Centre, Bradford University, Bradford, West Yorkshire, BD7 1DP, United Kingdom. 2009.