كلية العلوم و التقنيات فاس
ⵜⴰⵖⵉⵡⴰⵏⵜ ⵏ ⵜⵎⴰⵙⵙⴰⵏⵉⵏ ⴷ ⵜⵙⵏⵉⴳⵉⵜⵉⵏ
Faculté des Sciences et Techniques de Fès

جامعة سيدي محمد بن عبد الله
ⵜⴰⵙⴷⴰⵡⵉⵜ ⵙⵉⴷⵉ ⵎⵓⵃⵎⵎⴰⴷ ⴱⵏ ⵄⴱⴷⵓⵍⵍⴰⵀ
Université Sidi Mohamed Ben Abdellah

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

N° d'ordre 70 / 2019

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Mme : Ikram TABAKH

Spécialité : Génie électrique / Télécommunications

Sujet de la thèse :

Conception et réalisation d'une antenne patch pour la technologie RFID

Thèse présentée et soutenue le 23 Novembre 2019 devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Titre	Etablissement	
Pr. Ali BENBASSOU	PES	EST de Fès, USMBA	Président
Pr. Abdelwahed TRIBAK	PH	INPT de Rabat	Rapporteur
Pr. Jamal ZBITOU	PH	FST de Settat, UHP	Rapporteur
Pr. Jamal BELKADID	PES	EST de Fès, USMBA	Rapporteur
Pr. Noura AKNIN	PES	FS de Tétouan, UAE	Examinateur
Pr. Najiba El AMRANI El IDRISSI	PES	FST de Fès, USMBA	Directeur de thèse
Pr. Mohammed JORIO	PES	FST de Fès, USMBA	Directeur de thèse

Laboratoire d'accueil : - **Signaux, Systèmes et Composants (LSSC)**
- **Energies Renouvelables et Systèmes Intelligents (LERSI)**

Etablissement : Faculté des Sciences et Techniques de Fès

A mes chers Parents

A mon mari

A mes sœurs, et mon frère

« Les batailles de la vie ne sont pas gagnées par les plus forts, ni par les plus rapides, mais par ceux qui n'abandonnent jamais »

' Le Roi Hassan II '

Remerciements

Je tiens tout d'abord à adresser mes sentiments de reconnaissance les plus sincères à madame **El Najiba EL AMRANI EL IDRISSI**, professeur à l'Université Sidi Mohammed Ben Abdellah (USMBA), pour avoir dirigé**e** cette thèse et qui a permis sa réalisation dans des conditions d'échange et de soutien très favorables. Elle m'a ainsi consacré du temps et orienté vers les points qui valorisent le sujet, sans oublier les opportunités qu'elle m'a offerte pour découvrir et s'ouvrir à d'autres domaines de recherche. Ses points de vue créatifs, et ses vastes connaissances du domaine, ont pu faire avancer nos travaux de recherches de manière très significative.

Les mots de remerciement ne suffiront pas pour exprimer ma grande gratitude à mon directeur de thèse Monsieur **JORIO Mohammed**, professeur à la FST de l'Université Sidi Mohammed Ben Abdellah (USMBA). Il est plutôt mon parrain, qui a su développer en moi cette doctorante responsable, et faire sortir de mes travaux le noyau de leurs intérêts. Il a souvent attiré mon attention sur certains problèmes d'analyse des résultats et de conception. Il veillait à ce que je contournais le nano du micro détail. Je le remercie énormément pour, ses multiples conseils, sa disponibilité, son écoute très active, ses discussions et remarques constructives, sa grande contribution et son énergie mise à l'avancement des travaux de cette thèse.

Je les remercie tous les deux énormément pour la confiance qu'ils m'ont accordée durant ces années de recherche.

J'exprime toute ma profonde reconnaissance à Monsieur **BENBASSOU Ali**, professeur à l'Université Sidi Mohammed Ben Abdellah (USMBA), pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse, pour l'intérêt qu'il a montré et le temps qu'il a consacré pour ce travail.

J'adresse mes remerciements à Monsieur **TRIBAK Abdelwahed** et Madame **RIOUCH Fatima**, professeurs à l'INPT pour les mesures réalisées. Sans leur aide inconditionnelle, je n'aurais pas pu valider les résultats de simulations obtenus. Leur accueil au sein du laboratoire STRS et leur disponibilité ont été d'une grande aide. Je remercie aussi Monsieur **TRIBAK Abdelwahed**, d'avoir accepté de rapporter cette thèse.

Je remercie également Monsieur **ZBITOU Jamal**, professeur à l'Université Hassan Premier à Settat et Monsieur **BELKADID Jamal**, professeur à l'Université Sidi Mohammed Ben Abdellah (USMBA), qui m'ont fait l'honneur d'être rapporteurs de cette thèse. Leurs remarques contribueront au continument et à l'amélioration de ces travaux.

Mes remerciements vont également à Madame **AKNIN Noura,** professeur à l'Université Abdelmalek Essaadi (UAE) pour avoir accepté de prendre part à mon jury de thèse.

Enfin, un très grand MERCI à mes **chers parents** pour votre soutien et encouragements ; très reconnaissante de m'avoir offert les conditions favorables pour réussir et aboutir à ce résultat. Je vous adresse toute ma gratitude du fond du cœur, Je vous dois beaucoup. Je remercie également mon frère et mes sœurs pour leur soutien durant ces longues années d'études. Je ne manquerai pas de remercier mon mari, pour son appui et sa compréhension, pour l'aide qu'il m'a apportée durant la phase finale de cette thèse.

Je remercie également mes amis, mes collègues et toute personne, de près ou de loin, ayant contribuée à l'avancement de ce travail de thèse.

Résumé

L'identification par radio fréquence (RFID) est la technologie de communication et d'échange de données et d'informations entre un lecteur et un tag par le biais des ondes radio. Compte tenu des avantages qu'elle présente, cette technologie a pris place dans plusieurs domaines d'application comme, la traçabilité, la santé, les points d'accès et paiement, l'antivol … etc. Les applications de localisation dans les environnements intérieurs emploient aussi la technologie RFID. Dans ce type de système, une grande variété d'approches et d'algorithmes pour l'estimation de la position et le suivi du tag par rapport au lecteur sont testées.

Le travail accompli dans cette thèse concerne la conception d'une antenne de lecteur de localisation intérieure. L'architecture de cette antenne doit répondre aux exigences de tels systèmes en termes d'adaptation et de rayonnement en champ lointain. Le concept des antennes intelligentes à commutation de faisceaux a été adopté pour équiper le lecteur, afin d'obtenir un rayonnement multidirectionnel. L'antenne de base a été d'abord conçue et optimisée par les techniques d'insertion des fentes et de modification du plan de masse. Elle a été utilisée comme antenne élémentaire dans l'antenne du lecteur proposée. La technologie micro-ruban a été choisi pour la conception et la simulation de l'antenne conçue pour la bande microonde 2,45GHz, en utilisant un substrat diélectrique Epoxy-FR4. L'antenne réseau conçue est alimentée par la matrice de Butler standard 4*4, qui est un des réseaux de formation de faisceaux le plus utilisé dans les antennes intelligentes. Elle a fourni quatre faisceaux dans des directions différentes, et peut être utilisée dans un schéma de localisation lecteur fixe, pour l'estimation DoA.

Mots Clés : Localisation indoor, antenne patch, lecteur, commutation de faisceaux, adaptation, rayonnement, Matrice de Butler.

Abstract

Radio Frequency Identification (RFID) is the technology for communicating and exchanging data and information between a reader and a tag via radio waves. Given the advantages it presents, this technology has taken place in several application areas such as, traceability, health, access and payment, theft ... etc. RFID technology is also employed in localization applications in indoor environments. In this type of system, a wide variety of approaches and algorithms for estimating the tag position and tracking with regard to the reader are tested.

The work involved in this thesis concerns the design of reader antenna for indoor localization. The architecture of this antenna must meet the requirements of such systems in terms of adaptation and far field radiation. The concept of switched beam array antennas has been adopted to equip the reader in order to obtain a multidirectional radiation behavior. The basic antenna was first designed and optimized by slot insertion and ground plane modification techniques. It has been used as an elementary basic antenna in the proposed reader antenna. The microstrip technology was chosen for the design and simulation of the designed antenna for microwave band 2.45GHz, using an Epoxy-FR4 dielectric substrate. The designed array antenna is powered by the standard 4 * 4 Butler matrix, which is one of the most used beamforming networks in smart antennas system. It has provided four beams in different directions, and can be used in a fixed reader localization scheme, for the DoA estimation.

Keywords: Indoor localization, patch antenna, reader, switched beam, adaptation, radiation, Butler matrix.

ملخص

تعرف تقنية تحديد ترددات الراديو(RFID) بتقنية الاتصال وتبادل البيانات والمعلومات بين القارئ والعلامة عبر موجات الراديو. ونظرًا للمزايا التي تقدمها، فقد أدمجت هذه التكنولوجيا في العديد من مجالات التطبيق مثل تتبع المسار، الصحة، نقاط الولوج والأداء ، السرقة ... إلخ. كما تستخدم هذه التقنية أيضا في تحديد الموقع في البيئات الداخلية. في هذا النوع من الأنظمة، يتم اختبار مجموعة واسعة من الأساليب والخوارزميات لتقدير موضع وتتبع العلامة المتعلقة بالقارئ.

يتعلق العمل المنجز في هذه الأطروحة بتصميم لهوائي قارئ بموقع داخلي. ويجب أن تفي بنية هذا الهوائي بمتطلبات هذه الأنظمة من حيث التكيف والإشعاع في المجال البعيد. وقد تم تبني مفهوم هوائيات شعاع التبديل الذكي لتجهيز القارئ قصد الحصول على إشعاعات متعددة الاتجاهات. وهكذا تم تصميم الهوائي الأساسي أولاً وتحسينه عن طريق إدخال الفتحة وتقنيات تعديل المستوى الأرضي. وقد تم استخدامه كهوائي أساسي في هوائي القارئ المقترح. ثم تم اختيار تقنية الشريط المصغر لتصميم ومحاكاة الهوائي المصمم لنطاق الموجات الصغيرة 2.45 جيجا هرتز، باستخدام ركيزة عازلة مصنوعة من مادة Epoxy-FR4. وتم تشغيل هوائي الصفيف المصمم بواسطة مصفوفة بتلر 4 * 4 القياسية، والتي تعد واحدة من أكثر شبكات تشكيل الشعاع استخدامًا في الهوائيات الذكية. لقد قدمت أربعة حزم في اتجاهات مختلفة، ويمكن استخدامها في نظام تحديد موقع القارئ الثابت، لتقدير DoA.

الكلمات المفتاحية: الموقع الداخلي، هوائي، القارئ، تحويل الحزمة، التكيف، الإشعاع، مصفوفة بتلر.

Table des matières

REMERCIEMENTS 3

RESUME 4

ABSTRACT 5

ملخص 6

TABLE DES MATIERES 7

LISTE DES TABLEAUX 9

LISTE DES FIGURES 10

LISTE DES ABREVIATIONS 14

INTRODUCTION 15

CHAPITRE I ETAT DE L'ART DE LA TECHNOLOGIE RFID ET CAHIER DE CHARGES 17

I.1 INTRODUCTION 17

I.2 LA TECHNOLOGIE RFID 17

I.2.1 APERÇUE SUR L'HISTORIQUE DE LA TECHNOLOGIE RFID 17

I.2.2 LES SYSTEMES RFID 18

I.2.3 FREQUENCES, NORMES ET STANDARDISATION RFID 24

I.2.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA TECHNOLOGIE RFID 27

I.2.5 LES DOMAINES D'APPLICATIONS DE LA TECHNOLOGIE RFID 28

I.2.6 LES ANTENNES DE LECTEUR RFID 30

I.3 CAHIER DE CHARGES ET OBJECTIFS DE LA THESE 32

I.4 CONCLUSION 33

I.5 REFERENCES DU CHAPITRE 1 34

CHAPITRE II LES ANTENNES MICRO-RUBAN ET LEURS APPLICATIONS 36

II.1 INTRODUCTION 36

II.2 GENERALITE SUR LES ANTENNES PATCH MICRO-RUBAN (APM) 36

II.2.1 LES ANTENNES PATCH MICRO-RUBAN 36

II.2.2 LES PARAMETRES DE RAYONNEMENT FONDAMENTAUX D'UNE APM 38

II.2.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES APM 44

II.3 APPLICATION AUX ANTENNES PATCH MICRO-RUBAN 44

II.3.1 INFLUENCE DES FENTES SUR LES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT D'UNE APM 45

II.3.2 INFLUENCES DES FENTES SUR LES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT D'UNE APM A 900MHZ 60

II.3.3 ETUDE PARAMETRIQUE DE L'INFLUENCE D'UN PLAN DE MASSE PARTIEL SUR LES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT D'UNE APM 63

II.4 CONCLUSION 79

II.5 REFERENCES DU CHAPITRE 2 80

CHAPITRE III CONCEPTION, SIMULATION ET REALISATION DES RESEAUX D'APM 1*2 ET 1*4 POUR LES APPLICATIONS DE LECTEURS RFID 84

III.1 INTRODUCTION 84
III.2 APERÇU GENERAL SUR LES RESEAUX D'ANTENNES 85
III.2.1 PRINCIPES ET TYPES DES RESEAUX D'ANTENNES 85
III.2.2 ETUDE THEORIQUE D'UN RESEAU D'ANTENNES LINEAIRE 86
III.2.3 PARAMETRES D'UN RESEAU D'ANTENNES LINEAIRE 88
III.3 CONCEPTIONS ET SIMULATION DE QUELQUES RESEAUX D'ANTENNES A FENTES ITERATIVES 90
III.3.1 CONCEPTION ET SIMULATION DU RESEAU 1*2 AVEC PLAN DE MASSE COMPLET 90
III.3.2 CONCEPTION ET SIMULATION DU RESEAU 1*2 AVEC PLAN DE MASSE MODIFIE 93
III.3.3 CONCEPTION ET SIMULATION DU RESEAU 1*4 AVEC PLAN DE MASSE COMPLET 95
III.3.4 CONCEPTION ET SIMULATION DU RESEAU 1*4 AVEC DGS 98
III.3.5 SYNTHESE DE LA MISE EN RESEAU DES ANTENNES A FENTES ITERATIVES 100
III.4 CONCLUSION 100
III.5 REFERENCES DU CHAPITRE 3 102
CHAPITRE IV CONCEPTION D'UNE ANTENNE RESEAU POUR LECTEUR RFID 104
IV.1 INTRODUCTION 104
IV.2 GENERALITES SUR LA LOCALISATION RFID 105
IV.2.1 LES SCHEMAS DE LOCALISATION RFID 105
IV.2.2 LES TECHNIQUES DE LOCALISATION RFID 106
IV.3 CHOIX DE L'ANTENNE D'APPLICATION 110
IV.3.1 ANTENNES-LECTEUR POUR LA LOCALISATION RFID INDOOR 110
IV.3.2 PROBLEMATIQUE ET CHOIX DE L'ANTENNE D'APPLICATION 111
IV.4 LES ANTENNES INTELLIGENTES 113
IV.4.1 LES ANTENNES INTELLIGENTES : DEFINITION ET TYPES 113
IV.4.2 COMPARAISON ENTRE LES DEUX TYPES D'ANTENNES INTELLIGENTES 114
IV.4.3 LE PRINCIPE DE FORMATION DE FAISCEAUX ET LES REPARTITEURS DE FAISCEAUX 116
IV.5 CONCEPTION ET SIMULATION D'UN RESEAU D'ANTENNE 4*4 A BASE DE LA MATRICE DE BUTLER 117
IV.5.1 DEFINITION, PRINCIPES ET STRUCTURE GENERALE DE LA MATRICE DE BUTLER 117
IV.5.2 COMPOSANTES DE LA MB : DEFINITIONS ET PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT 119
IV.5.3 CONCEPTION ET SIMULATION DE LA MATRICE DE BUTLER 122
IV.5.4 CONCEPTION ET SIMULATION D'UN RESEAU D'ANTENNE 4*4 ALIMENTE PAR LA MB 138
IV.6 CONCLUSION 140
IV.7 REFERENCES DU CHAPITRE 4 141
CONCLUSION GENERALE 146
ANNEXE A ESTIMATION DOA PAR L'ALGORITHME MUSIC 148

Liste des tableaux

Chapitre I :

Tableau I-1 - Distribution des Fréquences UHF selon les régions mondiales [7] 25
Tableau I-2 - Les normes ISO pour la standardisation des systèmes RFID 27
Tableau I-3 - Critères et spécifications fixés pour le cahier de charges 33

Chapitre II :

Tableau II-1 - Dimensions de l'antenne de base adaptée à encoches à 2,45GHz 47
Tableau II-2 - Dimensions de l'antenne optimisées à fentes itératives 51
Tableau II-3 - Résultats de simulation et de mesures de l'antenne optimisée à fentes itératives à 2,45GHz 52
Tableau II-4 - Dimensions de l'antenne optimisée à fentes en échelle 55
Tableau II-5 - Dimensions de l'antenne optimisées à fentes cylindriques 58
Tableau II-6 - Comparaison des résultats de simulations obtenus 60
Tableau II-7 - Dimension de l'antenne optimisée à fentes à 900MHz 62
Tableau II-8 - Dimension de l'antenne élémentaire pour l'étude du PM 65
Tableau II-9 - Résumé des résultats de simulation des trois antennes 72
Tableau II-10 - Dimension de l'antenne élémentaire pour l'étude du PM 74
Tableau II-11 - Comparaison des caractéristiques de rayonnement des trois antennes à 2,45GHz 74
Tableau II-12 - Dimensions de l'antenne étudiée 75
Tableau II-13 - Résultats de simulation de l'APM étudiée avec et sans PMP 76

Chapitre III :

Tableau III-1 - Dimensions de l'antenne réseau 1*2 91
Tableau III-2 - Dimensions de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié 94
Tableau III-3 - Dimensions de l'antenne réseau 1*4 96
Tableau III-4 - Tableau récapitulatif des résultats de simulation 100

Chapitre IV :

Tableau IV-1 - Tableau comparatif entres les deux types d'antennes intelligentes 114
Tableau IV-2 - Récapitulatif des simulations du coupleur 3dB sous ADS 124
Tableau IV-3 - Phases crées par une MB 4*4 [39,40,49] 131

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I.1 Schéma fonctionnel d'un système RFID [1,3-6]....18
Figure I.2 Les types d'un tag RFID 19
Figure I.3 Architecture d'un tag RFID [2]....20
Figure I.4 Exemple de lecteurs RFID fixe et portable [5] 22
Figure I.5 Architecture d'un lecteur RFID [1, 5-7]....23
Figure I.6 Chaine d'émission d'un lecteur RFID [6, 7]....23
Figure I.7 Chaine de réception d'un lecteur RFID [6, 7] 23
Figure I.8 Bandes de fréquences allouées pour la technologie RFID [2,3,6,11] 25
Figure I.9 Equivalence entre un dipôle et une antenne boucle....30
Figure I.10 Formes des antennes boucle les plus courantes....30
Figure I.11 Antenne hélice de forme cylindrique [17]....31
Figure I.12 Exemple de quelques antennes fractales [20-22] 32

Chapitre II :

Figure II.1 Structure et composants d'une antenne patch micro-ruban [1-4] 37
Figure II.2 Les différentes formes d'un élément rayonnant [3,4] 37
Figure II.3 Les techniques d'alimentation par contact 38
Figure II.4 Les techniques d'alimentation par proximité....38
Figure II.5 Schéma équivalent d'une antenne en transmission....39
Figure II.6 Les différents types de polarisation d'une APM....42
Figure II.7 Diagramme de rayonnement d'une APM....43
Figure II.8 Structure de l'antenne de base adaptée à encoches à 2,45GHz 47
Figure II.9 Variation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base adaptée à encoches....48
Figure II.10 Variation de Zin et du VSWR de l'antenne adaptée à encoches 48
Figure II.11 DR de l'antenne de base dans les deux plans E (ϕ=0°) and H (ϕ=90°) à 2,45 GHz....49
Figure II.12 Gain et directivité totales de l'antenne de base adaptée à encoches à 2,45 GHz 49
Figure II.13 Distribution du courant surfacique J de l'antenne de base....50
Figure II.14 Structure de l'antenne optimisée à fentes itératives [32]....51
Figure II.15 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée à fentes itératives 52
Figure II.16 Variation de S11 de l'antenne optimisée à fentes itératives et mesures....53
Figure II.17 Variation de Z_{in} et du VSWR de l'antenne optimisée à fentes itératives....53
Figure II.18 DR de l'antenne optimisée à fentes itératives dans les plans E(ϕ=0°) et H(ϕ=90°) 54
Figure II.19 Gain et directivité totales de l'antenne optimisée à fentes itératives à 2,45 GHz 54
Figure II.20 Structure de l'antenne optimisée à fentes en échelle [33] 55
Figure II.21 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée à fentes en échelle....56
Figure II.22 Variation de Z_{in} et du VSWR de l'antenne optimisée à fentes en échelle 56
Figure II.23 DR de l'antenne optimisée à fentes en échelle dans les plans E et H à 2,45 GHz 56
Figure II.24 Gain et directivité totales de l'antenne optimisée à 2,45 GHz....57
Figure II.25 Structure de l'antenne optimisées à fentes cylindriques....57
Figure II.26 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée à fentes cylindriques....58
Figure II.27 Variation de Z_{in} et du VSWR de l'antenne optimisée à fentes cylindriques 59
Figure II.28 DR de l'antenne optimisées à cylindriques dans les plans E et H à 2,45 GHz....59

Figure II.29 Gain et directivité totales de l'antenne optimisée à fentes cylindriques à 2,45 GHz 59
Figure II.30 Les paramètres de substrat et de la ligne 900 MHz calculés par LineCalc 61
Figure II.31 Antenne de base adaptée à encoches à 900MHz [34] 61
Figure II.32 Variation de S11 de l'antenne 900 MHz adaptée à encoches 62
Figure II.33 Antenne optimisée à fentes à 900MHz [34] 62
Figure II.34 Variation de S11 en fonction de la fréquence de l'APM miniaturisé à fentes à 900MHz 63
Figure II.35 Les trois types d'ondes se propageant dans une APM 64
Figure II.36 Antenne élémentaire pour l'étude du PM 65
Figure II.37 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne élémentaire pour l'étude du PM 65
Figure II.38 Gain et directivité de l'antenne élémentaire pour l'étude du PM 66
Figure II.39 Configurations obtenues pour les positions (-6, -8) et (12, -8) 66
Figure II.40 Evolution des caractéristiques de rayonnement de la configuration A 67
Figure II.41 Evolution de S11 et de la fréquence de résonance de la configuration A 67
Figure II.42 Evolution des caractéristiques de rayonnement de la configuration B 68
Figure II.43 Evolution du S11 et de la fréquence de résonance de la configuration B 68
Figure II.44 Exemples de cas symétriques du plan de masse partiel 68
Figure II.45 Evolution de la fréquence de résonance des cas symétriques 69
Figure II.46 Evolution de l'efficacité des cas symétriques 69
Figure II.47 Les deux configurations étudiées dans y=(65/58) et x changeant de 49mm à 37mm 70
Figure II.48 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans le premier cas [dimension selon x allant de 49mm à 37mm et dimension selon y fixée à 65mm] Configuration C 70
Figure II.49 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans le deuxième cas [dimension selon x allant de 49mm à 37mm et dimension selon y fixée à 58mm] Configuration D 70
Figure II.50 Les trois structures sur lesquelles l'étude paramétrique avec fentes est appliquée 71
Figure II.51 Variation de S11 de l'antenne élémentaire et des antennes à fentes 72
Figure II.52 Différentes configurations obtenues suite à la diminution des dimensions du PM des trois antennes étudiées 72
Figure II.53 Evolution des caractéristiques de rayonnement en fonction de la diminution de la dimension du PM pour l'antenne élémentaire 73
Figure II.54 Evolution des caractéristiques de rayonnement en fonction de la diminution de la dimension du PM pour l'antenne à fente horizontale 73
Figure II.55 Evolution des caractéristiques de rayonnement en fonction de la diminution de la dimension du PM pour l'antenne à fente verticale 74
Figure II.56 Antenne étudiée avec PM complet et PM réduit 75
Figure II.57 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne étudiée 76
Figure II.58 Distribution des champs de l'antenne adaptée à encoches avec PMP 76
Figure II.59 Différentes configurations de l'antenne étudiée 77
Figure II.60 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans cas1 : y=0, et x varie de 0 à 28 77
Figure II.61 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans cas2 : y=7, et x varie de 0 à 28 78
Figure II.62 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans cas3 : y=13, et x varie de 0 à 28 78

Chapitre III :

Figure III.1 Réseau d'antennes linéaire à N éléments 85
Figure III.2 Réseau d'antennes planaire à maillage rectangulaire 85
Figure III.3 Réseau d'antennes circulaire 86
Figure III.4 Réseau linéaire Etudié 86

Figure III.5 Configurations courantes d'un réseau d'alimentation 89
Figure III.6 Impédances des lignes du réseau d'alimentation du réseau 1*2 90
Figure III.7 Structure de l'antenne réseau 1*2 91
Figure III.8 Variation du coefficient de reflexion de l'antenne réseau 1*2 92
Figure III.9 Variation de VSWR de l'antenne réseau 1*2 92
Figure III.10 Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*2 92
Figure III.11 Gain et directivité totaux de l'antenne réseau 1*2 à 2,45GHz 93
Figure III.12 Structure de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié 93
Figure III.13 Variation du coefficient de reflexion de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié 94
Figure III.14 Variation de VSWR de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié 94
Figure III.15 Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié 95
Figure III.16 Gain et directivité totaux de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié 95
Figure III.17 Structure de l'antenne réseau 1*4 96
Figure III.18 Variation du coefficient de reflexion de l'antenne réseau 1*4 96
Figure III.19 Variation de VSWR de l'antenne réseau 1*4 97
Figure III.20 Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*4 97
Figure III.21 Gain et directivité totaux de l'antenne réseau 1*4 97
Figure III.22 Structure de l'antenne réseau 1*4 avec DGS 98
Figure III.23 Variation du coefficient de reflexion de l'antenne réseau 1*4 avec DGS 98
Figure III.24 Variation de VSWR de l'antenne réseau 1*4 avec DGS 99
Figure III.25 Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*4 avec DGS 99
Figure III.26 Gain et directivité totaux de l'antenne réseau 1*4 avec DGS 99

Chapitre IV :

Figure IV.1 Schéma de localisation RFID 106
Figure IV.2 Classification des Techniques de localisation 106
Figure IV.3 Concept de la technique de l'angulation [1,3,16,19] 108
Figure IV.4 Principe de la technique de proximité 109
Figure IV.5 Principe de la technique de k plus proche voisin (kNN) 110
Figure IV.6 Schémas fonctionnels des antennes omnidirectionnelles et sectorielles 112
Figure IV.7 Principe de rayonnement des antennes à commutation de faisceaux 113
Figure IV.8 Principe de rayonnement d'une antenne adaptative 114
Figure IV.9 Schéma fonctionnel d'un système à commutation de faisceau [39] 115
Figure IV.10 Diagramme fonctionnel de la formation de faisceau [42] 116
Figure IV.11 Structure générale de la matrice de Butler [39, 48] 117
Figure IV.12 Composantes de la matrice de Butler Standard 119
Figure IV.13 Coupleur hybride 3dB [34,39-41] 119
Figure IV.14 Impédances équivalentes des lignes d'un coupleur hybride 3dB [44-49] 120
Figure IV.15 Matrice de Butler 2*2 constituée par un coupleur hybride 3dB 90° 120
Figure IV.16 Schéma d'un croisement [45,50,52] 121
Figure IV.17 Déphasage crée à l'aide de ligne microruban à retard de phase 122
Figure IV.18 Structure du coupleur (3dB, 90°) sous ADS 123
Figure IV.19 Simulation des paramètres S du coupleur 3dB sous ADS 123
Figure IV.20 Simulation de phase du coupleur 3dB sous ADS 124
Figure IV.21 Structure du coupleur (3dB, 90°) sous HFSS 124
Figure IV.22 Simulation des paramètres S du coupleur 3dB sous HFSS 125

Figure IV.23 Simulation de phase du coupleur 3dB sous HFSS 125
Figure IV.24 Structure du croisement sous ADS à 2,45GHz 125
Figure IV.25 Simulation des paramètres S du croisement sous ADS 126
Figure IV.26 Structure du croisement sous HFSS à 2,45GHz 126
Figure IV.27 Simulation des paramètres S du croisement sous HFSS 127
Figure IV.28 Structure du déphaseur 45° sous ADS 127
Figure IV.29 Simulation de phase du déphaseur 45° sous ADS 128
Figure IV.30 Simulation du coefficient de réflexion S11 du déphaseur 45° sou ADS 128
Figure IV.31 Structure du déphaseur 45° sous HFSS à 2,45GHz 128
Figure IV.32 Simulation de phase du déphaseur 45° sous HFSS 129
Figure IV.33 Simulation des paramètres S du déphaseur 45° sou HFSS 129
Figure IV.34 Schématique de la matrice de Butler 4*4 sous ADS 130
Figure IV.35 Layout de la matrice de Butler 4*4 sous ADS 130
Figure IV.36 Coefficients de réflexion et d'isolation du port 1R de la MB sous ADS 131
Figure IV.37 Coefficients de transmission du port 1R de la MB sous ADS 132
Figure IV.38 Coefficients de transmission du port 2L de la MB sous ADS 132
Figure IV.39 Coefficients de transmission en phase du port 1R de la MB sous ADS 132
Figure IV.40 Coefficients de transmission en phase du port 2L de la MB sous ADS 133
Figure IV.41 Structure de la 1^{ière} configuration de la MB 4*4 (MB1) sous HFSS 133
Figure IV.42 Coefficients de réflexion et d'isolation du port 1R de la MB1 sous HFSS 134
Figure IV.43 Paramètres Sji en amplitude du port 1R de la MB1 sous HFSS 134
Figure IV.44 Paramètres Sji en amplitude du port 2L de la MB1 sous HFSS 135
Figure IV.45 Paramètres Sji en phase du port 1R de la MB1 sous HFSS 135
Figure IV.46 Paramètres Sji en phase du port 2L de la MB1 sous HFSS 135
Figure IV.47 Structure de la 2ième configuration de la MB 4*4 (MB2) sous HFSS 136
Figure IV.48 Coefficients de réflexion et d'isolation du port 1R de la MB2 sous HFSS 136
Figure IV.49 Paramètres Sji en amplitude du port 1R de la MB2 sous HFSS 137
Figure IV.50 Paramètres Sji en amplitude du port 2L de la MB2 sous HFSS 137
Figure IV.51 Paramètres Sji en phase du port 1R de la MB2 sous HFSS 137
Figure IV.52 Paramètres Sji en phase du port 2L de la MB2 sous HFSS 137
Figure IV.53 Structure de l'antenne réseau à fentes itératives alimenté par la MB 4*4 138
Figure IV.54 Coefficients de réflexion et d'isolation de l'antenne réseau à fentes itératives alimenté par la MB 4*4 138
Figure IV.55 Variation du VSWR de de l'antenne réseau à fentes itératives alimenté par la MB2 139
Figure IV.56 Faisceaux créés par l'antenne réseau à 2,45GHz quand : Pattern 1 : port 1R alimenté, Pattern 2 : port 2L alimenté, Pattern 3 : port 2R alimenté, Pattern 4 : port 1L alimenté 139

Liste des Abréviations

ADS :	Advanced Design System
AF :	Array Factor
AOA/DOA	Angle/Direction of Arrival
APM:	Antenne Patch Micro-ruban
ASK :	Amplitude Shift Keying
BAVA :	Balance Antipodal Vivaldi Antenna
BFN :	Beam-Forming Networks
BM:	Butler Matrix
BP:	Bande Passante
DMS :	Defected microstrip Structure
DGS :	Defected Ground Structure
DR:	Diagramme de Rayonnement
EBG :	Electromagnetic Band Gap
EEPROM :	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
FFC :	Far Field Communication
FEM :	Finite Element Method
FFT :	Fast Fourier Transform
FSK :	Frequency Shift Key
GIS :	Guide Intégré au Substrat
GPS/A-GPS :	Global/Assisted Positioning System
HFSS :	High Frequency Structure Simulator
HF/LF:	High Frequency/Low Frequency
IoT :	Internet of things (Internet des Objets)
ISM :	Industriel, Scientifique et Médical
kNN :	k-Nearest Neighbors
LoS :	Line of Sight
MMIC:	Microwave Monolithic Integrated Circuit
NFC :	Near Field Communication
PM :	Plan de Masse
PMP	Plan de Masse Partiel
PSK :	Phase Shift Keying
RFID :	Radio Frequency identification
RHCP/LHCP :	Right-Hand/Left-Hand Circular Polarization
ROS/TOS :	Rapport/Taux d'Onde Stationnaire
RSSI :	Received Signal Strength indication
RTLS :	Real Time Localization Systems
RToF :	Round-Trip Time of Flight
SAW :	Surface Acoustic Wave
SRAM :	Static Random Access Memory
SWR :	Standing Wave Ratio
TDoA :	Time Difference of Arrival
ToA :	Time of Arrival
ToF	Time of Flight
UHF/SHF:	Ultra-High Frequency/Super High Frequency
VSWR/ISWR :	Voltage / Itensity Standing Wave Ratio
WLAN :	Wireless Local Area Network
WSN :	Wireless Sensor Network

Introduction

Grâce au développement des technologies de l'information telle que les systèmes sans fils, de nouvelles technologies d'identifications sans contact ont vues le jour, notamment les technologies de radio identification (ou RFID pour Radio-Frequency Identification). Elles font partie des technologies d'identification automatique, au même titre que la reconnaissance optique de caractères ou de codes barre.

Cette technologie permet d'identifier un objet ou une personne, d'en suivre le cheminement et d'en connaitre les caractéristiques à distance grâce à une étiquette émettant des ondes radio, attachée ou incorporée à l'objet ou à la personne. Elle consiste en la lecture des étiquettes même sans ligne de vue directe et peut traverser de fines couches de matériaux. Elle se base sur la sauvegarde et l'extraction à distance des données contenues dans des dispositifs appelées tags RFID ou transpondeurs. Ce dernier encapsule le couple, puce + antenne, qui constitue un des éléments de base de ces systèmes. Elle repose aussi sur une transmission radio selon un protocole de communication prédéfini entre le tag et le lecteur.

La RFID existe dans plusieurs domaines d'application, qui dépendent communément de la fréquence d'opération, et des exigences du système en termes de bande passante, de gain et d'efficacité. La localisation dans les environnements indoor est une de ces applications. Elle repose, d'une part sur le concept de la RFID, et d'autre part sur des approches de localisation spécifiques. Ces approches permettent d'estimer et d'évaluer la position de l'objet, sur la base des techniques de localisation comme la latération (ToA, TDoA, RSS…), l'angulation (AoA, DoA), la proximité ou la méthode KNN.

Cette thèse contribue au développement d'une antenne de lecteur RFID dédiée aux applications de localisation dans les environnements indoor, par l'approche DoA, opérant dans la bande microonde 2,45GHz.

La plupart des antennes lecteurs utilisées dans les systèmes de localisation indoor sont des antennes réseau intelligentes, régies par des algorithmes de traitement d'antennes qui permettent l'estimation de la direction d'arrivée du signal, comme les algorithmes de corrélation, MUSIC, ESPRIT…etc. Deux types d'antennes intelligentes peuvent être utilisées : les antennes réseau à commutation de faisceaux et les antennes adaptatives.

Nous avons choisi dans cette thèse de travailler avec les antennes à commutation de faisceaux, qui combinent les sorties de plusieurs antennes élémentaires, formant ainsi un ou plusieurs faisceaux fixes et finement directionnels. Le faisceau sélectionné est celui qui donne le niveau du signal le plus élevé dans la direction souhaitée. L'alimentation et redirection des faisceaux se fait par une des matrices de formation de faisceaux, comme, Blass, Butler, Nolen ...etc.

La matrice de Butler est le réseau d'alimentation le plus répandu en comparaison avec les autres matrices. Elle permet de produire un nombre important de faisceaux en employant des composants moins complexes. Elle est choisie pour la conception du réseau d'antenne de localisation indoor.

La technologie que nous allons utiliser, d'abord dans la conception de l'antenne élémentaire de base, puis du réseau d'alimentation et de l'antenne lecteur proposée, est la technologie micro-ruban, vu les avantages qu'elle offre. Trois simulateurs électromagnétiques seront utilisés : ADS : Advanced design system, CST Microwave Studio et Ansoft HFSS.

Dans le souci de proposer une antenne à intégrer dans le lecteur de localisation indoor, avec des dimensions réduites et de bonnes propriétés de rayonnement, sa conception est faite en trois étapes. D'abord, une étude des caractéristiques de circuit et de rayonnement d'une antenne patch micro-ruban,

qui constitue l'antenne élémentaire. Cette dernière sera optimisée par le biais de différentes techniques comme l'insertion des fentes et/ou la modification du plan de masse. Ensuite, la mise en réseau de l'antenne élémentaire a été faite pour vérifier le comportement en terme de gain. Finalement, la conception de l'antenne finale alimentée a été réalisée par la matrice de Butler.

Le présent manuscrit comporte quatre chapitres, et est organisé comme suit :

Dans le premier seront abordés, le contexte général de la technologie RFID, les composantes sur laquelle elle repose, ses applications et les antennes de lecteurs RFID. Vers la fin de ce chapitre, nous présentons le cahier de charges que nous avons fixé pour cette thèse.

Dans le deuxième chapitre, une étude de la structure des antennes micro-ruban et leurs paramètres de rayonnement seront détaillés. En effet, la technologie associée à ce type d'antenne sera la base de toutes les conceptions proposées dans cette thèse, ainsi que la conception de l'antenne du lecteur proposée pour la localisation indoor. De plus, nous allons examiner l'impact de la modification de sa géométrie sur les caractéristiques de rayonnement dans les champs proche et lointain, ceci à travers l'insertion des fentes dans l'élément rayonnant et/ou la diminution des dimensions du plan de masse.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du concept de la mise en réseau des antennes patch micro-ruban, ainsi que les paramètres à considérer dans leur conception. En outre, afin d'examiner l'impact de la mise en réseau sur les caractéristiques de rayonnement, notamment le gain, il sera présenté la conception de quelques antennes réseaux, à deux puis à quatre éléments, avec et sans application d'un plan de masse réduit.

Dans le quatrième chapitre, nous passons en revue les systèmes de localisation indoor, en étudiant les schémas, les techniques et les approches de localisation. Ensuite, nous allons proposer une antenne lecteur à commutation de faisceaux, à base des antennes élémentaires à fentes itératives, alimentée par la matrice de Butler. Sa structure et la conception de ses composantes y seront décrites.

Enfin, la synthèse de l'ensemble des travaux effectués dans cette thèse et les perspectives envisagées feront l'objet d'une conclusion générale.

CHAPITRE I
Etat de l'art de la technologie RFID et cahier de charges

I.1 Introduction

La RFID (Radio Frequency IDentification) est le processus de transmissions d'ondes radio entre un lecteur et un Tag. Il s'agit d'une méthode d'identification automatique, sans contact.

C'est une technologie très attractive qui offre la possibilité d'une gestion automatique d'un nombre conséquent d'informations à traiter. La grande variété des types des systèmes RFID, les différentes fréquences d'utilisation et les standards, offrent un large choix de domaines d'application, comme les applications de paiement (transports, autoroutes …), les applications d'antivols, localisation des animaux et des êtres humains … etc.

Dans la première section de ce premier chapitre, sera présenté le principe de fonctionnement d'un système RFID, en commençant par son historique. Ensuite, les descriptions de ses composantes, les fréquences allouées et les standards seront abordés. Les avantages et les inconvénients de la technologie RFID seront également listés.

La deuxième section de ce chapitre, concerne la présentation du cahier de charges et les objectifs de cette thèse.

I.2 La technologie RFID

I.2.1 Aperçue sur l'historique de la technologie RFID

La RFID est une technologie d'identification qui est apparue dans les années 1940 [3], dont la première application était dans le domaine militaire. Elle se connaissait sous le nom IFF (Identification Friend or Foes), en permettant de faire la différence entre les avions amis et ennemis pendant la seconde guerre mondiale.

En 1960, la RFID commence sa commercialisation via les premières applications d'antivols. Les systèmes correspondant se nommaient EAS (Electronique Article Surveillance). Au cours des années 1980, le domaine industriel a commencé à utiliser les applications des systèmes RFID à courte portée. Cette technologie n'a connu un essor qu'à partir des années 1990 [1, 3-6].

Depuis le début du 21ème siècle, cette technologie s'est intensément développée, en reposant sur les anciens principes électromagnétiques, et en tirant progrès du domaine électronique (miniaturisation des puces électroniques) [1,3-6], qui a connu une vraie révolution dans la dernière décennie.

Aujourd'hui, elle est répandue à plusieurs applications, telles que la sécurité des biens et des personnes, la santé, la logistique, la gestion de stock [3, 6]. Les systèmes de localisation indoor sont une de ses applications [2].

I.2.2 Les systèmes RFID

I.2.2.1 Schéma et principe de fonctionnement

Un système RFID est un système de communication sans fil. La technologie associée utilise les ondes RF pour identifier et/ou suivre automatiquement des objets ou des personnes. Le système RFID permet en outre de mémoriser et de récupérer des informations à distance plus ou moins faible grâce à une étiquette qui émet des ondes radio [1-6]. Les équipements adaptés à un système RFID permettent ainsi de synchroniser les flux physiques avec les flux d'informations.

Le principe de fonctionnement d'un système RFID est décrit dans la figure suivante :

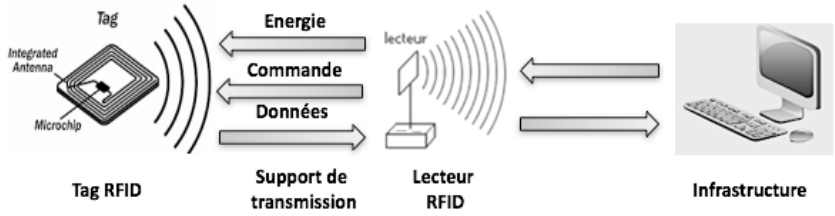


Figure I.1 Schéma fonctionnel d'un système RFID [1,3-6]

Il est constitué principalement de deux composantes de base qui communiquent entre elles via l'air [1-6] :

- Un lecteur RFID : appelé aussi station de base ou interrogateur. Il est équipé d'une antenne qui peut être intégrée ou externe. C'est un dispositif actif, émetteur-récepteur dont le fonctionnement est basé sur une transmission des ondes RF au tag RFID, se situant dans sa zone de lecture, qui active ainsi son tag. Il transmet ensuite une requête d'informations aux étiquettes situées dans son champ magnétique, c.-à-d. qu'il envoie des commandes particulières auxquelles répond le tag. La fréquence utilisée par les interrogateurs est variable selon le type d'application visée et les performances recherchées. Il réceptionne enfin les réponses et les transmet aux applications concernées.
- Une étiquette RFID : appelée aussi transpondeur ou tag. C'est un dispositif récepteur, que l'on place sur les éléments à tracer (objet, personne, ou animal...). Elle est équipée d'une puce reliée à une antenne, qui permet à celle-ci de transmettre les informations (numéro de série, poids...) qui seront lues grâce au lecteur émetteur-récepteur. La communication entre le lecteur et l'étiquette est possible grâce à une antenne RFID intégrée dans chacun des deux composants.
- Une infrastructure : Une fois les informations sont transmises au lecteur, les ondes RF sont converties par celui-ci en données exploitables par un ordinateur et qui pourront être lues par un logiciel RFID (une application hôte). Cette phase nécessite une infrastructure qui, en retour, peut tout simplement enregistrer les données lues ou rechercher l'ID de l'étiquette dans une base de données afin d'ordonner une autre action. Elle peut également écrire des informations supplémentaires sur l 'étiquette.
- Un support de communication : c'est l'air dans le cadre de la RFID

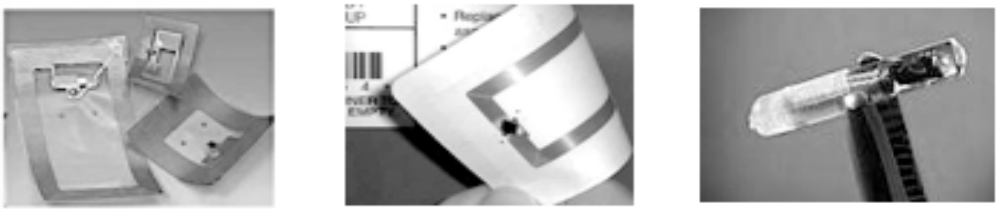
Il y a lieu de noter que la communication dans un système RFID obéit au principe de la communication Maître-Esclave [4, 6], dans laquelle le lecteur est le Maître et le Tag est l'esclave. De plus, un lecteur ne communique qu'avec les tags se trouvant dans son champ de couverture [4, 6].

I.2.2.2 Le tag RFID

C'est un élément très important dans un système RFID. Il est porteur des informations sur l'objet à identifier et son choix se fait principalement en fonction de la fréquence souhaitée. Il consiste aussi à

abriter un numéro de série ou une série de données sur une puce reliée à une antenne. Il existe trois catégories de tag. La figure I.2 en donne une illustration.

- Tags simples : sont généralement contenus dans des films transparents en plastique. L'antenne est plate, constituée en cuivre et disposée en "carré". La partie interne de ce type de tag représente la puce.
- Tags Hybrides : c'est le croisement entre des tags simples et les codes-barres. Ce sont en fait des étiquettes (souvent autocollantes) contenant un tag RFID sur la première face et un code sur l'autre.
- Tags à antenne bobinée : destinée à des usages spécifiques comme l'implantation animale par exemple. Ces tags sont composés d'une antenne en bobine de cuivre cylindrique fermés dans des capsules en verre.



(a) Tags simples ***(b) Tags Hybrides*** ***(c) Tags à antenne bobinée***

Figure I.2 Les types d'un tag RFID

L'architecture typique d'un tag se compose de trois modules fonctionnels [2] :

- Une interface RF : elle a pour rôle d'assurer la réception des signaux RF et de réagir à ces signaux pour se faire comprendre du lecteur et lui fournir une réponse Radiofréquence (RF), par l'intermédiaire d'une bobine d'antenne.
- Un circuit intégré : qui a pour rôle d'exécuter des commandes et stocker des données
- Une mémoire : qui stocke les informations, sécurisées ou non. C'est la puce RFID.

La capacité de mémoire détermine quelques paramètres de la puce RFID ; comme sa taille et le coût. De plus, le type de mémoire utilisé définit les modes de lecture et écriture possibles.

Certains tags RFID ; relativement à la puce intégrée ; permettent uniquement la lecture, ou bien l'écriture. Dans le cas de lecture seule, la détermination de l'identité d'un objet et de simples vérifications d'accès peuvent être effectuées. Dans le cas où, les données doivent être réécrites dans le tag, l'utilisation d'une mémoire RAM (Random Access Memory) est nécessaire [7, 9].

Le type de mémoire le plus couramment utilisé est l'EEPROM, (Electrically Erasable Programmable Read Only Memory). Sa particularité est d'être effaçable et programmable. Elle permet jusqu'à 500.000 réécritures possibles et une capacité de 256 octets à 64 ko. Elle est principalement utilisée dans les systèmes à couplages inductifs (qui seront détaillés dans la suite). Quant aux systèmes microondes, ils utilisent principalement des dispositifs de mémoire SRAM (Static Random Access Memory) avec batterie de secours [7,9].

Les autres composantes supplémentaires comprennent des piles et des capteurs spéciaux. Elles sont schématisées dans la figure suivante qui représente l'architecture d'un tag typique [2].

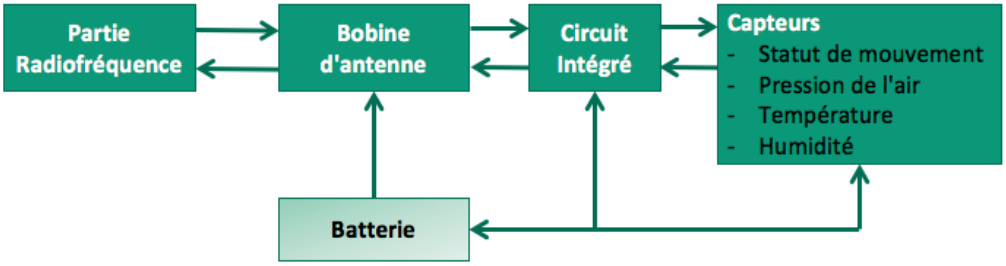


Figure I.3 Architecture d'un tag RFID [2]

Les tags RFID peuvent être avec ou sans puce [4], Ils peuvent aussi être différenciés par leurs types d'alimentation. Il en existe trois :

- **Tag actif :**

Ce type de tag est autoalimenté par une source d'alimentation embarquée (une pile interne) qui fournit du courant aux circuits RF et à la partie logique du tag. C'est un type d'étiquettes autonomes dont la transmission d'information se fait en continue. En d'autres termes, la diffusion des informations d'identification se fait de manière active et périodique [2, 3, 5]

Les tags actifs peuvent être déployés dans une grande variété d'applications [3] :

- L'identification et le suivi des personnes et la traçabilité des soins : localisation en temps réel et à distance des personnes, le suivi des patients dans les hôpitaux, le suivi de flotte de véhicules.
- La traçabilité des produits et traçabilité logistique : inventaire, suivi et identification d'objets en tout genre, gestion de véhicules dans un parc, antivol...

Les applications utilisant la technologie RFID active offre de nombreux avantages, tel que la longue distance de communication par rapport à l'emplacement du tag (de l'ordre de 100m) ainsi que l'énergie propre qui permet d'émettre un signal de manière autonome [2, 3, 5]. Cependant, ce type de tag soufre d'une durée de vie limitée [3]

- **Tag passif :**

Contrairement à un tag actif, un tag passif ne dispose pas de batterie et ne contient aucune source d'alimentation interne. L'alimentation du tag s'effectue par le procédé "télé-alimentation". En effet, ces tags puisent leur énergie à travers la propagation des ondes RF de l'antenne du lecteur. Ainsi le tag ne devient actif qu'après réception d'une interrogation du lecteur [2, 3, 5].

Tout comme le système RFID active, la RFID passive connaît une large variété de domaines d'application comme : la traçabilité des déchets, suivi des colis postaux, chaîne d'approvisionnement, la gestion des stocks, etc. Un système passif s'avère aussi très avantageux pour les marchandises en volume important et qui peuvent être lues à courte distance (passage à la caisse des supermarchés par exemple) [3].

Le grand avantage de la RFID passive est le coût des tags, qui est plus bas par rapport à celui des tags actifs à cause de l'absence de batterie [2, 3, 5]. De plus, il ne nécessite d'être alimenté qu'au moment de sa lecture. Cependant, la distance de lecture, qui ne dépasse pas les 10m est un réel frein à ses applications puisque le lecteur doit se situer dans le champ du tag afin d'en récupérer les données [2, 3, 5]. Les différentes bandes de fréquences et d'autres caractéristiques des tags passifs sont décrites dans diverses références [3, 5].

- **Tag hybride** :

Le système RFID hybride, appelé aussi semi-actif ou encore semi-passif, est un excellent compromis entre la RFID active et la RFID passive. Ce type de tag ressemble dans son fonctionnement à celui des étiquettes actives puisqu'il est également alimenté par une source d'énergie embarquée. Cependant, cette pile interne n'alimente pas la puce RFID en continue, mais à des intervalles de temps réguliers et programmables. [2, 3, 5].

Ce type de tag se caractérise aussi par l'absence d'un module RF. La batterie dans ce cas est petite et ne sert qu'à faire fonctionner le microcontrôleur et la mémoire de la puce [2, 5]. Le renvoi de données s'effectue de la même manière qu'un tag passif, on parle de rétro-modulation [3, 5].

Les batteries des étiquettes qui constituent la RFID semi-active, n'envoient pas de signal comme dans le cas pour la RFID passive. Cependant elles permettent l'enregistrement des données [2, 3, 5].

Cette technologie s'avère notamment très utile dans le domaine de la traçabilité alimentaire et la traçabilité logistique. Elle offre une distance qui peut aller jusqu'à 100m [3].

I.2.2.3 La puce RFID

La puce RFID contient des informations sur le produit où l'étiquette est implantée, et sert donc à stocker ces données et à les transmettre au lecteur RFID via des ondes radio. Les puces se distinguent par leur capacité de sauvegarde, leur forme et la fréquence de fonctionnement, ainsi que le type d'antenne d'étiquette et de lecteur.

Elle intègre plusieurs blocs essentiels, notamment un redresseur capable de convertir le signal du lecteur RF en un courant continu pour alimenter tous les autres circuits de la puce. Il contient également un démodulateur, un modulateur utilisant la méthode de rétrodiffusion et un module numérique (intégrant notamment une machine à états et une mémoire) [4].

Il existe deux catégories de puces RFID [4] :

- Champ proche : permettant une distance de communication de quelques dizaines de centimètres. Dans ce cas, des antennes boucle dans le lecteur et le tag sont utilisées, et la communication est réalisée par couplage magnétique entre les deux antennes, ce qui limite la distance de communication.
- Champ éloigné : permettant une distance de communication typique de quelques mètres. Dans ce cas, des antennes UHF ou hyperfréquences sont utilisées, ce qui permet de distances de communication jusqu'à 25 mètres.

On peut distinguer aussi, selon l'usage, deux types de puces RFID [4] :

- Les puces réinscriptibles (lecture/écriture) : ce sont des puces réutilisables qui disposent d'une mémoire réinscriptible, et les données inscrites peuvent être modifiées par le lecteur RFID. Ainsi l'étiquette peut servir plusieurs fois.
- Les puces à usage unique (lecture seule) : la puce contient des données qui sont lues par le lecteur RFID sans possibilité de les modifier.

Le développement du domaine des puces RFID est très rapide. Aujourd'hui, certaines puces ont une puissance d'activation de seulement quelques µW et peuvent intégrer diverses capacités de détection et des niveaux d'intelligence élevés. Leur grande investigation se voit dans les applications de l'Internet des objets (IoT) [4].

I.2.2.4 Le lecteur RFID

Les lecteurs RFID offrent une large gamme de fonctionnalité grâce à leur variété de formes, tailles et fréquence d'utilisation [5].

Il existe deux modèles de lecteurs [3-6] :

- Lecteur fixe : couramment utilisé dans les applications d'identification par badge d'accès et sont installés près des portes permettant ainsi d'y accéder si le tag de la carte d'accès possède les autorisations nécessaires. L'antenne de ce type de lecteur doit dans la plupart des cas avoir une polarisation circulaire, un rayonnement directif avec de faibles lobes secondaires afin de ne pas détecter des tags à proximité de la zone de lecture et un gain suffisamment élevé pour pouvoir détecter les tags à une distance raisonnable [3]. La figure I.4-(a) donne un exemple d'un lecteur fixe commercialisé : le FX7400 Zébra [5].
- Lecteur portable : c'est un modèle plus évolué, peu encombrant, encapsulé dans un terminal portable permettant d'effectuer des mesures et des calculs dans le domaine d'application dans lequel il est utilisé. On rencontre ce genre de dispositif dans le milieu industriel pour effectuer du contrôle de flux et de gestion de stock, par exemple. Un des lecteurs portables commercialisé est présenté dans la figure I.4-(b), c'est le IP30 [5].



(a) Lecteur RFID fixe FX7400, Zebra *(b) Lecteur RFID Portable, IP30*

Figure I.4 Exemple de lecteurs RFID fixe et portable [5]

Un lecteur RFID assure la télé-alimentation des tags passifs (activation du tag), ensuite il assure la structuration des séquences de communication en réception et transmission. Tous les aspects de communication, de la mise en place de la connexion Lecteur-Tag et la gestion des mécanismes d'anticollision et d'authentification, sont assurés par le lecteur RFID à travers les modules fonctionnels suivants [1, 6, 7] comme illustré sur la figure I.5

- Le microprocesseur : il réalise les calculs et effectue les opérations nécessaires. Il est interfacé avec la partie analogique (partie RF). (figure I.5)
- Partie analogique : appelée aussi le module radiofréquence. Elle est liée à travers une interface au Microprocesseur, et assure la réception et l'émission des signaux RF. (figure I.5)
- L'unité de contrôle : c'est l'ensemble des circuits de gestion de protocoles de communication avec le tag, comprenant les mécanismes d'anticollision, d'authentification et de cryptographie s'ils existent, et la gestion des opérations de codage et décodage sur la bande d'opération. (figure I.5)

En plus de ces modules, un lecteur est composé d'une antenne émettrice/réceptrice et d'une interface pour la transmission de données vers un terminal (RS232, USB, Ethernet) [6].

L'enchainement des opérations de codages/décodages et le traitement du signal par tous ces modules, ainsi que les composantes analogiques (amplificateurs, filtres, modulateurs...etc.) des chaines d'émission et de réception, sont clairement décrits dans les références [1, 6, 7].

La figure suivante décrit l'architecture d'un lecteur RFID Typique.

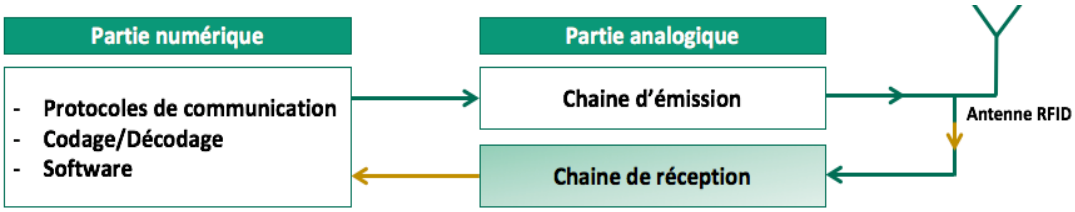


Figure I.5 Architecture d'un lecteur RFID [1, 5-7]

De plus, dans sa partie numérique, un lecteur est équipé de deux types d'outils pour l'échange de données avec le tag [5, 6] comme le montre la figure I.5 :

- Outils de codage et décodage : pour convertir les données binaires en signaux RF, et vice versa. Le fonctionnement de ces outils est assuré par l'unité de contrôle [5, 6].
- Outils de modulation et démodulation : pour transmettre les messages ; grâce à une porteuse RF ; à un ou plusieurs tags. La modulation concerne la phase, l'amplitude, ou encore la fréquence de l'onde porteuse. Les modulations les plus utilisées dans la technologie RFID sont : la modulation d'amplitude ASK (Amplitude Shift Keying), la modulation de phase PSK (Phase Shift Keying) et la modulation de fréquence FSK (Frequency Shift Key) [5].

La partie analogique d'un lecteur est constituée de blocs de modulation/démodulation synchronisés à un oscillateur local, des blocs de filtrage et d'amplification, constituant ainsi les chaines d'émission et de réception comme illustrée respectivement dans les figures I.6 et I.7 [6].

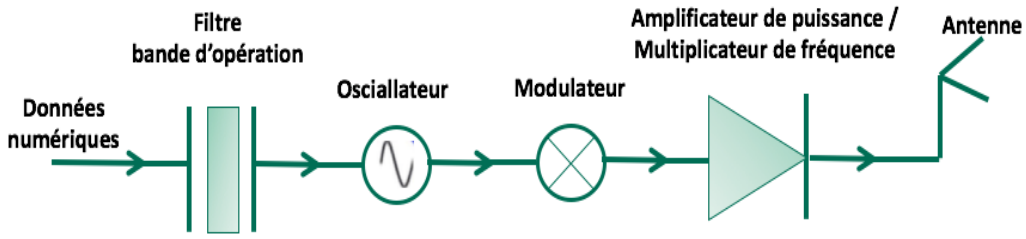


Figure I.6 Chaine d'émission d'un lecteur RFID [6, 7]

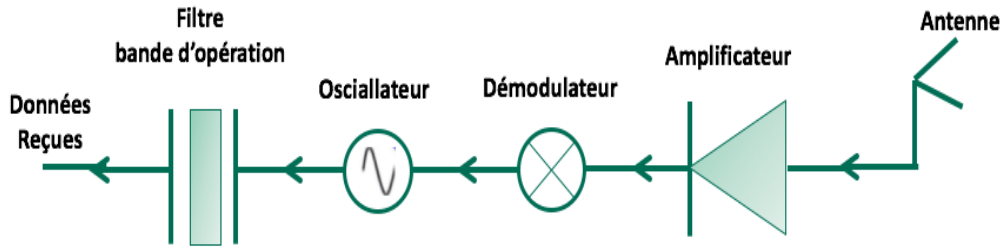


Figure I.7 Chaine de réception d'un lecteur RFID [6, 7]

La transmission du signal dans la chaine de réception comporte presque cinq étapes, en commençant par le codage de l'information reçue de la part du lecteur (sous forme numérique dans la bande d'opération) par le moyen d'un algorithme. Après codage, ce signal numérique est transformé en signal analogique, ensuite il est modulé à la fréquence d'opération du lecteur. L'amplification du signal modulé, est ensuite effectuée. Finalement, l'antenne lecteur assure la transmission du signal. Ceci constitue le principe de la chaîne d'émission d'un lecteur RFIF présenté dans la figure I.6 [6, 7].

Le signal modulé, contenant une interrogation et des requêtes, est émis alors à la fréquence d'opération, pour activer la puce du tag RFID. Le lecteur continue l'envoi du signal pour maintenir l'alimentation du tag ; à ce moment-là et en utilisant ce signal, le tag commence à créer une réponse à ces requêtes par rétro-modulation, en créant un signal réfléchi [6].

Ainsi, le signal réfléchi est reçu par le lecteur. Il est ensuite amplifié, démodulé en ayant sa forme numérique pour obtenir une réponse à la requête reçue par le tag. Ceci résume le principe de la chaîne de réception d'un lecteur RFID [6,7].

I.2.2.5 Communication Tag-lecteur

La communication entre le tag et le lecteur repose sur deux éléments essentiels :

1. L'énergie transmise du lecteur vers le transpondeur.
2. Les données échangées entre le tag et le lecteur.

Les communications RFID sont de deux types [1, 7] :

- **Full Duplex :** le transfert d'énergie entre le lecteur et le tag, se fait de manière continue. Dans certains cas, le transfert se fait de manière bidirectionnelle simultanée [1, 7].
- **Half-duplex** : (comme dans la plupart des communications sans fil), le lecteur et le transpondeur communiquent à tour de rôle (alternativement), la communication ici est séquentielle [1, 7, 10].

Tout échange entre le lecteur et le tag, est basé sur des protocoles simples ou complexes. Un des deux doit forcément initialiser la communication. Deux protocoles de communication peuvent être utilisés [2, 6, 8-10] :

- **TTF (Tag Talks First)** : le tag annonce sa présence et transmet ses données de manière aléatoire, jusqu'à ce qu'un lecteur détecte sa présence et accuse réception de ses données [9]. C'est un système probabiliste, qui peut engendrer des conflits et collisions. Il est généralement doté des méthodes de gestion de collisions comme les algorithmes déterministes et probabilistes [5, 8-10].
- **RTF (Reader Talks First)** : ici le lecteur envoie une requête d'information à tous les tags se trouvant dans son champ, la détection de la présence des tags se fait de manière synchrone [5, 8-10]. Ce type de communication utilise plusieurs protocoles, ils sont bien décrits dans la référence [9].

Un tag actif, autoalimenté, utilise le protocole TTF (Tag Talk First) et permet ainsi une communication full duplex [6].

I.2.3 Fréquences, normes et standardisation RFID

I.2.3.1 Fréquences allouées et spectres électromagnétiques

L'utilisation d'un système RFID dans une application donnée fait appel à de nombreux critères de différenciation qui peuvent être liés soit à la partie matérielle, soit à la partie physique. Un de ces critères qui est l'alimentation des tag (actif, semi-actif et passif), a été abordé dans la partie précédente. La fréquence de fonctionnement constitue le deuxième critère important de la technologie RFID.

La bande de fréquence allouée est utilisée en premier lieu pour établir la communication tag-lecteur [3]. Pour la technologie RFID, deux types de spectre sont utilisés avec quatre plages de fréquences. La répartition de ces bandes de fréquences ainsi que les spectres électromagnétiques correspondant sont illustrés dans la figure I.8. Nous avons ainsi :

- Le champ proche : pour les bandes LF/HF (Low/hight Frequency), où le couplage entre le Tag et le lecteur est inductif [1-10]. Les systèmes utilisant ce type de couplage sont répandus dans le cas où la

communication entre le lecteur et le tag se fait sur des courtes distances (ne dépassant pas le mètre) [6].

- Systèmes à basse fréquence (LF) : 120-134 kHz
- Systèmes à haute fréquence (HF) : 13.56 MHz

- Le champ lointain : pour les bandes UHF/SHF (Ultra High Frequency/Super High Frequency), où le couplage entre le Tag et le lecteur est radiatif ou électromagnétique (EM) [1-10]. Il offre une plage de lecture nettement supérieure à celle des systèmes inductifs [2]. Pour les systèmes microondes cette distance est généralement entre 2 et 15 m [8]. De plus, la vitesse de transmission et de traitement des données et leur débit est plus élevé dans les bandes UHF et SHF en comparaison avec les bandes LF et HF [8,10].

  - Systèmes à ultra haute fréquence (UHF) : 433 MHz, 868-870 MHz et 902-928 MHz
  - Systèmes à hyperfréquence (MW : microondes) : 2,4-5,8 GHz

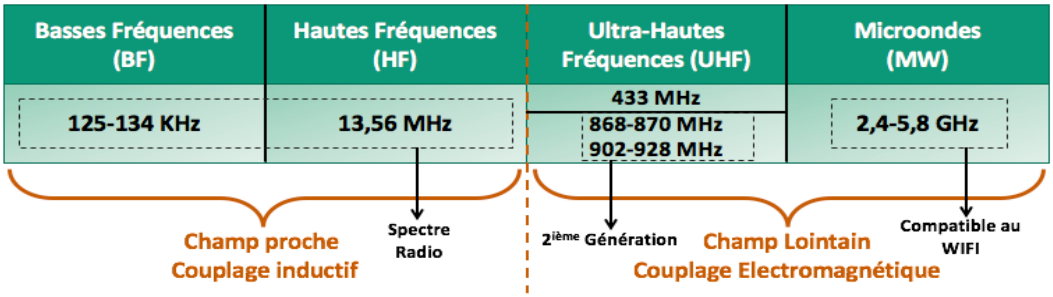


Figure I.8 Bandes de fréquences allouées pour la technologie RFID [2,3,6,11]

Concernant la technologie UHF, nous pouvons considérer, trois divisions de fréquences allouées selon des régions mondiales [6]. Elles sont regroupées dans le tableau qui suit.

Tableau I-1 - Distribution des Fréquences UHF selon les régions mondiales [7]

Division	Régions		Fréquences
Division 1	Europe et Afrique		- 869,4 à 869,65 MHz - 865 à 868 MHz - 865,6 à 867,6 MHz
Division 2	Amérique du nord et de sud		902 à 928 MHz
Division 3	Asie	Japon	952 à 954 MHz
		Chine	917 à 922 MHz
		Corée	908,5 à 914 MHz

Dans cette thèse nous avons fixé 2,45 GHz comme fréquence de fonctionnement (correspondante à la bande Microondes) pour les lecteurs RFID. Cette bande de fréquence présente certaines spécifications techniques utiles dont :

- Les lecteurs utilisés dans les systèmes microondes, ont une puissance de transmission relativement faible pour l'activation du tag à la fréquence allouée (2,4-5,8 GHz), et une batterie supplémentaire est nécessaire [8]. Ce type de système, offre une grande résistance aux températures élevées (jusqu'à 250 ° C) et une capacité de mémoire élevée (jusqu'à 32 Ko) [1,8].
- Les systèmes Microondes font appel à la RFID active. En effet, les tags Microondes sont conçus pour être compatibles aux systèmes WiFi existants via les protocoles IEEE 802.11 [2].

I.2.3.2 Normes et standards RFID

Suite à la large utilisation commerciale de la technologie RFID et afin d'offrir une opérabilité entre différents fabricants et zones géographiques et pour assurer la qualité, cette technologie a été soumise à différentes normes. Ces normes ont commencé à être avancées et régies par l'organisation internationale de normalisation (ISO pour International Organization for Standardization) [1-6,8-10]. D'autres organismes se sont impliqués dans la normalisation de la RFID comme : EPCglobal (Electronic Product Code), l'Institut européen des normes de télécommunications (ETSI) et la Commission Fédérale des Communications (FCC) [1, 5, 6]. Quelques informations sur ces organismes sont précisées ci-dessous :

- **EPCglobal (Electronic Product Code)**

C'est une organisation créée par GS1 (Global Standards 1)[1], regroupant l'EAN (European Article Numbering) et l'UCC (Uniform Code Council). Elle ne développe que des standards pour les applications de traçabilité, et les applications de l'Internet des Objets [1]. Afin de promouvoir et encourager l'utilisation de la technologie RFID, le groupement EPCglobal a produit un standard, dénommé EPC Class-1 Generation-2 définissant l'interface entre un lecteur RFID et un Tag [1, 5]. Le but principal est la création d'une uniformité entre les différents systèmes RFID lorsqu'ils fonctionnent à différents endroits du monde [9]. Le standard EPC pour la RFID UHF sous la norme ISO 18000-6C a été mis en place en 2004 [6].

Cette standardisation avec ses différentes classes, a permis l'allocation des numéros d'identification spécifiques à chaque tag RFID [1,6]. Elles sont appliquées aux étiquettes passives liées à un code de produit électronique (EPC). Ce type d'étiquettes est conçu pour améliorer électroniquement le code de produit universel (UPC) traditionnel [2].

La deuxième classe de l'EPC concerne uniquement les tags passifs, alors que les tags actifs, sont régis par les classes d'ordres supérieurs de l'EPC [6].

- **ETSI (European Telecommunications Standards)**

C'est l'institut européen des normes de télécommunications, réunissant 63 pays. Cette entité régit et normalise le domaine des télécommunications adopté en Europe, y compris la téléphonie fixe et mobile, l'internet, la couverture réseau, les systèmes radio et la diffusion [6], dont les normes correspondantes constituent les normes internationales.

Elle se focalise essentiellement sur les impacts environnementaux de ces technologies et leurs applications [5]. Cette règlementation européenne est relativement contraignante. En effet d'après A. GHIOTTO [1] et M. DHAOUADI [5], tout lecteur produit doit fonctionner avec une puissance maximale de sortie de 2 W, sur une bande de fréquences très étroite.

L'Europe a, de plus, introduit la réglementation LBT (Listen Before Talk) qui signifie qu'un interrogateur doit vérifier la présence d'un autre signal dans sa sous-bande de transmission avant de pouvoir l'utiliser et commencer une transmission [1, 5]. Parmi les contraintes de cette réglementation, est qu'un maximum de 10 lecteurs peuvent fonctionner simultanément au sein d'un même environnement.

- **FCC (Federal Commission of Communication)**

La commission Fédéral de Communications (FCC) est une agence gouvernementale américaine qui normalise le domaine des communications. Les réglementations adoptées par la FCC couvrent la majorité du continent Sud et Nord-Américain, et même des parties internationales. Elles concernent une puissance de transmission maximale de 1 W avec une antenne de gain maximum de 6 dBi, un étalement de spectre

[1] GS1 est un organisme mondial opérant dans le domaine de la normalisation. Son siège est situé à Bruxelles en Belgique. Son objectif principal, est d'établir des normes des méthodes de codage utilisés dans les chaînes d'approvisionnement.

par saut (ou FHSS, pour Frequency Hopping Spread Spectrum) sur 80 canaux utilisés par communication [1, 5]. Cette règlementation couvre une bande de fréquence allant de 9 kHz à 64 GHz et plus [5].

- **ISO (International Organization for Standardization)**

C'est l'organisation internationale de normalisation. Elle réunit plus d'une centaine de pays dans le but d'établir des normes internationales pour de nombreux domaines d'applications technologiques. Ces normes concernent les règles de base de production d'objets et des services de sécurité associés. La technologie RFID est régie techniquement par la norme ISO, pour toutes les gammes de fréquences citées en haut (LF, HF, UHF et SHF) [6].

Cette normalisation concerne principalement, la définition des protocoles de communication et les limitations en puissance d'émission selon les régions du monde [3]. Elles couvrent toutes les régions du monde entier pour des raisons de sécurité sanitaire et de cohabitation technologique. Pour les applications en champ lointain, elles différent d'une zone géographique à une autre.

Cette organisation assure également la standardisation ISO de tous les paramètres relatifs à la fréquence d'opération du système, la bande passante, la puissance d'émission maximale, le type de modulation, le codage et le débit [6].

La normalisation de la technologie RFID, vise à assurer aussi [5, 12] :

- L'interopérabilité des équipements, c.-à-d., garantir le fonctionnement des équipements RFID avec d'autres systèmes existants.
- L'authentification, et donc la protection des données sensibles.
- La facilite d'utilisation.
- La protection de la santé : champs électromagnétiques rayonnés, la densité de courant dans le corps ou des effets thermiques.

Les normes ISO 18000-x relatives aux protocoles de communication pour la standardisation RFID ont plusieurs désignations. Dans le tableau qui suit, sont regroupées les normes ISO en fonction des différentes familles du système RFID, et des applications correspondantes [1, 5] :

Tableau I-2 - Les normes ISO pour la standardisation des systèmes RFID

<table>
<tr><th colspan="2">La standardisation</th><th>Type de technologie RFID</th><th>Applications possibles</th></tr>
<tr><td colspan="2">ISO 11784, ISO 11785, ISO 14223</td><td>Pas de spécifications en termes de fréquence</td><td>Identification radiofréquence des animaux</td></tr>
<tr><td colspan="2">ISO 10536, ISO 14443, ISO 15693</td><td>ISO 14443 → LF/HF</td><td>Cartes d'identité</td></tr>
<tr><td rowspan="5">ISO 18000</td><td>ISO 18000-1</td><td>Pour la gestion du vocabulaire</td><td rowspan="5">- Identification sans contact
- Normalisation des protocoles de communication RFID</td></tr>
<tr><td>ISO 18000-2,3</td><td>LF/HF (13,56 MHz, 125 ;134 KHz)</td></tr>
<tr><td>ISO 18000-4,5</td><td>UHF Active (2,45 ;5,8 GHz)</td></tr>
<tr><td>ISO 18000-6 A/B/C</td><td>UHF Passive (860-950 MHz)</td></tr>
<tr><td>ISO 18000-7</td><td>UHF Active (433 MHz)</td></tr>
</table>

I.2.4 Avantages et inconvénients de la technologie RFID

La technologie RFID tire son grand avantage, de son fonctionnement sans contact et la non nécessité de champ de vision. Les tags dans ce cas peuvent avoir n'importe quelle orientation. De plus, elle offre une multitude d'avantages comme [5, 6, 8, 9] :

- Flexibilité de l'identification par RFID dans différents environnements (sac, film, plastic...).

- Quantité de données typique (octets) allant de 16 à 64 K, c.-à-d. plus de capacité de stockage, en plus d'une densité de données très élevée.
- Standardisation mondiale.
- Robustesse du matériel RFID : aucune influence de la saleté, poussière et humidité, et insensibilité aux phénomènes environnementaux.
- Les équipements associés ont la possibilité d'être embarqués dans des milieux complexes (corps humain, milieux métalliques et liquides, textile… etc.).
- Vitesse de lecture (incluant la manipulation de support de données) très rapide ~0.5s.
- Temps de réponse des tags très court (100 ms).
- Puissant moyen de suivi et détection en temps réel (Real Time Localization Systems (RTLS)).
- Protection de donnée via la possibilité d'encodage des puces, en plus de l'inviolabilité de la puce, et d'une sécurité de lecture élevée.
- Durée de vie élevée (une dizaine d'année) avec la possibilité de modifier les données.
- Très longue portée dans le cas de la RFID UHF, et dans le cas la RFID active.
- Distance maximale entre le support de données et le lecteur : 0–5m, pour la bande microonde.

Bien que la technologie RFID présente de multiples avantages, et soit conforme aux normes mondiales, il existe toujours une possibilité de divergence en termes de normes, lorsque les tags doivent passer d'une zone géographique à une autre, ce qui constitue le grand inconvénient de cette technologie. D'autres inconvénients existent comme [5, 6, 8, 9] :

- Les interférences des ondes RF et les problèmes de couplages électriques.
- La dégradation de l'efficacité de rayonnement des tags face aux perturbations de l'environnement proche.
- La limitation de largeur de bande.
- Le coût d'achat / lecture, la maintenance des bases de données, et le coût d'impression et de fixation des étiquettes constituant le medium. Ceci n'est pas profitable pour les produits de bas prix.

Le retard de mise en place, et coût supplémentaire. Contrairement à la technologie à code-barres, cette technologie nécessite l'implantation des tags sous deux étapes séparées, la fabrication, ensuite l'attachement du tag au produit à suivre.

I.2.5 Les domaines d'applications de la technologie RFID

La technologie RFID est présente dans plusieurs domaines d'application, facilitant les tâches quotidiennes, et concernent [3] :

- **<u>Les domaines des points d'accès et du paiement</u>** : qui sont en rapport avec le contrôle d'accès dans les bâtiments et la billetterie des transports collectifs. Le tag dans ce type d'application est sous forme de badge [3, 4]. Ce domaine d'applications fait appel à l'utilisation de la technologie RFID en champs proche NFC (Near Field Communication) ; c'est à dire l'utilisation des systèmes à couplage inductifs pour les basses fréquences (LF, 125 kHz-134, 2 kHz) et les hautes fréquences (HF, 13.56 MHz) [4]. Ses principales applications couvrent le paiement par smartphone ou par carte bancaire, la lecture des articles de marchandises, le contrôle d'accès (badges d'entreprise, clefs de voiture, cartes de transport...) [3,5].

Il est à noter que, ce domaine est fortement utilisé grâce à la taille réduite des tags RFID UHF, leur coût de fabrication modérée, la facilité des procédés de réalisation et le débit élevé. De plus la RFID HF en champ proche, offre des portées importantes [6].

- **Le domaine de la traçabilité** : Ce domaine d'application fait appel à l'utilisation de la technologie RFID en champs lointain FFC (Far Field Communication). Ce type de système est utilisé dans le commerce et la gestion des stocks, permettant d'avoir des informations sur l'évolution des stocks, la gestion de la chaîne d'approvisionnement, le suivi et la traçabilité des produits. Il est aussi utilisé dans les aéroports, pour le transfert des bagages, le suivi des véhicules, et le suivi du processus industriels [3, 5]. Dans les applications de traçabilité, l'utilisation des lecteurs fixes est dédiée au contrôle d'accès et à la validation des titres de transport, alors que l'utilisation des lecteurs mobiles se fait pour le scan des articles dans les grandes surfaces [6].
- **Le domaine du service :** Utilisé dans les bibliothèques, dans le but de réguler les prêts et les demandes de livres. De plus, cette application assure la protection de l'objet contre le vol.
- **Le domaine de la santé :** Les applications médicales concernent en premier lieu la sécurité des patients, soit pour avoir des informations sur leur état de santé quand ils sont sous un soin médical précis, ou dans le cas des malades d'Alzheimer qui nécessitent un suivi pour ne pas perdre leur trace, ou pour réduire le taux d'occupation des chambres d'hôpital et suivre les patients chez eux. Les malades dans ce type d'application sont équipés d'un bracelet RFID, transmettant les informations requises [3,8].

Tous les domaines d'applications cités dessus, utilisent le principe de fonctionnement de la technologie RFID [3]. K. Finkenzeller [8], donne des exemples concrets et bien détaillés sur différentes applications de la technologie RFID comme :

- Cartes à puce et les systèmes de paiement sans contact,
- Applications médicales,
- Immobilisation électronique,
- Transport public,
- Applications NFC et contrôle d'accès,
- Passeport électronique,
- Identification des animaux,
- L'automatisation industrielle,
- … Etc.

Une autre application du domaine de la traçabilité, est la localisation dans les environnements indoor, appelée aussi la géolocalisation en intérieur. Cette technologie permet de localiser des objets ou des personnes dans un espace bien déterminé. Elle est appliquée par les entreprises, les centre hospitaliers…etc.

Cette application fait appel à plusieurs technologies comme, GPS (Global Positioning System) et A-GPS (GPS assisté), réseaux locaux sans fil (WLAN) et technologies WSN, Technologies Ultra-Wide Band (UWB), identification par radiofréquence (RFID)…etc. [13]

Les systèmes de localisation indoor, utilisant la technologie RFID, reposent sur le même principe et les mêmes composantes du système RFID : une unité de référence qui désigne le lecteur, et une unité mobile qui désigne le tag. [13]

La détermination de la position de l'objet à suivre est une étape qui se rajoute à ce type de système. Elle est effectuée par des approches et des algorithmes de localisation bien spécifiques, comme la latération, l'angulation, la proximité, RSS… etc. [13]

Les fréquences d'opération et les standards de la technologie RFID, détaillés dans la partie précédente, s'appliquent aux systèmes de localisation RFID indoor.

De plus, tous les systèmes de localisation RFID indoor, peuvent utiliser des dispositifs actifs ou passifs [2]. C'est la méthode ou l'approche de localisation qui détermine les paramètres de ce type de systèmes. Ces points seront détaillés dans le 4ème chapitre.

I.2.6 Les antennes de lecteur RFID

La première classification des antennes de lecteurs RFID peut être faite du point de vue emplacement de l'antenne. Les antennes de lecteurs RFID peuvent être intégrées au dispositif. Dans ce cas, l'antenne du lecteur est imprimée sur la même carte que le module RF, et est utilisée dans la bande HF avec une faible portée. Elles peuvent aussi être séparées du boitier du lecteur. Dans ce cas un support indépendant du lecteur est requis, et plusieurs antennes sont souhaitables pour l'élargissement de la zone de lecture. Ainsi elle peut être utilisée dans une multitude de bande de fréquence [5].

Aussi, la conception des antennes de lecteur RFID doit être en concordance avec les contraintes de leur intégration dans le système en entier, c'est à dire, les dimensions et espace physique alloué à l'antenne, le milieu et l'environnement de l'application, l'orientation de l'antenne, le nombre d'antennes qui implique le coût …etc.

D'autres paramètres de distinction des antennes lecteur, dépendent fortement des caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Ce sont essentiellement : la fréquence de résonnance, la bande passante, la polarisation, le gain et la directivité liées par l'efficacité, et la forme du diagramme de rayonnement.

Plusieurs types d'antennes peuvent être conçue pour des lecteurs RFID. On en cite :

- **<u>Antennes boucle (Loop antennas)</u> [6, 14-16]**

Elles contribuent largement à la miniaturisation de la taille des antennes lecteurs RFID mobiles. Elles visent un fonctionnement à la fois aux champs proche et lointain ; ce dernier pour atteindre de longue plage de lecture).

Elles sont habituellement utilisées dans les systèmes RFID LF et HF. Leur conception consiste à utiliser une boucle multi-tour. Dans la bande UHF, elles sont conçues en boucle spirale.

Une antenne boucle est en principe une antenne dipôle pliée (figure I.9). Elle peut prendre plusieurs formes. La figure I.10 présente les plus courantes :

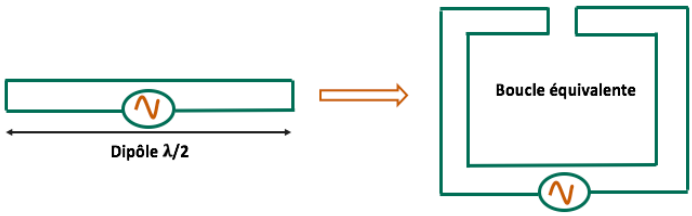


Figure I.9 Equivalence entre un dipôle et une antenne boucle



Figure I.10 Formes des antennes boucle les plus courantes

- **Antennes hélices (Helical antennas) [3, 17-19]**

Dans la plupart des systèmes RFID, l'orientation d'un tag n'est pas connue à l'avance. C'est pourquoi l'utilisation des antennes lecteurs à polarisation circulaire est très répandue dans les environnements où des tags omnidirectionnels doivent être identifiés.

Une antenne hélice est une antenne à polarisation circulaire, qui s'utilise dans les lecteurs portables, en raison de sa taille réduite. Elle se compose d'un fil conducteur enroulée en spirale, en formant un cylindre, alimenté par câble coaxial.

P. V. Nikitin et K. V. S. Rao [17] et S. H. Z. Deen et autres [18], proposent la structure d'une antenne hélice de forme cylindrique pour un lecteur portable (figure I.11).

Y. Zhang et T. Fukusako [19] proposent une petite antenne hélicoïdale rectangulaire mince et plane pour la polarisation circulaire, avec une structure d'alimentation capacitive avec un conducteur arrière. L'intérêt de cette structure d'alimentation est que la partie imaginaire de l'impédance d'entrée peut être facilement contrôlée en faisant varier la capacité.

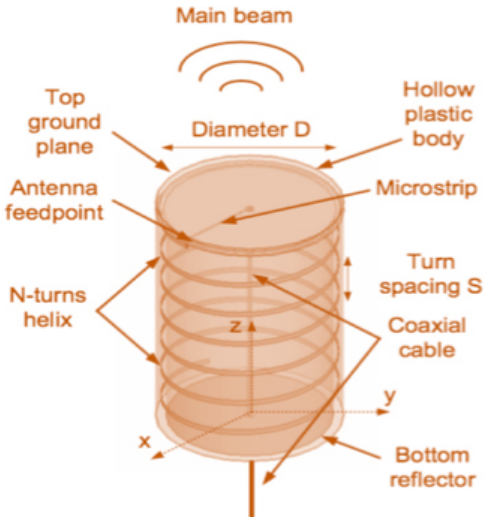


Figure I.11 Antenne hélice de forme cylindrique [17]

- **Antennes Fractales [20-22]**

Les antennes fractales sont largement utilisées dans la conception des antennes grâce à leur contribution à la miniaturisation d'antennes micro-ruban, à l'élargissement de la bande passante et le comportement multi-bande résultant.

Les fractales sont des figures, utilisant deux propriétés géométriques essentielles qui sont :

- L'autosimilarité, qui signifie que toute petite figure ou forme de la fractale, ressemble à la fractale toute entière.
- Le remplissage de l'espace, qui se réfère à une analyse mathématique d'une courbe dont la plage contient l'intégralité du carré d'unité bidimensionnelle, la courbe Peano est un exemple très connu [21].

La conception de ce type d'antennes se fait en étapes ou itération, en commençant par une forme simple (triangle, rectangle, carré ou autres), ensuite, on remplace un morceau de cette forme initiale par la forme entière mais à dimensions plus petites.

De nombreuses structures d'antenne fractales ont été étudiées dans la littérature [21], comme celles de, Sierpinski (figure I.12-(a)), Koch (figure I.12-(b)), Minkowski (figure I.12-(c)) et Hilbert (figure I.12-(d)).

De plus, A. R. Parvathy et T. Mathewa dans [20], et C. Varadhan et autres dans [22] proposent de nouvelles antennes à fentes basées sur des fractales d'arbres imprimées. Le schéma de l'itération de l'arbre fractal conventionnelle est présenté dans la figure I.12-(e).



(a) Sierpinski *(b) Koch* *(c) Minkowski* *(d) Hilbert* *(e)* Fractales d'arbres

Figure I.12 Exemple de quelques antennes fractales [20-22]

Seules quelques types d'antennes pouvant être utilisées dans les lecteurs RFID ont été détaillées. D'autres ; comme les antennes sectorielles ou sectorisée [23], les antennes basées sur la technologie des ondes acoustiques de surface (SAW) [24], les antennes à base de méta-matériaux [25] … peuvent aussi être utilisées et fournissent des résultats très prometteurs, surtout pour les applications de localisation.

Cependant, les antennes micro-ruban ont dominé le marché des antennes RFID en général et des antennes du lecteur en particulier. La technologie associée à ce type d'antennes ; qui se trouve à la base de la plupart des antennes cité au-dessus, souffre de quelques limitations, surtout au niveau de la bande passante et du gain. Plusieurs techniques de conception ont été employées pour y remédier parmi lesquelles on trouve :

- Ajout des fentes dans l'élément rayonnant de l'antenne [26]
- Application des DMS (Defected microstrip Structure) à l'élément rayonnant [27]
- Application des DGS (Defected Ground Structure) au plan de masse [28, 29]
- Application des EBG (Electromagnétique Band Gap) au substrat diélectrique [30]
- La mise en réseau des patchs [31]
- …etc

I.3 Cahier de charges et objectifs de la thèse

Dans ce chapitre, une description détaillée des systèmes RFID et ses composantes a été faite. Etant utilisée dans les systèmes de localisation dans les environnements indoor, nous avons choisi cette technologie comme application.

Dans les applications de localisation indoor, l'antenne de lecteur doit être en accord avec les exigences du système (l'approche et le scénario de localisation, la forme du diagramme de rayonnement, la bande passante …etc.). De plus, la précision (en d'autres termes la suppression des interférences) est un point très important dans la qualification d'une antenne lecteur de localisation indoor, en l'occurrence, un choix pertinent du type de l'antenne s'impose.

L'objectif de cette thèse porte sur la conception d'une antenne pour lecteur RFID, qui peut rayonner dans plusieurs directions de l'espace à la fréquence 2,45GHz, afin de balayer le maximum d'un environnement indoor. L'antenne finale pourrait ainsi, être intégrée dans les systèmes de localisation indoor avec des spécifications qui sont fixées dans le cahier de charges.

En effet, divers facteurs peuvent affecter le comportement de l'antenne dans son environnement de rayonnement. Dans le but de les étudier et d'aboutir à une antenne qui répond exactement aux exigences fixées, le respect des étapes de conception est primordial. Nous rappelons, la technologie utilisée, les

performances souhaitées, les techniques à développer pour améliorer ces performances, tout ceci en veillant à proposer des dimensions réduites capables d'être intégrées dans différents dispositifs, particulièrement les dispositifs portables.

Notre intérêt a porté principalement sur les points que nous jugeons essentiels pour répondre au cahier de charges, qui sont :

- L'Etude de la structure micro-ruban et des paramètres d'une antenne patch pour bien saisir le principe de son rayonnement.
- Les techniques d'amélioration des paramètres d'adaptation des antennes patch, comme les fentes et les plans de masse réduit.
- Les techniques d'amélioration des paramètres de rayonnement en champs lointain des antennes patch, comme la mise en réseau pour l'amélioration du gain, et l'étude des diagrammes de rayonnement de différents types d'antennes.

Le tableau suivant résume les critères et spécifications fixés par le cahier de charges de cette thèse :

Tableau I-3 - Critères et spécifications fixés pour le cahier de charges

Spécification	Désignations à respecter
Technologie de conception	La technologie Micro-ruban
Fréquence de résonnance	2,45 GHz
Substrat diélectrique	- Epoxy FR-4 : - Permittivité relative : 4,4 - Epaisseur : h = 1,6mm - Tangente de pertes ou pertes tangentielle : 0,02
Rayonnement	Directionnel
Bande	Etroite : > 4% (équivalente à 60 MHz au minimum)
Grandeurs paramètres de rayonnement en Champ lointain	Gain : min 7dB Directivité : aux alentours de 11dB (permet d'avoir une efficacité supérieure à 50%)

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une description détaillée des systèmes RFID et ses composantes a été faite. Etant utilisée dans les systèmes de localisation dans les environnements indoor, nous avons choisi cette technologie comme application.

Ce type d'application ou de système utilise les mêmes bandes de fréquences allouées à la technologie RFID. Nous allons travailler sur la bande microonde 2,45GHz. De plus, les techniques de localisation dans les environnements indoor sont très nombreuses, ce qui offre un large choix du type de l'antenne lecteur à concevoir.

Nous détaillerons plus loin, les systèmes de localisation RFID indoor, ainsi que le choix du type de l'antenne que nous allons concevoir.

Dans le chapitre suivant, nous allons faire une étude paramétrique de certaines composantes de l'antenne micro-ruban, sur lesquelles nous nous somme basées pour toutes les conceptions des antennes et la conception de l'antenne lecteur proposée, pour des applications de localisation indoor.

I.5 Références du chapitre 1

[1] Anthony GHIOTTO, “Conception d’antennes Tags RFID UHF, application à la réalisation par jet de matière”, Thèse de doctorat for the Degree of Doctor of Philosophy, L’Institut polytechnique de Grenoble, France, 26 Novembre 2008.

[2] Jiaqing Wu, “Three-Dimensional Indoor RFID Localization System”, A thesis for the Degree of Doctor of Philosophy, at the University of Nebraska, United states, December, 2012.

[3] Narcisse Raimbault, “ Antenne hélice compacte directive à polarisation circulaire pour dispositif RFID”, Hal Archives, Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, France, 19 Mars 2015

[4] Y. Duroca and S.Tedjinib, “RFID: A key technology for HumanityLa RFID : une technologie clé au service de l'humanité”, Science direct Articl, Published by Elsevier, Volume 19, Issues. 1–2, pp. 64-71, January–February 2018, https://doi.org/10.1016/j.crhy.2018.01.003

[5] Mondher DHAOUADI, “Conception et optimisation des antennes RFID UHF”, Hal Archives, Thèse de doctorat, Université de Carthage, Tunisie, 2014

[6] Mossaab DAIKI, “Contribution au développement d’antennes lecteur champ proche pour les systèmes RFID UHF passifs”, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France, 17 Mars 2015.

[7] Depphine Bechevet, “Contribution au développement des tags RFID UHF et et microondes sur matériaux plastiques”, Thèse de doctorat, Institut Nationnal Polytechnique de Genoble, France, 9 Décembre 2005.

[8] K. Finkenzeller, “RFID Handbook: Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications”, 1999, John Wiley & Sons, Ltd.

[9] S. M. Roy et N. C. Karmakar, “Introduction to RFID Systems”, Handbook of Smart Antennas for RFID Systems, John Wiley & Sons, Inc, pp. 13, 2011, 10.1002/9780470872178.ch2

[10] M. Bolic, D. Simplot-Ryl, and Ivan Stojmenovic, “Cryptographic Approaches for Improving Security and Privacy Issues of RFID Systems”, Chapter in RFID Systems: Research trends and challenges, July 2010, John Wiley & Sons Ltd.

[11] http://www.rfidjournal.com/

[12] M. Moser, S. Ryf, M. Meier, A. Nagel, R. Burgherr, M. Fitzpatrick, K. Schuppisser, D. Scherrer, L. Hilty, B. Rudin, B.Maurer et J-M. Vögele, “Nécessité d’action en rapport avec la technologie RFID”, Rapport élaboré en réponse au postulat Allemann 05.3053, Département fédéral de l’intérieur DFI, Office fédéral de la santé publique OFSP et Unité de direction Protection des consommateurs, 9 mars 2005, www.bag.admin.ch/rfid-bericht.

[13] L. Bràs, N. B. Carvalho, P. Pinho, L. Kulas and K. Nyka, “A Review of Antennas for Indoor Positioning Systems”, Review Article, Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2012, Article ID 953269, 14 pages doi:10.1155/2012/953269

[14] A. Petrariu, A. Lavrici and E. Coca, “Design of an High Frequency RFID Multi-Loop Antenna for Applications in Metallic Environments”, Advances in Electrical and Computer Engineering, Vol. 18, Num. 2, pp. 35-40 2018 , Doi : 10.4316/AECE.2018.02005

[15] L. X. zheng, X. Zeming, and C. Xuanliang, “A Compact RFID Reader Antenna for UHF Near-Field and Far-Field Operations”, Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2013, Article ID 961042, 5 pages, http://dx.doi.org/10.1155/2013/961042

[16] P. Turalchuk, I. Munina, M. Derkach, O. Vendik, and I. Vendik, “Electrically Small Loop Antennas for RFID Applications”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 14, pp. 1786 – 1789, 17 April 2015, Doi : 10.1109/LAWP.2015.2423854

[17] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, “Helical antenna for handheld UHF RFID reader,” in Proceedings of the 4th Annual IEEE International Conference on RFID (RFID ’10), pp. 166-173, Orlando, Fla, USA, April 2010.

[18] S. H. Zainud-Deen, H.A. Malhat and K.H. Awadalla, “Octafilar Helical Antenna for Portable UHF-RFID Reader”, International Journal of Radio Frequency Identification and Wireless Sensor Networks, Intech open access publisher, Vol. 1, No. 2, pp. 13-20, 2011.

[19] Y. Zhang and T. Fukusako, “Design of circularly polarized low-profile and slender antenna with a helical element,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 523–526, 2012.

[20] A. R. Parvathy and T. Mathewa, “A Printed Tree Fractal Based Cross Slot Antenna for 2.45GHz”, 7th International Conference on Advances in Computing & Communications, ICACC-2017, 22-24 August 2017, Cochin, India, Sciences Direct, Procedia Computer Science 115 (2017), pp. 80–86

[21] I. Ganesan and P. Iyampalam, “A Review of Ultra-Wideband Fractal Antennas”, Proceedings of the 2nd International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT 2018), IEEE Xplore, 20-21 April 2018, pp. 1408-1412, Doi: 10.1109/ICICCT.2018.8473118

[22] C. Varadhan, J. Kizhekke Pakkathillam, M. Kanagasabai, Ra. Sivasamy, R. Natarajan, and S. K. Palaniswamy, “Triband Antenna Structures for RFID System Deploying Fractal Geometry”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, Vol. 12, pp. 437-440, 2013, Doi : 10.1109/LAWP.2013.2254458

[23] J. Werner, J. Wang, A. Hakkarainen, N. Gulati, D. Patron, D. Pfeil, K. Dandekar, D. Cabric, and M. Valkama, “Sectorized Antenna-based DoA Estimation and Localization : Advanced Algorithms and Measurements”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 33, Issue. 11, November 2015, pp. 2272-2286, DOI: 10.1109/JSAC.2015.2430292

[24] M. Brandl and K. Kellner, “Position Estimation of RFID based Sensors using Passive SAW Compressive Receivers”, Science Direct Procedia Engineering 87 (2014) 1263 –1265

[25] J. Bonache, G. Zamora, F. Parede, S. Zuffanelli, P. Aguilà, and F. Martin, “Application of metamaterials in near field UHF-RFID readers”, IEEE proceeding of the 10th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics-Metamaterials, 17-22 September 2016, Crete, Greece, pp. 64-66, Doi: 10.1109/MetaMaterials.2016.7746437

[26] J. Guo, J. Ouyang, Y. Yan, S. Zhang and L. Zhuang, “Compact Circular Polarization Antenna Based on Slot Structure for UHF RFID Handheld Reader”, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 8-13 July 2018, Pages: 331-332, Boston, MA, USA 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608323

[27] C. Ding, Y. J. Guo, P. Y. Qin, T. S. Bird, and Y. Yang, “A Defected Microstrip Structure (DMS)-Based Phase Shifter and Its Application to Beamforming Antennas”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol. 62, No. 2, pp. 641-651, February 2014

[28] M. K. Khandelwal, B. K. Kanaujia, and S. Kumar, “Defected Ground Structure: Fundamentals, Analysis, and Applications in Modern Wireless Trends”, Hindawi International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2017, Article ID 2018527, 22 pages https://doi.org/10.1155/2017/2018527

[29] M. H. Ariff, I. Ismarani and N. Shamsuddin, “Microstrip Antenna based on Rectangular Patch with Arms and Partial Ground Plane for UHF RFID Readers”, IEEE proceeding of the 6th Control and System Graduate Research Colloquium, Aug. 10-11, UiTM, Shah Alam, Malaysia, pp. 61-65, Doi : 10.1109/ICSGRC.2015.7412465

[30] T. A. Elwi, “A Slotted Lotus Shaped Microstrip Antenna based an EBG Structure”, Journal of Material Sciences & Engineering, Vol. 7, Issue. 2, pp. 1-15, 2018, Doi : 10.4172/2169-0022.1000439

[31] A. Buffi, A. A. Serra, P. Nepa, H-.T. Chou, and G. Manara, “A Focused Planar Microstrip Array for 2.4 GHz RFID Readers”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol. 58, No. 5, May 2010, pp. 1536-1544

CHAPITRE II
Les antennes micro-ruban et leurs applications

II.1 Introduction

Dans tout système RFID, l'antenne constitue l'élément clé de la communication entre le tag et le lecteur. Elle assure l'émission et la réception des informations, sous forme d'ondes électromagnétiques, nécessaires à l'identification et au suivi des personnes et des objets, en faisant la conversion de l'énergie électrique en énergie électromagnétique et vice versa. Son rayonnement renseigne de manière précise sur le type d'application pour lequel elle peut être déployée.

Les systèmes RFID sont utilisés dans les systèmes de localisation et font appel à l'utilisation des APM (Antenne Patch Micro-ruban). La manipulation et l'étude de leurs paramètres peut faciliter le choix de l'antenne à utiliser dans une méthode de localisation déterminée (DoA, AoA, Proximité, RSS, KNN…etc.), en outre, l'optimisation de la bande passante et des paramètres du champ lointain est un point très important dans la détermination du type d'antenne à utiliser pour aboutir aux performances souhaitées.

Le but de ce chapitre est d'analyser para-métriquement l'impact de la modification de certains éléments, comme le patch et le plan de masse, et l'effet des paramètres de la structure d'une APM sur les caractéristiques d'adaptation et de rayonnement.

Après une coutre introduction et une présentation des APM dans la première section, une étude de l'impact de l'insertion des fentes sur les caractéristiques de rayonnement sera effectuée dans la deuxième section. Cette étude comprendra plusieurs formes de fentes dans différentes positions dans une APM rectangulaire, dans deux bande différentes (la bande ISM et la bande UHF).

Dans la troisième section de ce chapitre, une étude paramétrique de l'impact de la diminution des dimensions du plan de masse sur l'amélioration du comportement fréquentiel d'une APM rectangulaire, ses paramètres d'adaptation et son efficacité sera effectuée. Cette partie vise à montrer que les plans de masse partiels ou réduits, ne nécessitent pas l'utilisation de formes périodiques complexes pour l'amélioration des caractéristiques de rayonnement. Plusieurs configurations avec et sans fentes ont été étudiées dans cette section.

Les outils de simulations utilisés pour la conception des antennes qui seront étudiées dans ce chapitre sont les deux simulateurs électromagnétiques HFSS et CST.

II.2 Généralité sur les Antennes Patch Micro-ruban (APM)

II.2.1 Les antennes patch micro-ruban

II.2.1.1 Structure d'une APM

Les antennes imprimées ou micro-ruban, sont des éléments planaires, réalisées par gravure d'un circuit imprimé. Elles sont constituées d'un fin conducteur métallique de forme quelconque appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique qui est couvert sur sa face inférieure d'un plan conducteur entièrement métallisé appelé plan de masse (PM). Ce dernier peut être de dimensions finies (dans ce cas les mêmes dimensions du substrat) ou de dimensions infinies [1-4]. Dans la plupart des cas, le type de métallisation et l'épaisseur du plan de masse sont identiques à ceux de l'élément rayonnant. La figure II.1 suivante donne les différentes composantes d'une structure micro-ruban.

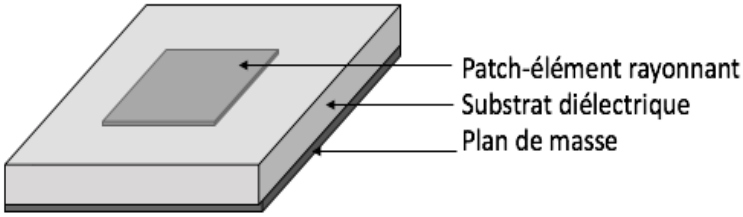


Figure II.1 Structure et composants d'une antenne patch micro-ruban [1-4]

L'élément rayonnant peut prendre différentes formes géométriques, la plus courante est la forme rectangulaire vu sa simplicité et la facilité de sa réalisation [1-4]. La figure II.2 présente les formes classiques d'une APM qui ont été testées et réalisées dans la littérature. Ces différentes formes standards ont évolué suivant les besoins, en des formes par itérations (antennes fractales), en réseau (linéaire ou circulaire) …etc.

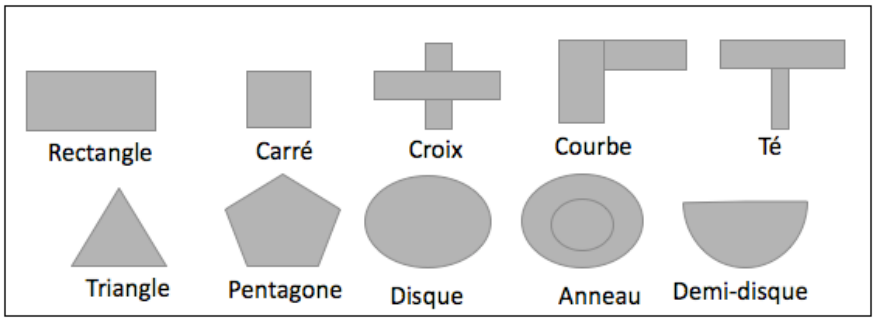


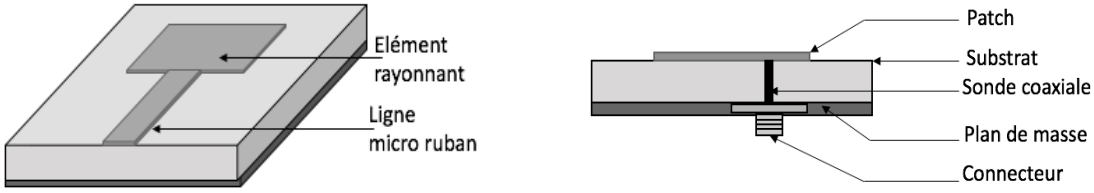
Figure II.2 Les différentes formes d'un élément rayonnant [3,4]

II.2.1.2 Les techniques d'alimentation d'une APM

La technique et la méthode d'excitation est un point très important dans la conception d'une APM. Elle dépend des exigences de l'intégralité du système et parfois du cahier de charge de la conception. L'excitation ou l'alimentation d'une antenne a un impact direct sur le comportement fréquentiel et les performances du système. Il existe deux principaux types d'alimentations des APM :

a. <u>Alimentations par contact</u> :

- **Par une ligne micro ruban :** elle consiste en la connexion directe de l'élément rayonnant à la ligne micro-ruban (figure II.3(a)) sur un seul substrat. Il est possible de ramener le point de jonction de la ligne et le patch vers un autre point pour obtenir la résonance souhaitée (technique des encoches). Cette technique est souvent utilisée pour l'adaptation de l'antenne. Une ligne micro-ruban est gravée sur la même face ou l'élément rayonnant est gravé, et elle permet la mise en réseau de plusieurs éléments rayonnants [1-8].
- **Par une sonde coaxiale :** elle consiste en deux connecteurs. Le connecteur interne qui est soudée à l'élément rayonnant et qui traverse le substrat, et son conducteur externe qui est relié directement au plan de masse (figure II.3(b)). L'avantage de cette technique est qu'elle est moins encombrante et qu'elle permet la réduction de la taille totale de l'antenne. De plus, l'emplacement de la sonde peut être à n'importe quel endroit, et peut dans certains cas aider à améliorer les caractéristiques de rayonnement. Cependant, cette méthode peut déformer le diagramme de rayonnement dû à l'ajout des réactances qui augmentent la fréquence [1,3-5,9,10].



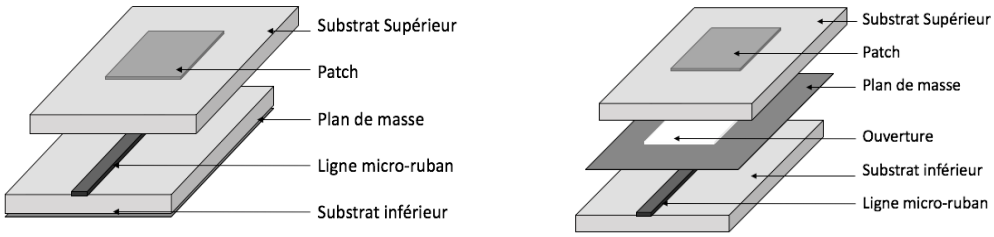
(a) Alimentation par ligne micro-ruban *(b) Alimentation par sonde coaxiale*

Figure II.3 Les techniques d'alimentation par contact

b. <u>Alimentation par proximité</u> :

- **<u>Par couplage électromagnétique</u> :** Appelée aussi alimentation couplée par proximité, elle est réalisée à partir de deux substrats superposés de types différents. L'élément rayonnant est imprimé sur le substrat supérieur et la ligne micro-ruban est imprimée sur le substrat inférieur (figure II.4(a)). Afin de concentrer le champ électromagnétique entre le plan de masse et la ligne d'alimentation, la valeur de la permittivité relative du substrat inférieur doit être supérieure à celle du substrat supérieur. Cette méthode d'alimentation nécessite une haute précision dans la fabrication pour que les deux substrats soient bien alignés. Cependant, elle reste une technique très intéressante puisqu'elle permet la suppression du rayonnement parasite de la ligne d'alimentation et permet ainsi d'obtenir de bonnes caractéristiques d'adaptation en plus d'une bande passante plus large, au détriment de l'épaisseur de l'antenne qui devient élevée [1,4,5,10].
- **<u>À travers une ouverture dans le plan de masse (PM)</u>** : Dans cette technique les deux substrats inférieur et supérieur, contenant respectivement la ligne d'alimentation et le patch, sont séparés par le plan de masse dans lequel une ouverture est insérée (figure II.4(b)). Cette ouverture permet de coupler la ligne micro-ruban à l'élément rayonnant. Comme dans le cas de l'alimentation par couplage, la permittivité relative du substrat inférieur, doit être plus élevée que celle du substrat supérieur, afin d'optimiser le rayonnement [1,4,5,10,11].

En plus de l'épaisseur de l'antenne qui est relativement élevée, les multicouches rendent cette technique d'alimentation difficile à réaliser. Elle peut être à l'origine d'un rayonnement arrière causé par l'absence d'un plan de masse sous le substrat inférieur. Par contre, cette technique permet l'intégration facile des éléments actifs dans la structure et permet aussi l'élargissement de la bande passante.



(a) Alimentation par couplage électromagnétique *(b) Alimentation par ouverture dans le PM*

Figure II.4 Les techniques d'alimentation par proximité

II.2.2 Les paramètres de rayonnement fondamentaux d'une APM

Dans un système électronique ou de télécommunications, l'antenne est un élément très important dans la chaine de communication correspondante, que ce soit dans la chaine de réception ou celle d'émission.

En effet, elle est l'unique élément qui peut transmettre des informations à partir de la diffusion d'ondes électromagnétiques par rayonnement. Ces ondes porteuses d'informations se propagent dans

l'espace libre dans des directions privilégiées en fonction du type, de la géométrie et de la forme de l'antenne utilisée ; sous forme de puissance qui est captée partiellement ou totalement par une autre antenne de réception, qui la transforme à son tour en énergie électrique. Cette énergie sera par la suite extraite par le récepteur sous forme d'informations utiles [1,4,12]. Ceci constitue le phénomène physique, réversible, de toute antenne dans une chaine de communication utilisée en émission ou en réception.

Obéissant au même principe, dans la plupart des systèmes de communication sans fil, les caractéristiques géométriques et matérielles de toutes les composantes de l'antenne micro-ruban, sont privilégiées par rapport aux autres caractéristiques. Ils concernent généralement les paramètres de substrat, du plan de masse et de l'élément rayonnant.

Leur optimisation aide à obtenir de bonnes performances, que ce soit au niveau du fonctionnement général de l'intégralité du système dans lequel l'antenne est insérée, ou au niveau du comportement électrique et électromagnétique de l'antenne seule. Ce comportement ne peut être analysé qu'à travers les caractéristiques d'adaptation et de rayonnement de l'antenne. Dans la partie suivante nous allons présenter ces caractéristiques [1,3,4,13- 15].

II.2.2.1 Les caractéristiques d'adaptation d'une antenne

II.2.2.1.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une APM (Z_{in}) est l'impédance vue par la ligne d'alimentation à l'entrée de l'antenne. C'est le premier paramètre associé à l'adaptation de l'antenne. Sa connaissance permet l'optimisation du transfert d'un maximum de puissance (puissance fournie ou d'alimentation P_a) à l'élément rayonnant.

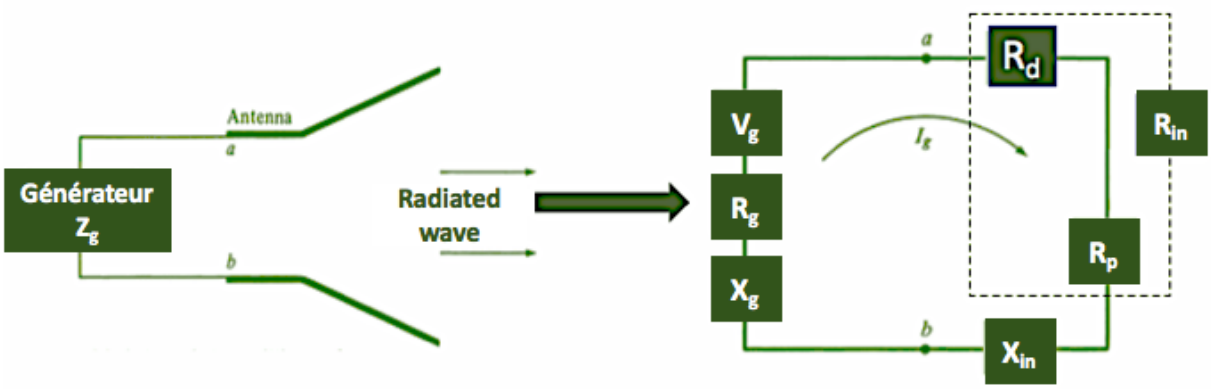


Figure II.5 Schéma équivalent d'une antenne en transmission

Dans le cas des antennes patch, Z_{in} est le plus souvent influencé par la présence des objets métalliques environnant, qui produisent l'apparition des impédances mutuelles. Dans cette partie ; l'analyse des formules de l'impédance d'une APM, ne concerne que l'élément rayonnant en absence de tout autre élément métallique. La figure II.5 illustre le modèle électrique d'une antenne de transmission et son équivalent en circuit de Thevenin [4].

D'un point de vue électrique, une antenne est caractérisée par son impédance complexe Z_a exprimée par :

$$Z_a = Z_{in} = R_a + X_a \qquad \textit{(Eq.II.1)}$$

Avec :

- X_a : la partie imagine qui est liée à la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne et due aussi à la différence de déphasage produit en ses bornes
- R_a : la partie réelle qui traduit la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement (R_d) et des pertes dans la structure de l'antenne (R_p). Ces pertes peuvent être non négligeables dans certains cas, ceci en fonction de la géométrie de l'antenne et des paramètres du matériau. Elles concernent les pertes par effet joule ou par la propagation des ondes de surface (généralement liées aux pertes de conduction et du diélectrique) :

$$R_a = R_{in} = R_d + R_p \qquad \textit{(Eq.II.2)}$$

Z_{in} peut être exprimée en fonction du coefficient de réflexion, que nous allons définir dans la suite, par la formule suivante :

$$Z_{in} = \frac{1 + S11}{1 - S11}(|\Gamma|) \qquad \textit{(Eq.II.3)}$$

II.2.2.1.2 La fréquence de résonance

La fréquence de résonance d'une APM est la fréquence à laquelle l'antenne transforme le plus efficacement possible le maximum de la puissance entre la ligne d'alimentation qui produit les oscillations électriques et l'élément rayonnant qui produit les ondes radio.

Dans tous les travaux de cette thèse, la fréquence de résonance considérée est 2,45GHz qui appartient à la bande ISM (industriel, scientifique et médical).

II.2.2.1.3 Le coefficient de réflexion

Si l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation est Z_0, considérée comme étant un générateur, et que l'impédance d'entrée de l'antenne est Z_a, le signal se réfléchit à l'entrée avec un coefficient Γ, dont l'expression est donnée par :

$$\Gamma = \frac{Z_a\text{-}Z_0}{Z_a + Z_0} \qquad \textit{(Eq.II.4)}$$

En effet, une ligne de transmission fournit de la puissance à l'antenne pour assurer son rayonnement. Lorsque l'onde incidente se propageant dans la ligne d'alimentation atteint le patch, une partie de l'intensité de cette onde est réfléchie, avec un coefficient de réflexion Γ (défini ci-dessus) et l'autre partie est transmise avec un coefficient de transmission T. Ces deux coefficients sont reliés par :

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \qquad \textit{(Eq.II.5)}$$

Sur une bande de fréquence donnée, une petite valeur du coefficient de réflexion, signifie qu'une grande partie du signal est transmise dans le milieu de propagation cible qui est l'antenne. Ceci traduit l'adaptation de l'antenne. Le coefficient de réflexion s'exprime en dB, par la formule :

$$S11(dB) = 20log(|\Gamma|) \qquad \textit{(Eq.II.6)}$$

II.2.2.1.4 Le taux d'onde stationnaire

Lorsqu'une désadaptation et une non uniformité du champ électromagnétique se présente dans la ligne d'alimentation, l'onde réfléchie à l'entrée de l'antenne s'additionne à l'onde incidente, ce qui conduit à l'apparition d'une onde stationnaire le long de la ligne. Celle-ci n'est pas constante et produit des valeurs maximales et minimales (en tension ou en courant).

Le ROS/TOS (Rapport/Taux d'Onde Stationnaire), ou encore SWR (Standing Wave Ratio), caractérise et quantifie alors le signal aux bornes de l'élément rayonnant, il renseigne davantage sur l'adaptation de l'antenne. Il est défini par le rapport entre l'amplitude maximal et l'amplitude minimale de l'onde stationnaire, et est relié au coefficient de réflexion par :

$$\mathrm{SWR} = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \qquad \textit{(Eq.II.7)}$$

Le SWR peut être exprimé en termes de tension (VSWR) ou de courant (ISWR). Il est toujours supérieur à 1.

A une fréquence de résonance donnée, on admet qu'une bonne adaptation est atteinte lorsque le coefficient de réflexion S11 est inférieur à -10dB, ce qui correspond à une efficacité de plus de 90% et un ROS inférieur à 2.

II.2.2.1.5 La bande passante

La bande passante d'une APM, en émission ou en réception, est définie comme étant la gamme des fréquences autour de la fréquence de résonance.

La bande passante d'une APM diffère d'une application à une autre, selon les exigences du système et selon la distance de lecture dans le cas de la RFID.

La bande passante est calculée à travers la formule suivante :

$$BP = \frac{f_{max}\text{-}f_{min}}{fr}\ (\%) \qquad \textit{(Eq.II.8)}$$

Où f_{min} et f_{max} sont respectivement la fréquence minimale et maximale à -10dB et fr la fréquence de résonnance. La valeur de la bande passante est obtenue à partir du coefficient de réflexion et peut être donnée en % ou en Hertz.

II.2.2.2 Les caractéristiques de rayonnement

II.2.2.2.1 La polarisation

La polarisation d'une antenne est donnée par la direction du vecteur du champ électrique E de l'onde émise de l'antenne. Les formes de polarisation les plus connues sont : la polarisation linéaire et la polarisation circulaire. Elles dérivent de la polarisation elliptique, dans laquelle le vecteur du champ E change de direction sur deux plans en fonction du temps. La figure II.6 résume les types de polarisation d'une antenne.

- **Polarisation linéaire** : Dans ce type de polarisation, l'axe de l'ellipse est égal à zéro et le vecteur du champ électrique en un point fixe de l'espace garde une direction donnée dans le temps, bien que son amplitude puisse être variable. Ainsi, une antenne à polarisation linéaire rayonne entièrement dans un seul plan contenant la direction de propagation. Ce type de polarisation peut prendre deux formes qui peuvent s'employer séparément avec une seule composante ou simultanément avec deux composantes linéaires orthogonales : verticale (V), où le champ électrique est perpendiculaire à la surface de la terre, et horizontale (H), où le champ électrique est parallèle à la surface de la terre.
- **Polarisation circulaire** : Dans ce type de polarisation, les deux axes de l'ellipse sont égaux au rayon du cercle décrit par le champ, et la direction du vecteur du champ électrique varie dans le temps sur les deux plans. L'onde transmise de l'antenne a deux composantes linéaires orthogonales de même amplitude et la différence de phase temporelle est un multiple impair de 90 °.

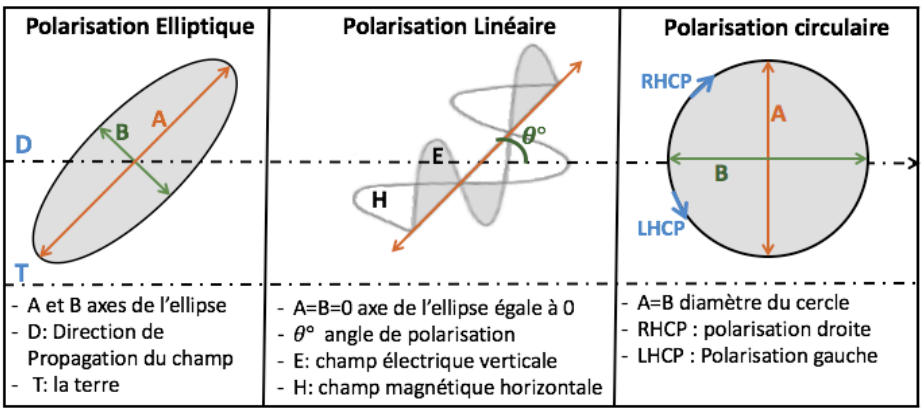


Figure II.6 Les différents types de polarisation d'une APM

On différencie entre deux types de polarisation circulaire :

- **RHCP** (right-hand-circular polarization) : La polarisation circulaire « droite » si la rotation du champ est dans le sens des aiguilles d'une montre.
- **LHCP** (left-hand-circular polarization) : La polarisation circulaire « gauche » si la rotation du champ est dans le sens antihoraire.

Dans une application donnée, choisir le type de polarisation à utiliser ne doit pas être arbitraire. Par exemple pour les systèmes RFID, le choix entre la polarisation linéaire et circulaire peut produire une énorme différence.

En effet, une antenne à polarisation linéaire diffuse une onde radio sur un seul plan, c'est pour cette raison que l'orientation du tag doit être sur le même plan que le lecteur, pour obtenir la lecture la plus cohérente possible. Dans ce cas, puisque l'émission est concentrée, la portée de lecture est beaucoup plus importante que dans le cas d'utilisation de lecteur/tag à polarisation circulaire. En effet, cette dernière produit une perte de 3dB résultante de la diffusion des ondes électromagnétiques sur deux plans en effectuant un tour complet de 360° en une seule longueur d'onde, même si l'orientation des étiquettes est moins critique. Toutefois, elle est idéale pour les applications des antennes radar et les antennes des télécommunications spatiales. Plusieurs méthodes et techniques ont été étudiées et testées dans la littérature mettant en œuvre la polarisation circulaire [16-18].

II.2.2.2.2 La puissance rayonnée

La puissance rayonnée traduit la transmission de l'énergie fournie par l'alimentation à l'espace libre par l'intermédiaire d'un ou plusieurs éléments rayonnants. Elle est reliée à la puissance d'alimentation Pa (c'est aussi la puissance rayonnée par une antenne quelconque, dont le centre est placé au centre d'un repère sphérique et connectée à une source qui lui fournit une puissance électrique Pa).

La puissance fournie à une surface élémentaire située à une distance R par unité d'angle solide Ω dans une direction quelconque (θ, ϕ) est exprimée par la relation suivante :

$$P_{ray}(\theta,\phi) = \frac{P_a}{4\pi R^2} \qquad \textit{(Eq.II.9)}$$

P_{ray} peut être aussi exprimée en fonction de l'efficacité du rayonnement η reliée au paramètre électrique de l'antenne. η est le rapport entre la puissance dissipée par la résistance de rayonnement et la puissance totale dissipée :

$$P_{ray} = \eta . P_a = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_p} . P_a \qquad \textit{(Eq.II.10)}$$

Avec : R_{ray} est la résistance de rayonnement et R_p est la résistance de pertes par effet joule et par conduction.

II.2.2.2.3 Le diagramme de rayonnement (DR)

A l'exception des antennes omnidirectionnelles ; toute APM a un rayonnement non uniforme dans l'espace. Il dépend de ses paramètres géométriques et matériels, et est parfois influencé par la présence d'autres éléments métalliques au voisinage de l'élément rayonnant. C'est pourquoi sa connaissance est très importante pour l'analyse du rayonnement de l'antenne et la détermination de son comportement.

Ce rayonnement peut être traduit par le diagramme de rayonnement (DR) de la puissance rayonnée en champs lointain. Il renseigne sur les champs électromagnétiques rayonnés par l'antenne. Il peut être présenté en 2D ou en 3D.

Dans le cas des antennes à polarisation linéaire, le DR est contenu dans les plans E et H qui désigne respectivement, les vecteurs des champs électrique et magnétique dans la direction maximale du rayonnement.

La figure suivante donne une représentation graphique qui résume les paramètres d'un DR :

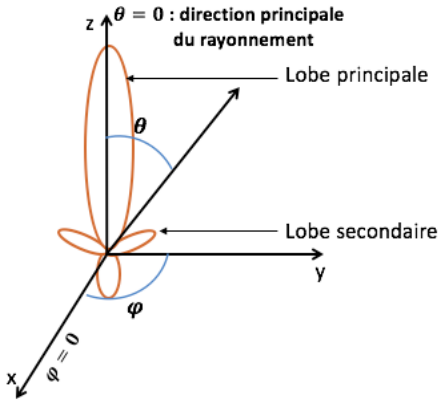


Figure II.7 Diagramme de rayonnement d'une APM

II.2.2.2.4 La directivité, le gain et l'efficacité

La directivité d'une APM traduit, la manière dont l'antenne concentre son rayonnement dans une ou des directions bien privilégiées. Elle indique les directions de rayonnement optimales de l'antenne en comparaison avec l'antenne isotrope.

La directivité dans une certaine direction (θ,φ), est définie par le rapport entre la puissance rayonnée par cette antenne (P_{ray}) dans cette direction et la puissance totale par angle solide que rayonnerait une antenne isotrope de référence ($P_{isotropique} = P_0/4\pi$). Elle s'exprime comme suit :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi . \frac{P_{ray}(\theta, \varphi)}{P_0} \qquad \textit{(Eq.II.11)}$$

$P_0 = \Sigma\ P\ (\theta, \varphi)$ correspond à la puissance rayonnée totale, qui est égale à la somme des puissances rayonnées dans toutes les directions de l'espace.

Quant au gain dans une certaine direction (θ,φ), il traduit la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans cette direction. Il est défini par le rapport de la puissance rayonnée (P_{ray}) dans cette direction et la puissance acceptée par l'antenne qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes dans la direction de rayonnement maximale, c'est à dire avec une puissance identique à la puissance fournie par l'alimentation (P_a) de cette antenne. Le gain en dBi s'exprime par la formule suivante :

$$G(\theta,\varphi) = 4\pi.\frac{P_{ray}(\theta,\varphi)}{P_a} \qquad \textit{(Eq.II.12)}$$

Le gain et la directivité d'une APM sont reliés par le rendement ou l'efficacité de l'antenne qui traduit la perte à l'intérieur de l'antenne. Elle s'exprime par :

$$G(\theta,\varphi) = \eta\, D(\theta,\varphi) \qquad \textit{(Eq.II.13)}$$

II.2.3 Avantages et inconvénients des APM

Les APM sont utilisées dans de nombreuses applications, vu leur facilité d'intégration dans la plupart des circuits électroniques, leur faible poids et volume réduit. Elles présentent beaucoup d'avantages comme [14,15, 19-21] :

- Faible cout de fabrication
- Simplicité et robustesse
- Possibilité de personnaliser le type de polarisation
- Possibilité d'avoir des antennes multi bandes et multi polarisations
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit)
- Opportunité de reconfiguration
- Possibilité de fabrication simultanée des réseaux d'alimentation et d'adaptation avec l'antenne

Cependant elles présentent aussi des inconvénients. On en cite [14-18] :

- Bande passante étroite
- Gain généralement faible
- Rayonnement dans le demi-plan uniquement
- Perte de rayonnement par ondes de surfaces
- Faible efficacité de rayonnement

Afin de pallier aux limitations de la technologie micro-ruban, en particulier l'adaptation, la bande passante et le gain, plusieurs méthodes peuvent être utilisées. C'est dans ce sens que nous orientons nos travaux et étudions l'impact de l'ajout des fentes dans l'élément rayonnant et/ou de la réduction des dimensions du plan de masse sur les caractéristiques de rayonnement d'une APM élémentaire. Ceci fera l'objet de la section suivante.

II.3 Application aux Antennes Patch Micro-ruban

Dans une antenne patch micro-ruban (APM), la manipulation et l'optimisation de plusieurs paramètres, séparément ou à la fois, peut contribuer à l'amélioration de ses caractéristiques de rayonnement.

En effet, une antenne patch élémentaire non modifiée, conçue sur la base des équations et des règles de conception classiques pour fonctionner à une fréquence donnée, peut parfois ne pas satisfaire les performances recherchées, en termes de taille, de fréquence de rayonnement, d'adaptation, de gain ...etc.

La plupart des techniques d'amélioration du fonctionnement d'une antenne patch se concentrent sur l'élément rayonnant en modifiant sa géométrie. Ceci peut se faire par l'insertion des fentes rayonnantes

[22-25], ou en changeant localement (ou ponctuellement) la structure rayonnante par l'ajout de court-circuit entre le patch et le plan de masse, ou encore par l'ajout d'éléments localisés [1,26] (similaires aux antennes PIFA [27,28]), ou aussi par le chargement inductif du patch en utilisant une crête cuboïde (en anglais « cuboid ridge » [29].)

Parmi les techniques pouvant contribuer à l'amélioration des caractéristiques de rayonnement et à la fois à la réduction de la taille d'une APM, nous citons :

- La réduction de la taille de l'élément rayonnant à travers l'insertion des fentes.
- La réduction de la taille du plan de masse en utilisant la technique d'élimination partielle du plan de masse soit en anglais « Partial Ground Plane Removal Technique ».

Dans cette section nous allons d'une part montrer à travers la conception et la simulation de quelques formes d'antennes à fentes comment ces dernières peuvent améliorer les caractéristiques de rayonnement. Nous allons d'autre part analyser l'évolution des caractéristiques de rayonnement en fonction de la diminution de la taille du plan de masse selon plusieurs cas et configurations.

II.3.1 Influence des fentes sur les caractéristiques de rayonnement d'une APM

II.3.1.1 Conception et simulation de l'antenne de base à 2,45GHz

Avant d'étudier l'influence des fentes rayonnantes sur les caractéristiques de rayonnement, nous allons d'abord commencer par la conception de l'antenne de base dans laquelle les fentes seront insérées.

II.3.1.1.1 Principe de conception et description de l'antenne de base à 2,45GHz

La géométrie de l'antenne peut contribuer largement à l'amélioration des caractéristiques de rayonnement et peut être dimensionnée par plusieurs modèles analytiques quel que soit la forme de l'antenne à concevoir (Rectangulaire, circulaire, triangulaire… etc.). Dans notre étude, nous avons choisi de travailler avec des antennes de forme rectangulaire, en raison de leur simplicité et leur facilité de la réalisation.

La conception d'une antenne patch rectangulaire commence par la détermination de ses dimensions, afin d'assurer le rayonnement à la fréquence de résonance souhaitée. Les dimensions d'un patch rectangulaire sont obtenues à partir d'une série d'équations analytiques [30-33].

La largeur W_p et la longueur L_p sont calculées à partir des équations suivantes :

$$W_p = \frac{c}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \qquad \textit{(Eq.II.14)}$$

$$L_p = L_{eff}\text{-}2\Delta L \qquad \textit{(Eq.II.15)}$$

Avec : fr la fréquence de résonance de l'antenne patch ; ε_r la constante diélectrique du substrat et c la vitesse de lumière dans l'espace libre ;

L_{eff} est la largeur effective et ΔL est l'extension de la longueur dû aux effets de Bords. Elles sont exprimées par les deux équations suivantes :

$$L_{eff} = \frac{c}{2\, f_r\sqrt{\varepsilon_{re}}} \qquad \textit{(Eq.II.16)}$$

$$\Delta L = 0.412\left(\frac{\varepsilon_{re} + 0.3}{\varepsilon_{re}\text{-}0.258}\right)\left(\frac{\frac{W_p}{h} + 0.264}{\frac{W_p}{h} + 0.813}\right) \qquad \textit{(Eq.II.17)}$$

La propagation des ondes dans la ligne d'alimentation et le patch s'effectue dans le substrat diélectrique et dans l'air. De point de vue modélisation et dans le cas ou (W/h >1), ces deux milieux peuvent être remplacés par un seul milieu effectif dont la constante diélectrique effective s'exprime par relation suivante :

$$\varepsilon_{re}=\frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1+12\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{avec} \quad \frac{W}{h}>1 \qquad \textit{(Eq.II.18)}$$

A l'aide de toutes les équations analytiques de conception d'une APM, l'estimation des dimensions de l'antenne de base puis sa conception, ont été faites à la fréquence de résonance 2,45GHz. C'est une antenne rectangulaire dont la longueur est Lp = 29mm et la largeur est Wp = 37mm.

La technique d'alimentation dans une APM peut définir le diagramme de rayonnement et le comportement de l'antenne quels que soient ses paramètres et ses dimensions. Elle peut dans certains cas fournir le type de polarisation (surtout le point d'excitation quand on utilise une alimentation avec une sonde coaxiale ou dans le cas d'une alimentation avec une ligne micro-ruban) [16-18,24].

L'antenne étudiée est alimentée par une ligne micro-ruban, d'impédance caractéristique de 50 Ohms, de longueur L_f = 29 mm et largeur de W_f = 3mm à 2,45GHz. Les dimensions de la ligne d'alimentation ont été aussi calculées à partir des équations analytiques, validées par l'outil LineCalc de ADS (Advanced Design System) et optimisées à travers la conception pour avoir la résonance souhaitée.

L'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont de type conducteur électrique, d'épaisseur 0,035mm. Ils sont imprimés sur un substrat Epoxy FR-4, avec une permittivité relative de 4,4 et une épaisseur h = 1,6mm. Le plan de masse est aussi de type conducteur électrique, et de dimensions finies.

Les paramètres d'adaptation (coefficient de réflexion, impédance d'entrée et VSWR) peuvent être améliorés par l'introduction des encoches dont les deux paramètres principaux sont la largeur et la profondeur [34,7]. Une méthode de détermination du point d'alimentation avec les encoches est détaillée dans la référence [35].

- La largeur de l'encoche s, est généralement prise au maximum égale à la largeur de la ligne d'alimentation. Cette valeur est ensuite optimisée pour une meilleure adaptation.

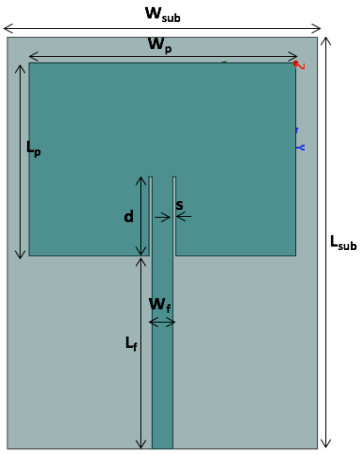
  La profondeur de l'encoche est donnée par : $\lambda/20<d<\lambda/8$ avec $\lambda=c/fr$ → 16.66mm <d< 41.66mm.

- Après optimisation, la largeur de l'encoche à 2,45GHz est fixée à S = 0,4mm et sa profondeur à d = 12mm.

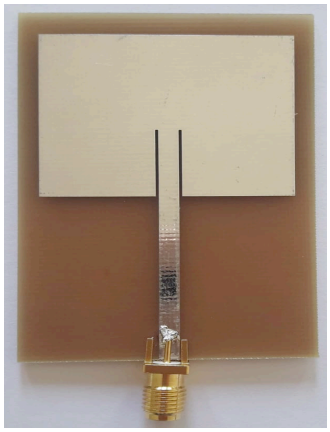
La figure II.8(a) présente l'antenne rectangulaire conçue. Elle constitue l'antenne de base adaptée à encoches dans laquelle les fentes seront insérées et sur laquelle l'étude du plan de masse sera aussi appliquée.

La figure II.8(b) présente le prototype de l'antenne réalisée par PCBWay, qui est un fabricant chinois (Shenzhen) spécialisé dans le prototypage et la production en faible volume et le montage de circuits imprimés [36].

Le tableau II.1 regroupe les dimensions du substrat, le plan de masse et l'élément rayonnant.



(a) APM de base sous HFSS



(b) Prototype de l'antenne réalisée

Figure II.8 Structure de l'antenne de base adaptée à encoches à 2,45GHz

Tableau II-1 - Dimensions de l'antenne de base adaptée à encoches à 2,45GHz

Paramètre	L_{sub}	W_{sub}	L_p	W_p	W_{p1}	L_f	W_f	s	d
Dimension(mm)	60	39	29	37	16.6	29	3	0.4	12

II.3.1.1.2 Résultats de simulation et discussion

L'antenne de base a été conçue et simulée en utilisant le simulateur électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator). Ce dernier repose sur la méthode numérique fréquentielle des éléments finis (FEM : Finite Element Method). Il effectue un maillage en portions élémentaires pour surmonter les difficultés rencontrées avec des structures en 3D pour une bonne discrétisation de l'espace. Ensuite il fait la résolution des équations de Maxwell (équations différentielles) en un certain nombre de points discrets tout en prenant en considération les conditions aux limites [37].

Une validation des résultats de simulations a été effectuée à l'aide de l'outil de simulation électromagnétique CST qui utilise la méthode d'intégration finie, pour la simulation électromagnétique tridimensionnelle des composants à haute fréquence [38].

Les simulations effectuées pour connaitre et étudier le comportement de l'antenne à la fréquence de résonance 2,45GHz, ont portées sur les paramètres d'adaptation à savoir, le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée (Z_{in}) et le rapport d'ondes stationnaire (VSWR). Elles sont étendues aux caractéristiques de rayonnement dans le champ lointain comprenant, le gain, la directivité et le diagramme de rayonnement dans les deux plans E et H.

- **Coefficient de réflexion et bande passante**

La figure II.9 présente la variation du coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence. La fréquence de résonance obtenue est autour de 2,43GHz sous HFSS, avec un coefficient de réflexion S11= -11,27dB. Tandis que sous CST, le coefficient de réflexion atteint une valeur de S11= -15,44dB autour de 2,41GHz. Ces deux valeurs sont inférieures à -10dB, ce qui reflète l'adaptation de l'antenne. La différence de résultats obtenue avec les deux simulateurs en termes de fréquence est dû principalement à la différence entre les méthodes de résolution des équations de maxwell utilisées par les deux simulateurs.

Concernant la valeur de S11 obtenue par mesures, au Laboratoire STRS (Systèmes de Télécommunications, Réseaux et Services) à l'INPT de Rabat au Maroc, elle atteint -13,51dB à la fréquence 2,44GHz qui est très proche de 2,45Ghz.

La bande passante à -10dB a été calculée à travers la simulation HFSS par le biais de l'équation II.21. Elle est de l'ordre de 19MHz. Une bande passante de 46 MHz est obtenue par la mesure de S11 de l'antenne de base réalisée.

$$BW = f_{max_{(-10dB)}} - f_{min_{(-10dB)}} \qquad \textit{(Eq.II.21)}$$

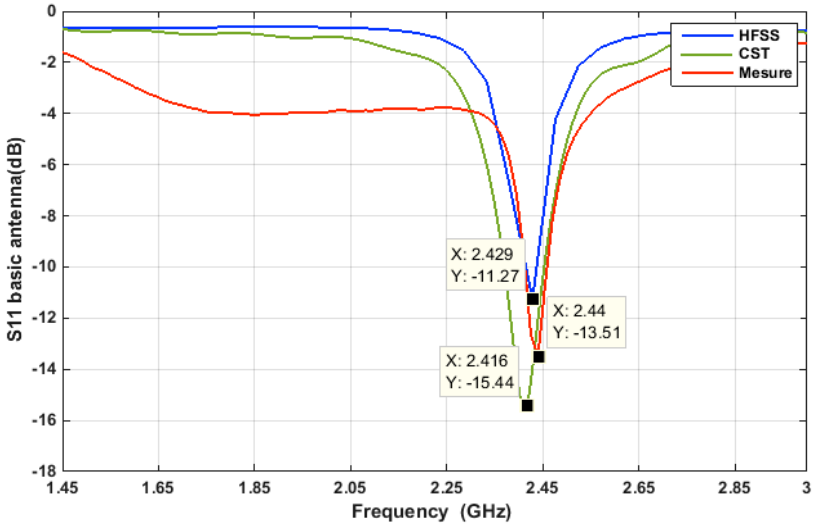
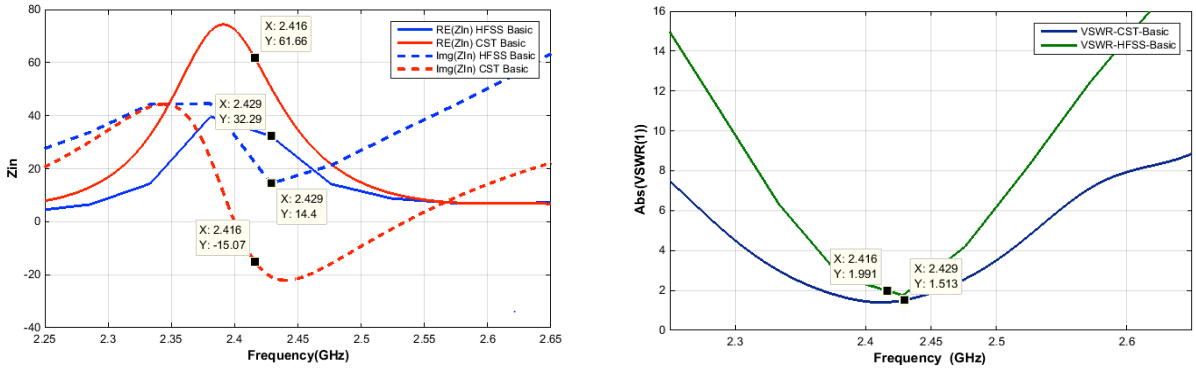


Figure II.9 Variation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base adaptée à encoches

Notons que les autres paramètres d'adaptation comme Z_{in} et VSWR ont été simulés avec HFSS et CST, mais ne fournissent pas de bonnes valeurs à la fréquence de résonance 2,45GHz comme illustré sur la Figure II.10. L'ajout des fentes dans l'élément rayonnant fera l'objet de l'amélioration des paramètres d'adaptation y compris le coefficient de réflexion S11 de la figure II.9.

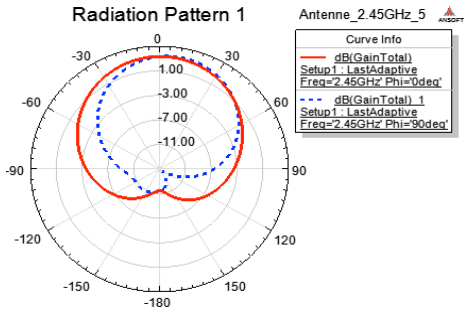


(a) L'impédance d'entrée *(b) VSWR*

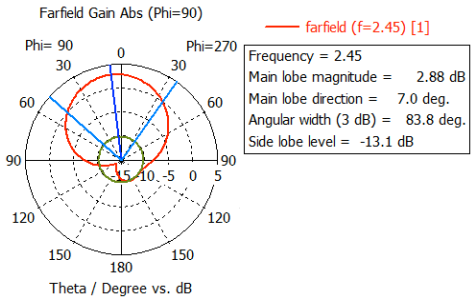
Figure II.10 Variation de Zin et du VSWR de l'antenne adaptée à encoches

- **<u>Simulation du champ lointain : Diagramme de rayonnement</u>**

La figure II.11 montre le diagramme de rayonnement (DR) de l'antenne de base adaptée à encoches dans les deux plans E(ϕ=0°) et H(ϕ=90°).



(a) DR de l'antenne de base sous HFSS



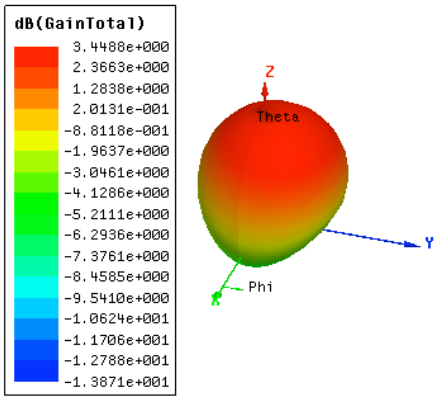
(b) DR de l'antenne de base sous CST

Figure II.11 DR de l'antenne de base dans les deux plans E (ϕ=0°) and H (ϕ=90°) à 2,45 GHz

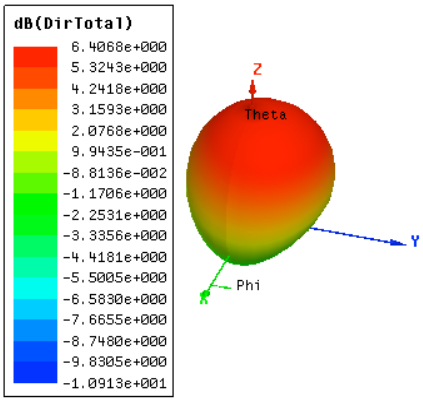
On remarque que le DR de l'antenne de base adaptée à encoches présente, que ce soit par HFSS ou CST, un comportement directionnel à la fréquence de résonance 2,45GHz.

- **Gain et directivité**

Le gain total et la directivité totale de l'antenne de base ont été visualisés en 3D. Ils sont donnés par la figure II.12, qui montre que le gain atteint une valeur de 3,44dB (figure II.12-a) et la directivité une valeur de 6,40 dB (figure II.12-b). Les valeurs du gain et de la directivité obtenues par CST sont presque les mêmes qu'avec HFSS.



(a) Gain total de l'antenne de base 2,45 GHz



(b) Directivité totale de l'antenne de base à 2,45GHz

Figure II.12 Gain et directivité totales de l'antenne de base adaptée à encoches à 2,45 GHz

II.3.1.2 Etude, conception et simulation de quelques antennes à fentes à 2,45GHz

Bien que l'antenne de base adaptée à l'aide d'encoches présente une bonne directivité et un gain acceptable ; la fréquence de résonance n'est pas exacte, le coefficient de réflexion S11 peut être amélioré et la bande passante est très étroite. Nous allons donc introduire des fentes dans l'élément rayonnant de l'antenne de base, d'une part pour ramener la fréquence de résonance à 2,45GHz et d'autre part pour améliorer les caractéristiques de rayonnement.

En effet, l'insertion des fentes dans un élément rayonnant d'une structure micro ruban est une technique très utilisée pour améliorer les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

L'insertion des fentes dans l'élément rayonnant ne doit pas se faire au hasard. A ce stade, et avant d'étudier les structures à fentes, des simulations de la distribution du courant surfacique J de l'antenne de base a été faite (figures II.13)

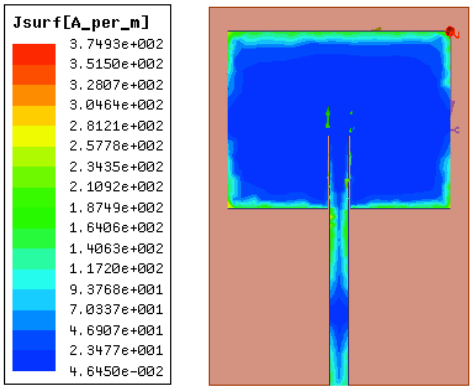


Figure II.13 Distribution du courant surfacique J de l'antenne de base

La simulation du courant surfacique renseigne sur la distribution du courant dans l'élément rayonnant. Elle a comme valeur maximale 3.79 10^{2}A/m et valeur minimale de 4.64 10^{-2}A/m

Dans la suite nous procéderons à l'insertion des fentes dans la partie où la densité de courant est la moins élevée. En effet, l'insertion d'une fente tout près de la ligne d'alimentation où le maximum du courant est concentré, change totalement la résonance.

Trois structures optimisées seront présentées en comparaison avec l'antenne de base adaptée à encoches. L'analyse portera en premier lieu sur la fréquence de résonance, les paramètres d'adaptation, la bande passante et le diagramme de rayonnement.

Notons bien que les paramètres de substrat, et du matériau utilisé dans l'élément rayonnant et dans le plan de masse sont inchangés.

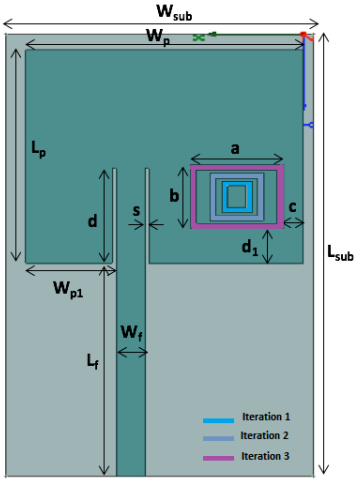
II.3.1.2.1 Antenne optimisée à fentes par itérations

a. Méthode de conception de l'antenne à fentes par itérations

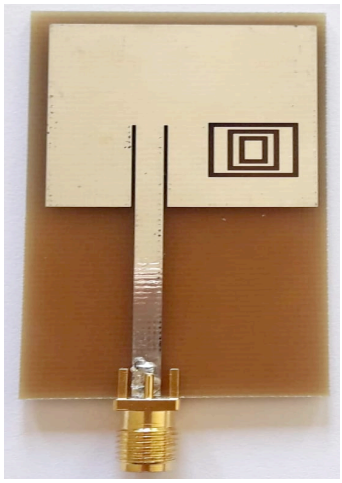
La première forme d'antenne proposée a été obtenue à partir de l'antenne de base adaptée à encoches en ajoutant trois fentes rayonnantes suivant trois étapes [32].

Les dimensions générales de cette antenne ont été largement réduites par rapport à l'antenne de base : L_p=27mm de longueur et W_p=28mm de largeur. Les dimensions du substrat et de la ligne d'alimentation, reportés dans le tableau II.2, ont aussi diminué suite à l'ajustement effectué pour retrouver la fréquence de résonnance.

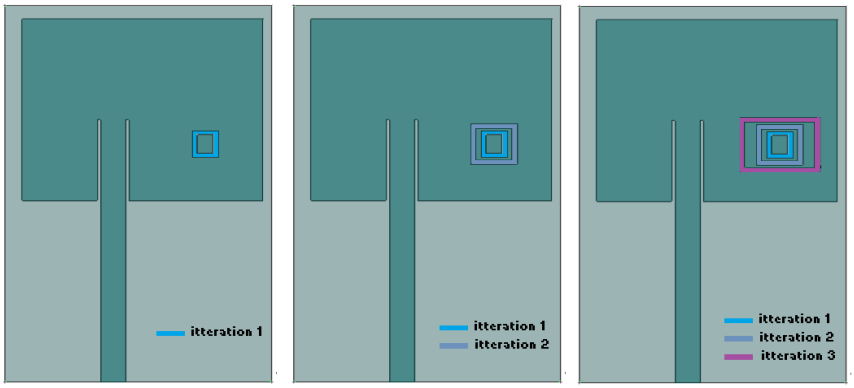
La structure de l'antenne et ses différents paramètres, son prototype réalisé par le même fabricant Chinois, ainsi que les étapes d'insertion des 3 fentes sont schématisées par la figures II.14 :



(a) Antenne à fentes itératives sous HFSS



(b) Prototype de l'antenne réalisée



(c) Etapes de conception de l'antenne optimisées à fentes itératives

Figure II.14 Structure de l'antenne optimisée à fentes itératives [32]

Dans le tableau II.2, sont regroupées les nouvelles dimensions de l'antenne optimisée, obtenues suite à l'insertion des fentes et des optimisations qui ont suivi pour avoir la fréquence de résonnance.

Les dimensions générales de l'élément rayonnant, du substrat et de la ligne d'alimentation ont été diminuées par rapport à la structure de base adaptée à l'aide d'encoches (tableau II.1) et la position de la ligne d'alimentation a été changée.

Tableau II-2 - Dimensions de l'antenne optimisées à fentes itératives

Paramètre	L_{sub}	W_{sub}	L_p	W_p	W_{p1}	L_f	W_f	s	d	a	b	c	d1
Dimension(mm)	56	31	27	28	8,7	27	2,9	0,4	12	9,4	7	5,4	5

b. Résultats de simulation et discussions

Les simulations de l'antenne optimisée ont été effectuées de la même manière en utilisant les simulateurs électromagnétique HFSS et CST.

Le tableau suivant consigne tous les résultats de simulations et de mesures des caractéristiques de rayonnement des antennes à fentes avec les trois itérations :

Tableau II-3 - Résultats de simulation et de mesures de l'antenne optimisée à fentes itératives à 2,45GHz

Paramètre	*Antenne de base*			*Etape 1*		*Etape 2*		*Etape 3*		
	HFSS	*CST*	*Mesure*	*HFSS*	*CST*	*HFSS*	*CST*	*HFSS*	*CST*	*Mesure*
fr (GHz)	2,42	2,41	2,44	2,59	2,61	2,57	2,58	2,45	2,47	2,44
S11 (dB)	-11,27	-15,44	-13,51	-15,3	-17,1	-19,5	-19,3	-40,0	-26.9	-14,05
BP (MHz)	19	84	46	49,50	61,4	58	66,8	60,30	67,30	66
Gain (dB)	3,44	2,06	----	1,20	1,20	1,50	1,51	2,37	2,06	----
Directivité (dB)	6,40	5,49	----	5,38	5,58	5,46	5,49	5,56	5,49	----

- **Coefficient de réflexion S11**

Des simulations ont été effectuées en 3 étapes ou itérations, pour s'arrêter sur les effets d'une insertion progressive des trois fentes de la figure II.14.

L'analyse des résultats de simulation regroupés dans le tableau II.3 démontre que l'introduction progressive des fentes, ramène la fréquence de résonance à 2,45GHz, et apporte une amélioration du coefficient de réflexion. En comparaison avec l'antenne de base, S11 passe de -11,27dB à -40dB en utilisant HFSS, et de -15,44dB à -26,96dB en utilisant CST. La bande passante a été considérablement élargie jusqu'à atteindre 60,30MHz sous HFSS au fur et à mesure que les fentes ont été introduites. Ces résultats sont traduits par la figure II.15 qui rapporte l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence à chaque étape de l'insertion des fentes.

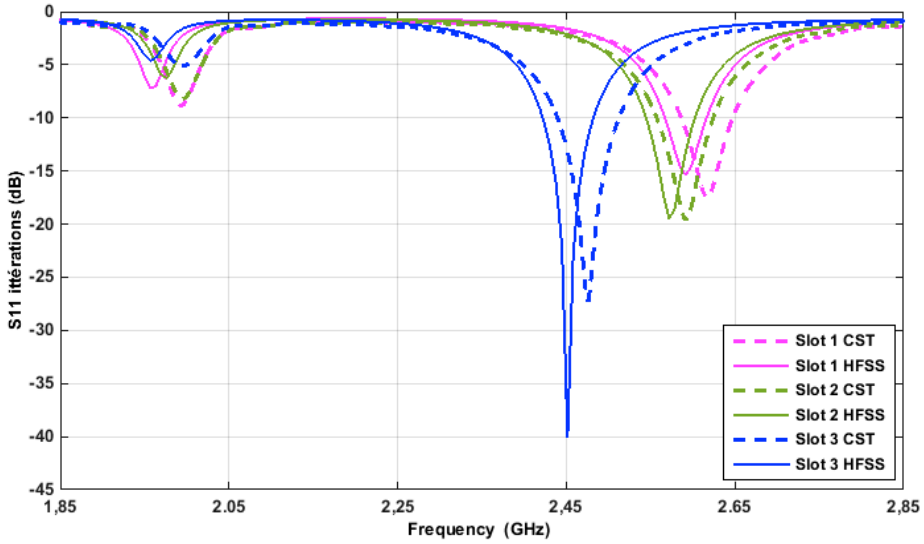


Figure II.15 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée à fentes itératives

Comme indiqué sur la figure II.16, les mesures du coefficient de réflexion effectuées sur l'antenne à fentes itérative réalisée, au Laboratoire STRS, montrent un bon accord particulièrement avec les résultats de simulation obtenus avec HFSS en termes de fréquence, S11 mesuré est de -14,05 dB à 2,44GHz. En outre, le coefficient de réflexion S11 que ce soit sous HFSS ou CST ou par mesure montre que l'antenne est adaptée et fournit des valeurs <-10dB.

Les résultats de mesures de S11 montrent aussi une amélioration de la BP en passant de 46Mhz (BP de l'antenne de base réalisée) à 66MHz.

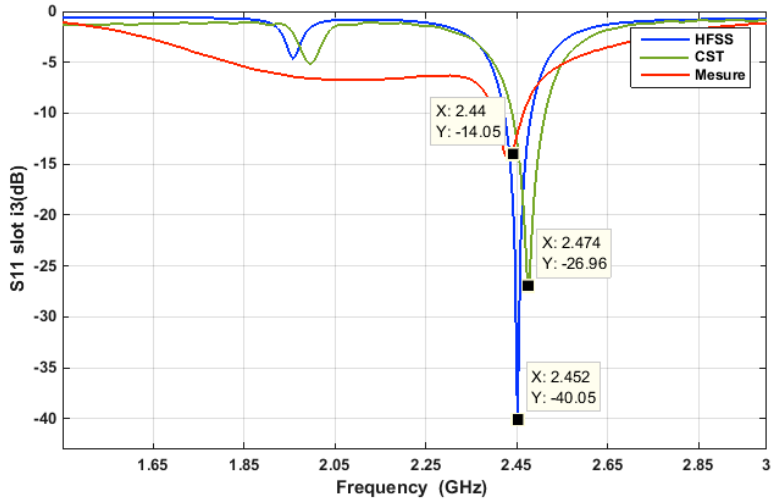
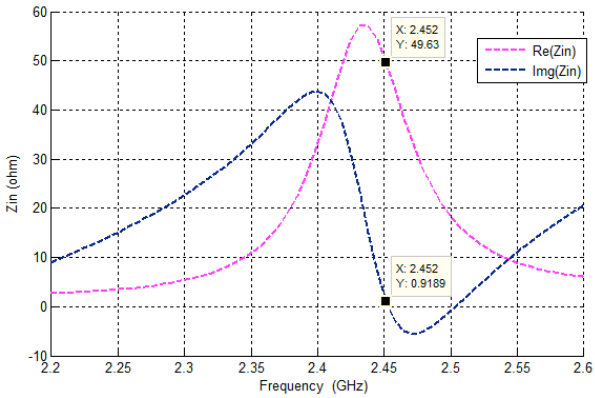


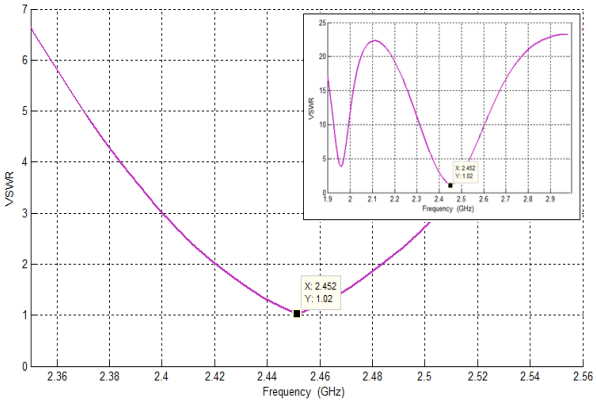
Figure II.16 Variation de S11 de l'antenne optimisée à fentes itératives et mesures

- **Impédance d'entrée (Z_{in}) et rapport d'ondes stationnaire (VSWR)**

La figure II.17-a montre le résultat de simulation de l'impédance d'entrée de l'antenne optimisée à l'insertion de la troisième fente, Z_{in} = (49,63 + 0,91j) Ω à 2,45GHz, ce qui prouve que l'antenne est bien adaptée. La simulation du rapport d'onde stationnaire VSWR confirme l'adaptation de l'antenne. Il atteint une valeur de 1,02 (<2) à 2,45 GHz à la troisième itération, comme le montre la figure II.17-b.



(a) Impédance d'entrée

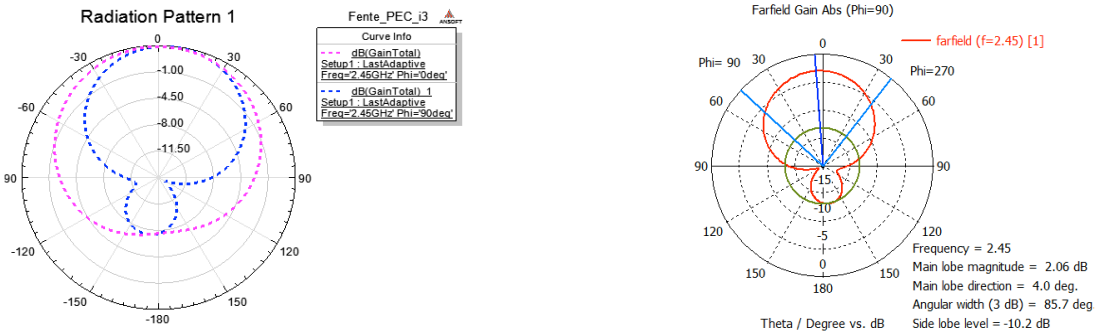


(b) VSWR

Figure II.17 Variation de Z_{in} et du VSWR de l'antenne optimisée à fentes itératives

- **Simulations du champ lointain**

De la même manière, pour étudier la variation de la puissance rayonnée par l'antenne dans l'espace, le DR de l'antenne optimisée après l'insertion de la 3ème fente dans les deux plans E (ϕ = 0°) et H (ϕ = 90°) à 2,45 GHz a été simulé. La figure II.18 montre que l'antenne présente toujours un comportement directionnel qui a été amélioré que ce soit sous HFSS ou CST.

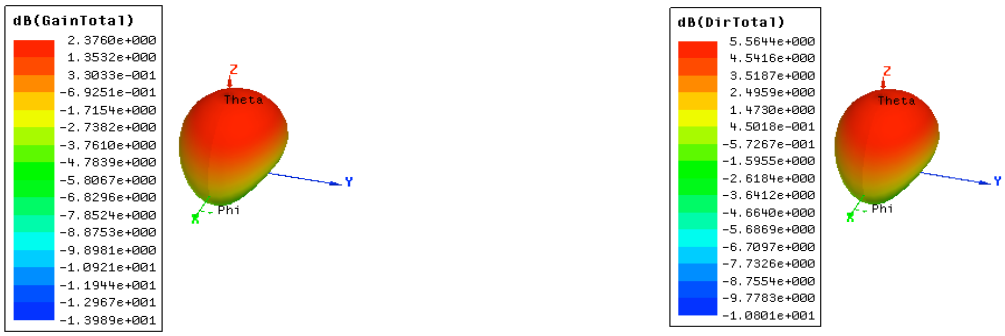


(a) DR sous HFSS *(b) DR sous CST*

Figure II.18 DR de l'antenne optimisée à fentes itératives dans les plans E(ϕ=0°) et H(ϕ=90°)

- **Gain et directivité**

La figure II.19 montre le gain et la directivité de l'antenne après la 3ème itération à 2,45GHz visualisés en 3D. Le gain atteint 2,37dB et la directivité 5,56dB sous HFSS. Leurs valeurs sous CST sont peu différentes. (Tableau II.3)



(a) Gain total 2,45 GHz *(b) Directivité totale à 2,45GHz*

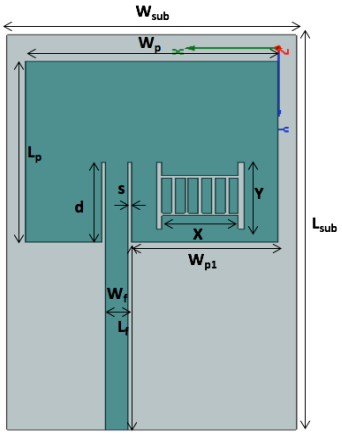
Figure II.19 Gain et directivité totales de l'antenne optimisée à fentes itératives à 2,45 GHz

On note que les valeurs du gain et de la directivité sont plus petites que celles de l'antenne de base adaptée à encoches. Mais ces valeurs demeurent acceptables et suffisantes pour un bon fonctionnement directionnel de cette antenne pour des applications de lecteurs RFID à 2,45GHz.

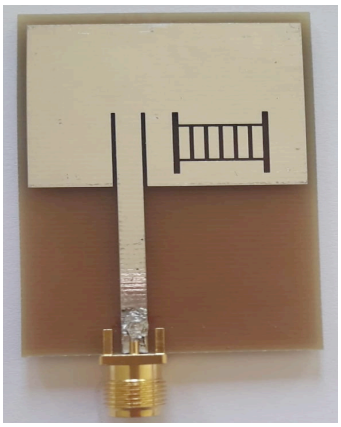
II.3.1.2.2 Antenne optimisée à fentes en échelle

a. Conception de l'antenne à fentes en échelle

De la même manière, et toujours dans le but de réduire la taille de l'antenne de base et d'améliorer ses caractéristiques de rayonnement, plusieurs fentes ont été insérées (forme d'échelle) [33], comme montré sur la figure II.20(a). Le prototype réalisé de cette antenne dans le même institut Chinois est donné par la figure II.20(b).



(a) Antenne à fentes en échelle sous HFSS



(b) Prototype de l'antenne réalisée

Figure II.20 Structure de l'antenne optimisée à fentes en échelle [33]

Les dimensions générales de l'antenne ont été diminuées par rapport à celles de l'antenne de base (L_p=29mm et W_p=27mm) pour optimisation et afin d'obtenir la fréquence à la résonnance souhaitée. Les dimensions au niveau de la ligne d'alimentation, du plan de masse et du substrat ont aussi été modifiées pour ramener la fréquence de résonance à la valeur souhaitée. Le tableau suivant regroupe les nouvelles dimensions, comprenant les dimensions des fentes insérées.

Tableau II-4 - Dimensions de l'antenne optimisée à fentes en échelle

Paramètre	L_{sub}	W_{sub}	L_p	W_p	W_{p1}	L_f	W_f	s	d	X	Y
Dimension(mm)	54	31	27	29	16,2	27	2,6	0,4	12	8,48	10

b. Résultats de simulation et discussions

Les résultats de simulation obtenus pour l'antenne optimisée à fentes en échelle ont été comparés à celles de l'antenne de base et concernent les éléments suivants :

- **Coefficient de réflexion**

Les variations de S11, obtenues avec HFSS et CST, sont présentées dans la figure II.21 et comparées avec celles de l'antenne réalisée. Cette figure montre que la fréquence de résonance est encore plus proche de celle souhaitée (2,45GHz).

Pour HFSS, la valeur de S11 passe de -11,27dB pour l'antenne de base à –25,48 dB pour l'antenne à fentes. Pour CST, S11 change de -15,44dB à -41,88dB, ce qui traduit l'amélioration de l'adaptation. Concernant les résultats de mesures de S11, elles sont en accord avec celles obtenues avec HFSS. S11 mesuré atteint une valeur de -22,13dB à 2,455GHz.

En outre, la bande passante à -10dB a été améliorée en passant de 19MHz à 74MHz sous HFSS. CST fournit presque les mêmes valeurs. La bande passante calculée à travers les mesures de S11, fournit une valeur de 65MHz.

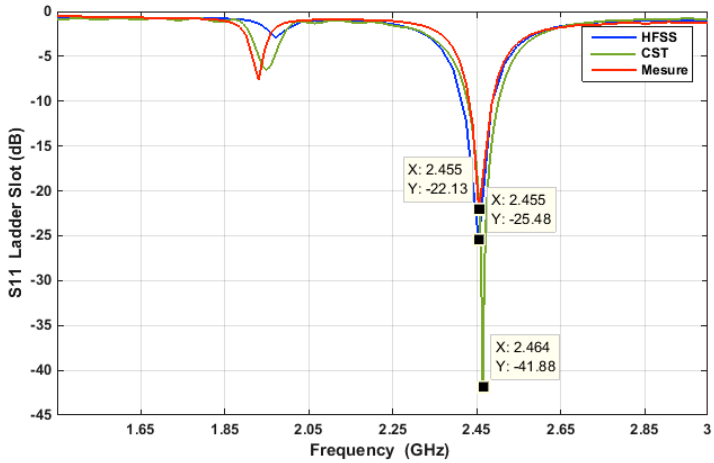
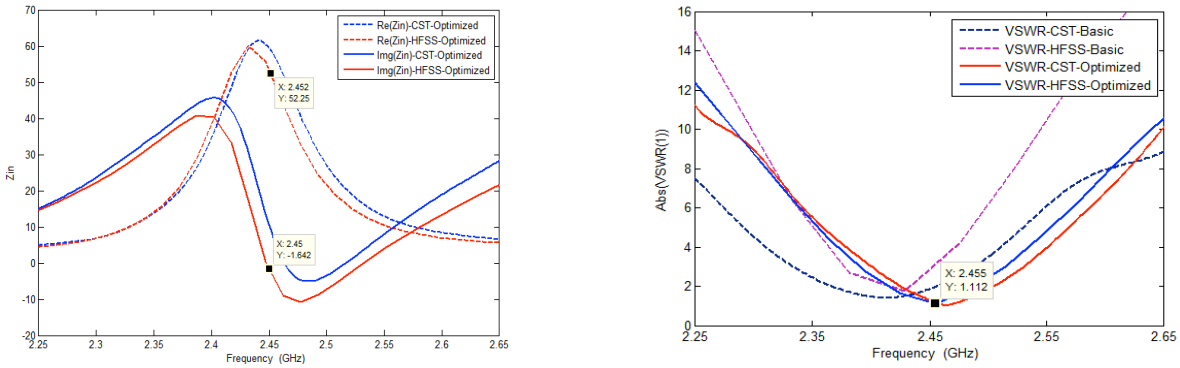


Figure II.21 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée à fentes en échelle

- **Impédance d'entrée (Z_{in}) et rapport d'ondes stationnaire (VSWR)**

Les valeurs obtenues des simulations de Z_{in} et VSWR viennent renforcer l'adaptation de l'antenne optimisée. Leurs variations en fonction de la fréquence sont présentées dans les figures II.22-a et II.22-b qui montrent que Z_{in}=(52-1,6j) Ω et VSWR=1,11(<2) à 2,45 GHz.

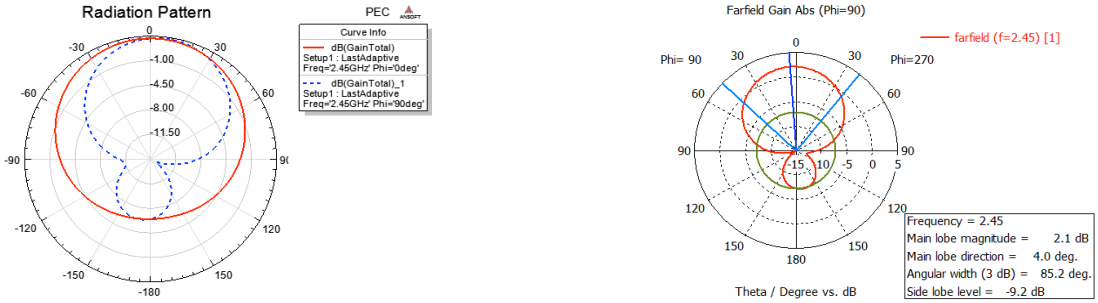


(a) Impédance d'entrée *(b) VSWR*

Figure II.22 Variation de Z_{in} et du VSWR de l'antenne optimisée à fentes en échelle

- **Simulations du champ lointain**

D'après le DR de l'antenne optimisée dans les deux plans E(ϕ =0°) et H(ϕ=90°) sous HFSS et CST et présentés dans la figure II.23, le comportement directionnel reste inchangé après l'ajout des fentes à l'antenne de base.

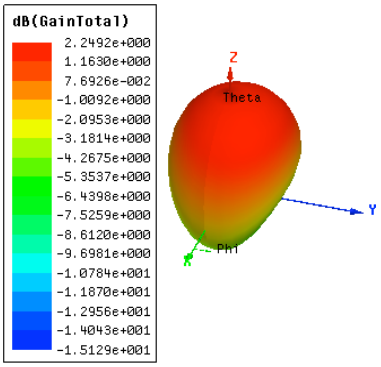


(a) DR de l'antenne optimisée sous HFSS *(b) DR de l'antenne optimisée sous CST*

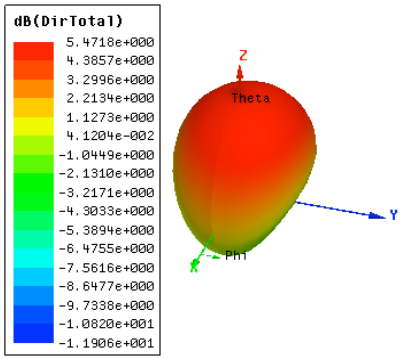
Figure II.23 DR de l'antenne optimisée à fentes en échelle dans les plans E et H à 2,45 GHz

- **Gain et directivité**

La figure II.24 montre le gain et la directivité de l'antenne à fente en échelle à 2,45GHz visualisés en 3D. Le gain atteint la valeur 2,24dB et a directivité 5,47dB sous HFSS. Leurs valeurs sous CST sont presque les mêmes.



(a) Gain total 2,45 GHz



(b) Directivité totale à 2,45GHz

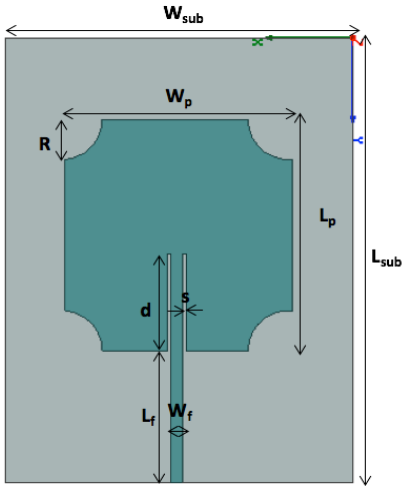
Figure II.24 Gain et directivité totales de l'antenne optimisée à 2,45 GHz

II.3.1.2.3 Antenne optimisée à fentes cylindriques

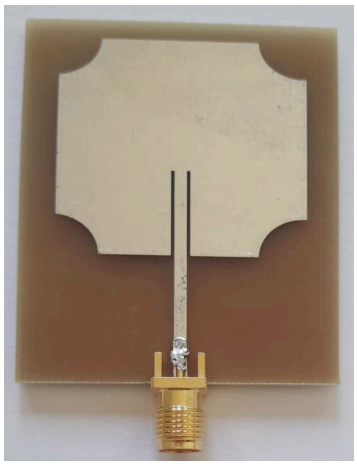
a. Conception de l'antenne à fentes cylindriques

La même étude est portée sur l'antenne de base adaptée à encoches, pour évaluer l'impact des fentes sur les caractéristiques de rayonnement. Comme le montre la figure II.25, les fentes insérées sont de formes cylindriques de rayon R=5,4mm. Il est à rappeler que le même type de substrat et de plan de masse a été conservé.

Les dimensions générales de l'antenne optimisée sont : L_p=31,16mm et W_p=30,06mm. Elle est alimentée par la même ligne micro-ruban dont les dimensions ont considérablement diminué par rapport à celles de l'antenne de base (tableau II.5).



(a) Antenne à fentes cylindriques sous HFSS



(b) Prototype de l'antenne réalisée

Figure II.25 Structure de l'antenne optimisées à fentes cylindriques

Le tableau suivant regroupe les dimensions de l'antenne optimisée à fentes cylindriques.

Tableau II-5 - Dimensions de l'antenne optimisées à fentes cylindriques

Paramètre	L_{sub}	W_{sub}	L_p	W_p	L_f	W_f	s	d	R
Dimension (mm)	41,2	27,6	31,16	30,06	17,8	1,5	0,4	12	5,4

b. Résultats de simulation et discussions

Les résultats de simulations obtenus pour l'antenne optimisée à fentes cylindriques ont été analysés et comparés avec ceux de l'antenne de base.

- **Coefficient de réflexion S11**

Sur la figure II.26, nous présentons en fonction de la fréquence, la variation du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée à fentes cylindriques sous HFSS et CST, en comparaison avec les mesures de son prototype réalisé. On remarque qu'avec les deux simulateurs HFSS et CST, S11 s'est amélioré et que la fréquence de résonance pour l'antenne optimisée se trouve autour de la fréquence souhaitée, en l'occurrence 2,45GHz. Pour HFSS, S11 passe de -11,27dB à -31,84dB, pour CST, il passe de -15,44dB à -28,13dB. La bande passante (BP) à -10dB a été également améliorée puisqu'elle passe de 19MHz à 78,6MHz.

Les résultats de mesures montrent une bonne adaptation de l'antenne réalisée (S11=-27,01dB) à 2,48Ghz avec une BP de 76Mhz. La différence de fréquence de résonnance obtenue est dû aux perturbations liées à l'environnement de mesure, et reste acceptable dans la mesure où elle n'est pas trop éloignée de 2,45GHz.

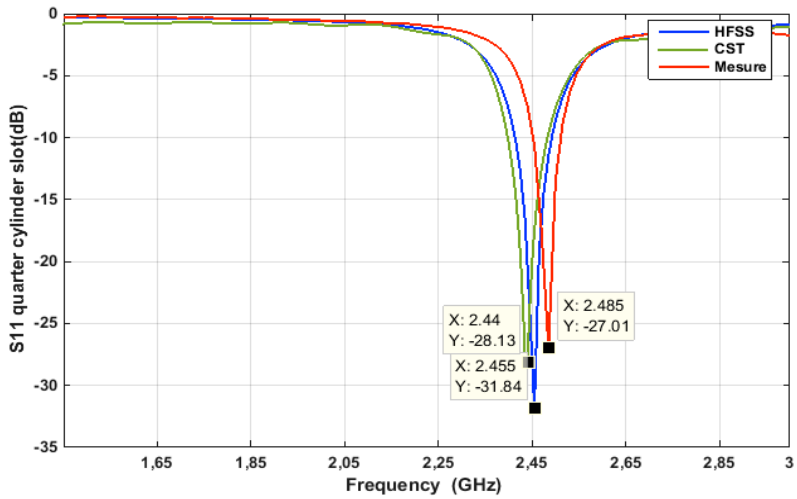
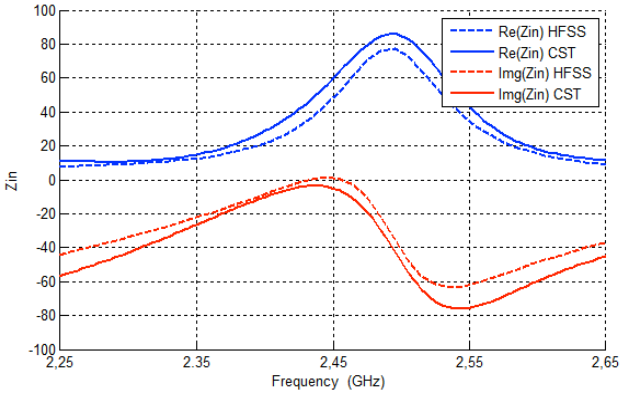


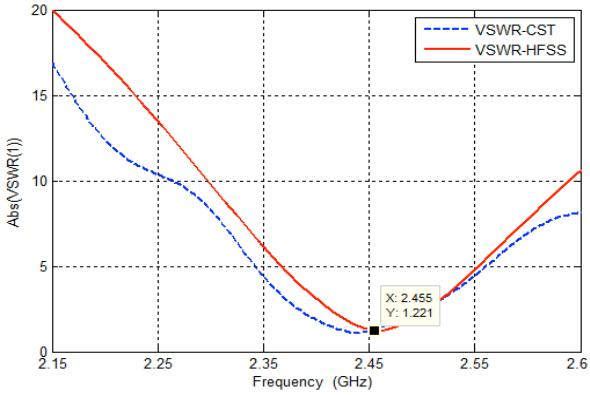
Figure II.26 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée à fentes cylindriques

- **Impédance d'entrée (Z_{in}) et VSWR**

Les simulations des autres paramètres d'adaptation Z_{in} et VSWR de l'antenne optimisée à fentes cylindriques, sont présentés dans La figure II.27. Elle montre que Z_{in} = (49,63+0,91j) Ω à 2,45 GHz, et que VSWR est égal à 1,22 (et donc <2) à 2,45 GHz que ce soit pour HFSS ou CST. Ces deux valeurs montrent que l'antenne optimisée à fentes cylindriques est bien adaptée.



(a) Impédance d'entrée

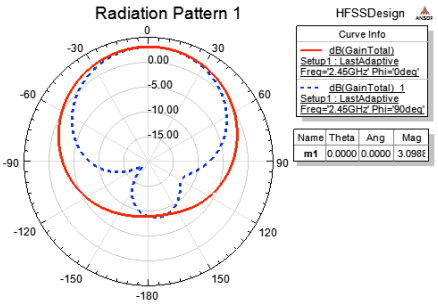


(b) VSWR

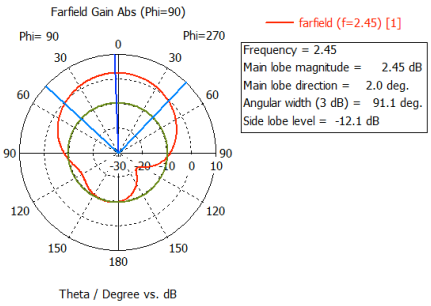
Figure II.27 Variation de Z_{in} et du VSWR de l'antenne optimisée à fentes cylindriques

- **Simulations du champ lointain**

La figure II.28 montre le DR de l'antenne de base et celle optimisée dans les deux plans E (ϕ =0°) et H (ϕ=90°). D'après cette figure le comportement directif de l'antenne est maintenu comme dans le cas des autres antennes optimisées précédemment étudiées.



(a) DR de l'antenne optimisée sous HFSS

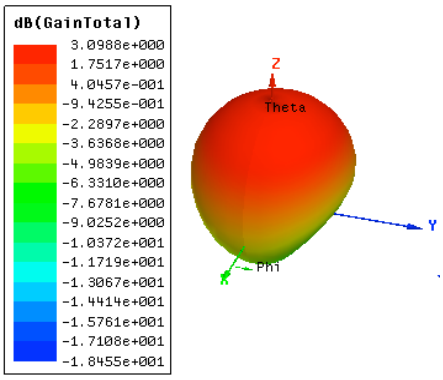


(b) DR de l'antenne optimisée sous CST

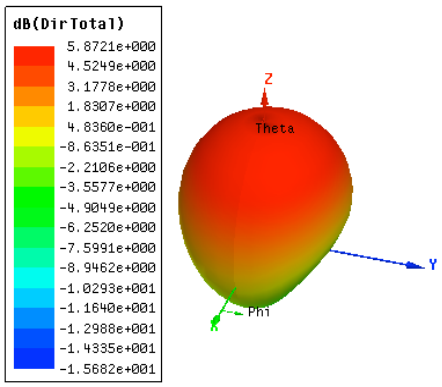
Figure II.28 DR de l'antenne optimisées à cylindriques dans les plans E et H à 2,45 GHz

- **Gain et directivité**

Les figures II.29-a et II.29-b montrent respectivement le gain total et la directivité totale en 3D de l'antenne optimisée à fentes cylindriques :



(a) Gain total à 2,45 GHz



(b) Directivité totale à 2,45GHz

Figure II.29 Gain et directivité totales de l'antenne optimisée à fentes cylindriques à 2,45 GHz

Avec HFSS, le gain de l'antenne optimisée atteint une valeur de 3,09dB et une directivité de 5,87dB avec HFSS. Les valeurs obtenues avec CST sont presque les mêmes.

II.3.1.2.4 Etude comparative et conclusion

Une comparaison des résultats de simulation de l'antenne de base et celles des trois antennes optimisées, proposées pour des applications de lecteur RFID dans la bande ISM, sont reportées dans le tableau II.6 qui synthétise l'ensemble des résultats présentés dans les parties précédentes.

Ces résultats de simulation ont montré que l'insertion des fentes, quelles que soient leurs formes, dans les régions de l'élément rayonnant où le minimum de distribution de courant existe, peut déplacer favorablement la fréquence de résonance vers la fréquence souhaitée. Il contribue aussi à l'amélioration des paramètres d'adaptation (S11, Zin et VSWR) et à un élargissement de la BP permettant de classifier l'antenne parmi celles à bande étroite, ce qui est très important compte tenu du volume des informations échangées entre le lecteur et le tag. En effet, pour considérer une bande passante étroite, elle doit être au moins 4% (c'est à dire une valeur d'au moins 60MHz). Ceci sera décrit et cité dans le chapitre 3.

Pour le diagramme de rayonnement des trois antennes optimisées, le comportement directionnel est maintenu en comparaison avec celui de l'antenne de base. De plus, bien que les valeurs du gain et de la directivité n'aient pas été visiblement améliorées, elles demeurent acceptables pour des applications de lecteur RFID dans la bande micro-onde. L'antenne a fentes itératives a été retenue, parmi les autres, pour la conception de l'antenne proposée.

Tableau II-6 - Comparaison des résultats de simulations obtenus

	Dim (mm^2)	*Simulation*	*fr (GHz)*	*S11(dB)*	*BP(MHz)*	*G(dB)*	*D(dB)*
Antenne adaptée à encoches	37*29	HFSS	2,42	-11,27	19	3,44	6,40
		CST	2,41	-15,44	84	2,06	5,49
		Mesure	2,44	-13,51	46	---	---
Antenne optimisée à fentes itératives	28*27	HFSS	2,45	-40,05	60,30	2,37	5,56
		CST	2,47	-26,96	67,30	2,02	5,49
		Mesure	2,44	-14,05	66	---	---
Antenne optimisée à fentes en échelle	29*27	HFSS	2,45	-25,48	74	2,24	5,47
		CST	2,46	-41,88	74	2,10	5,37
		Mesure	2,45	-22,13	65	---	---
Antenne optimisée à fentes cylindriques	30.06*31.16	HFSS	2,45	-31,84	78,6	3,09	5,87
		CST	2,44	-28,13	84,6	2,44	5,75
		Mesure	2,48	-27,01	76	---	---

II.3.2 Influences des fentes sur les caractéristiques de rayonnement d'une APM à 900MHz

Afin d'appuyer l'impact des fentes sur les caractéristiques de rayonnement, nous allons faire la même étude à une fréquence différente qui est 900MHz, en utilisant le simulateur électromagnétique ADS Momentum (Advanced Design System). Ce dernier repose sur la technique de simulation bidimensionnelle basé respectivement sur l'analyse nodale et la méthode des moments appliqués dans le cas des circuits passifs où le champ électromagnétique s'exprime sous forme d'une intégrale surfacique. ADS réalise également l'opération de Meshing en divisant la structure en cellules élémentaires rectangulaires dans le but de modéliser le fonctionnement de la source élémentaire [34].

La même procédure de conception a été suivie pour cette étude. Nous avons alors commencé par la conception d'une antenne de base de forme rectangulaire, dont les dimensions ont été calculées et estimées par les équations analytiques (équation II.14 à II.18) et puis ajustées pour obtenir la résonance à 900MHz [34]. Sa longueur a été fixée à 107,5mm et sa largeur à 166mm. Les dimensions de la ligne d'alimentation ont été calculées par le biais de l'outil intégré à ADS « LineCalc [34] ». Elle est illustrée sur la figure II.30 (Lm= 118mm et Wm=3mm)

L'ensemble patch et ligne d'alimentation est imprimé sur un substrat de type Epoxy FR-4 de permittivité relative ε_r= 4.4 et d'épaisseur h=0,8mm, et est porté sur un plan de masse infini.

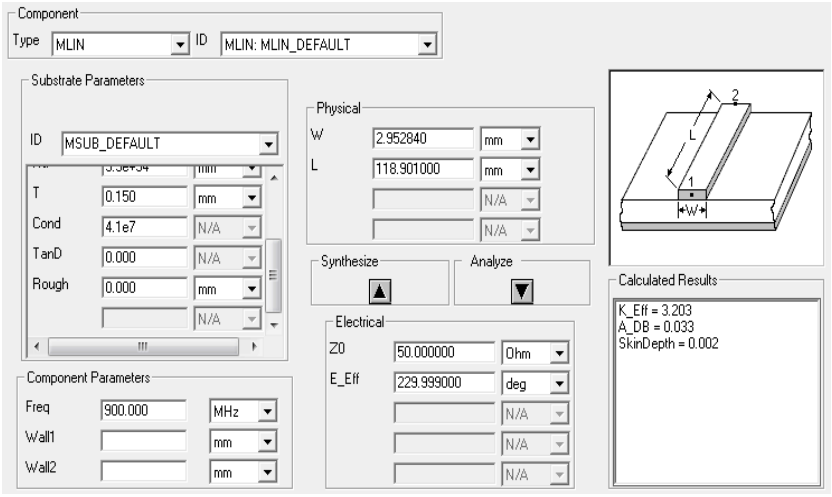
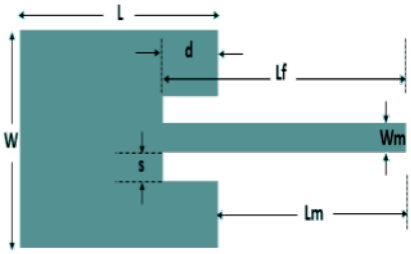
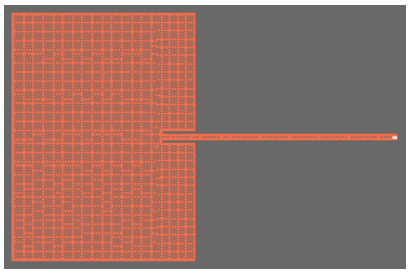


Figure II.30 Les paramètres de substrat et de la ligne 900 MHz calculés par LineCalc

Pour assurer l'adaptation de l'antenne à 900MHz deux encoches ont été insérées dans l'élément rayonnant. La structure de cette antenne est schématisée par la figure II.31(a) et sa forme sous ADS est donnée par la figure II.31(b) :



(a) Structure de l'APM 900 MHz à encoches



(b) Forme de l'APM 900 MHz à encoches sous ADS

Figure II.31 Antenne de base adaptée à encoches à 900MHz [34]

La figure II.32 présente le coefficient de réflexion de l'antenne à 900 MHz adaptée avec encoches. A la fréquence 902MHz, S11=-25,2dB, sauf que la bande passante à -10dB est pratiquement nulle.

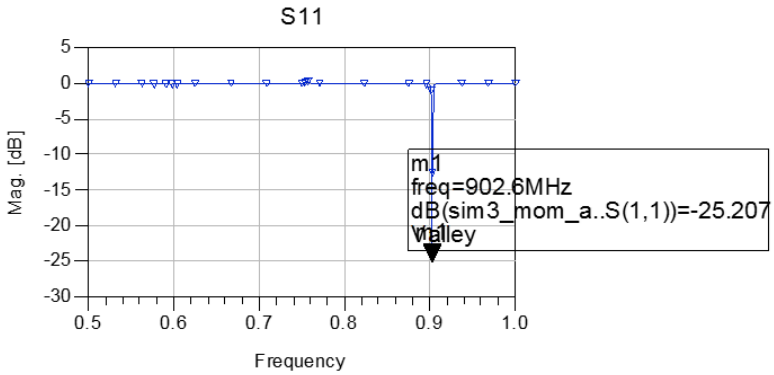
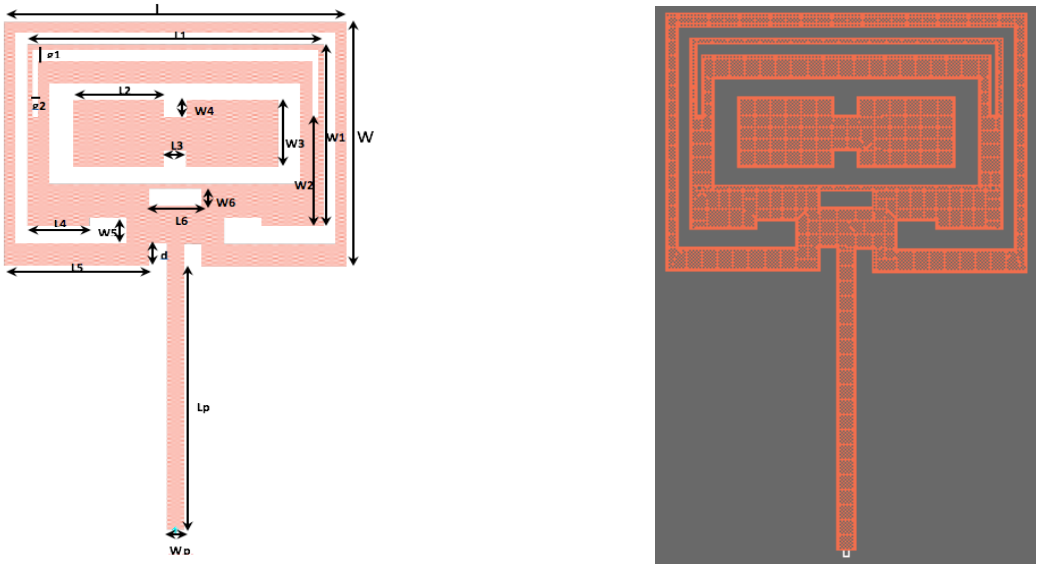


Figure II.32 Variation de S11 de l'antenne 900 MHz adaptée à encoches

Dans un premier temps nous avons cherché à avoir une bonne adaptation à 900Mhz, sauf que les dimensions de l'antenne sont très grandes et inadaptées aux lecteurs RFID. Nous avons alors tenté de diminuer la taille totale de l'élément rayonnant en insérant des fentes. Nous avons obtenu ainsi une réduction qui dépasse 50% de la taille initiale de l'antenne de base. La longueur de la ligne d'alimentation a été aussi diminuée. Les nouvelles dimensions sont regroupées dans le Tableau II.7.

Les figures II.33-a et II.33-b illustrent respectivement les paramètres des fentes et celle mise en place sous ADS.



(a) Structure de l'APM optimisée à fentes *(b) Forme de l'APM optimisée à fentes sous ADS*

Figure II.33 Antenne optimisée à fentes à 900MHz [34]

Tableau II-7 - Dimension de l'antenne optimisée à fentes à 900MHz

Paramètre	L_{init}	W_{init}	L	W	Lp	L1	L2	L3	L4	L5
Dimension (mm)	107,5	166	60	44	47,4	52	15,8	4	11	25,5
Paramètre	L6	W1	W2	W3	W4	W5	W6	d	g1	g2
Dimension (mm)	9	32,6	19,5	12	3	4,7	3	4	2	1

On désigne par L_{init} et W_{init} les dimensions de l'antennes de base avant insertion de fentes.

La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne à fentes (figure II.34) montre l'apparition de deux pics, le premier à fr1= 910MHz avec un S11 de -23,10dB et le deuxième à fr2= 2,46GHz et un S11 de -24,95dB. La bande passante a été élargie, elle est de 118MHz à 900MHz et de

161MHz à 2,46GHz. Il en ressort que l'insertion des fentes a permis non seulement d'élargir la bande passante, mais aussi de faire apparaître une deuxième fréquence de résonance donnant ainsi à l'antenne un caractère multi-bandes.

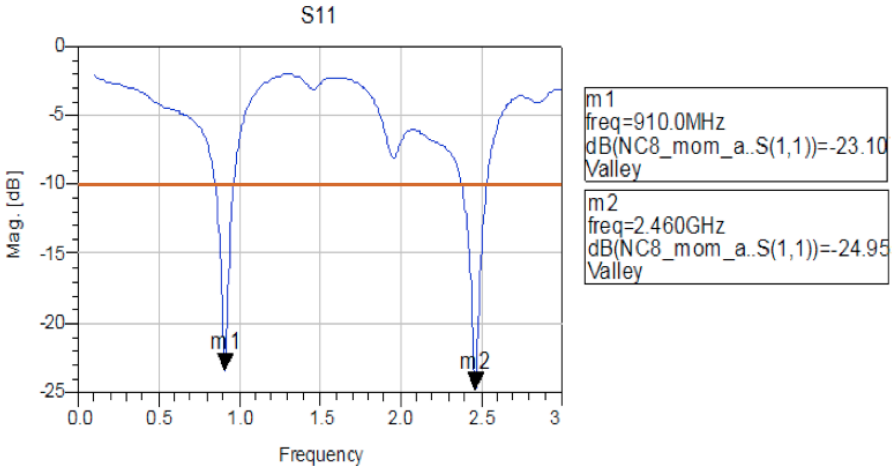


Figure II.34 Variation de S11 en fonction de la fréquence de l'APM miniaturisé à fentes à 900MHz

II.3.3 Etude paramétrique de l'influence d'un plan de masse partiel sur les caractéristiques de rayonnement d'une APM

II.3.3.1 Généralité sur le rayonnement d'une APM et les plans de masse partiels

En général, les structures micro-ruban ordinaires souffrent des ondes de surface qui sont générées dans le substrat diélectrique lorsque l'antenne commence à rayonner. Ils peuvent nuire au fonctionnement de l'antenne, voir même détériorer le diagramme de rayonnement et diminuer l'efficacité de l'ensemble du système [39,40]. La référence [41] donne les dernières avancées sur les mécanismes de propagation de ce type d'onde et les techniques de leur suppression.

Si on prend un élément rayonnant d'une structure micro-ruban, déposé sur un substrat diélectrique, et qui rayonne dans toutes les directions de l'espace supérieur, on peut alors distinguer trois formes d'onde qui peuvent se propager dans cette structure [42], comme le montre la figure II.35 :

- **Des ondes guidées** : qui traduisent la propagation du champ électrique piégé dans le substrat entre les deux conducteurs : l'élément rayonnant et le plan de masse. Ceci est identique à la propagation d'un signal le long d'une ligne micro-ruban (ondes (1)). Aux bords de la structure il y a un rayonnement secondaire qui apparaît (onde (2)).
- **Les ondes rayonnées** : ce sont des ondes utiles qui se propagent dans l'espace libre en provenance de toutes les composantes métalliques contenues dans la structure (ondes (3)), en contribuant ainsi au rayonnement effectif de l'antenne.
- **Les ondes de surface** [39-42] : qui se propagent à l'intérieur du substrat diélectrique (ondes (5)), réfléchies par le métal (plan de masse), diffractées et dispersées dans l'espace libre au contact avec l'extrémité en engendrant un rayonnement parasite qui se traduit par un autre type d'ondes rayonnées appelé les ondes de fuite (ondes (4)) dû au phénomène de diffraction.

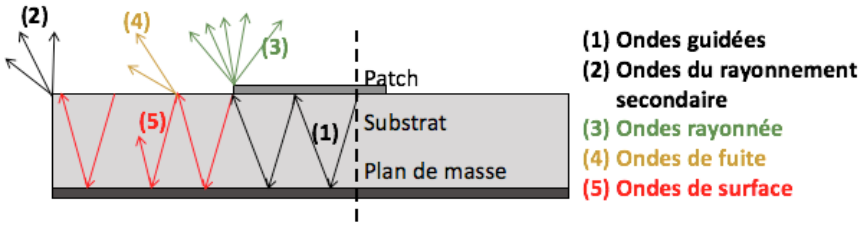


Figure II.35 Les trois types d'ondes se propageant dans une APM

L'accumulation d'énergie dans le substrat diélectrique par les ondes guidées peut être favorisée par la diminution de l'épaisseur du substrat et l'augmentation de sa permittivité relative [40,43]. En contrepartie, le choix d'un substrat épais (grande valeur de h) et d'une faible valeur de permittivité permet de minimiser les ondes guidées, et favorise la propagation des ondes rayonnées utiles pour le rayonnement. Cependant un substrat épais peut provoquer un excès d'ondes de surfaces [40]. Un compromis entre ces deux paramètres est nécessaire.

Le choix des paramètres du substrat peut aider en partie à répondre aux exigences du cahier de charges. Cependant pour proposer des antennes à bas coût on choisit parmi les substrats existant dans le marché.

La plupart des méthodes d'amélioration des caractéristiques de rayonnement sont appliquées en agissant sur l'élément rayonnant, exemple l'insertion des fentes. Une autre façon de faire, consiste en la suppression totale ou partielle des ondes de surface qui sont nuisibles aux propriétés de l'antenne. Différentes méthodes existent dans la littérature, comme l'utilisation des EBG (Electromagnetic Band Gap structure) [44-46], les DGS (Defected Ground structure) qui se résument par l'application des défauts de configuration en cascade, périodique ou non périodique [47-49], ou plus simplement les plans de masse partiels [39,50]. Dans ce qui suit, nous utiliserons cette dernière méthode du fait de la simplicité qu'elle offre.

En effet, cette dernière méthode qui se résume en la modification des dimensions du plan de masse, peut réduire le rayonnement arrière d'une APM grâce à la suppression de la diffraction des ondes de surface à partir des bords du plan de masse de l'APM conventionnel, ou aussi faire apparaître d'autres fréquences de résonnance en plus de l'élargissement de la bande passante [51]. La bande passante s'améliore avec l'application d'un plan de masse partiel [43,52-55], le coefficient de réflexion aussi [43, 53-55] et le gain [53, 56, 57, 58].

Nous proposons alors d'agir sur les dimensions du plan de masse, avec des coupes très simples afin d'obtenir les améliorations escomptées au niveau des performances de l'antenne. Dans ce qui suit, une étude paramétrique a été menée pour montrer son impact sur les caractéristiques de rayonnement, en particulier sur la fréquence de résonnance, la bande passante et l'efficacité.

L'étude sera appliquée dans un premier temps sur une antenne élémentaire, adaptée avec des encoches, ensuite elle sera étendue sur la même antenne contenant une fente tantôt horizontale, tantôt verticale. Puis, une étude de la position d'une fente sur les caractéristiques de rayonnement, en présence d'un plan de masse partiel sera menée en se basant sur la distribution du courant dans la structure.

II.3.3.2 Etude paramétrique de l'impact des dimensions d'un PMP sur une APM sans fentes

II.3.3.2.1 Description générale de l'antenne élémentaire étudiée

Comme mentionné précédemment, de nombreux phénomènes (propagation des ondes de surface, polarisation croisée ...) peuvent nuire au bon fonctionnement d'une APM, en réduisant ses performances. Un plan de masse partiel peut réduire ces effets.

Dans cette section nous proposons alors une étude paramétrique de l'impact de la taille d'un simple défaut rectangulaire, dans le plan de masse (PM), et pour différentes positions.

Cette étude est menée d'abord sur une antenne élémentaire rectangulaire adaptée avec des encoches, dont la forme et les dimensions sont visualisées dans la figure II.36 et résumées dans le tableau II.8. Le PM est un PEC, placé sous le substrat et a des dimensions finies. On désigne par D_{init} = (49mm, 66mm) la taille initiale du plan de masse [59].

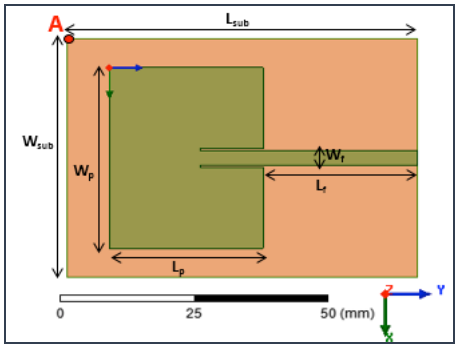


Figure II.36 Antenne élémentaire pour l'étude du PM

Tableau II-8 - Dimension de l'antenne élémentaire pour l'étude du PM

Paramètre	L_{sub}	W_{sub}	L_p	W_p	L_f	W_f	D_{int}	
Dimension(mm)	66	49	29	37	29	3	x= 49	y= 66

Les simulations des caractéristiques de rayonnement de l'antenne élémentaire ont été focalisées sur : la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion, la bande passante et l'efficacité. Elles ont été réalisées sous le simulateur électromagnétique HFSS.

D'après la figure II.37, l'antenne résonne autour de la fréquence 2,41GHz et présente un coefficient de de réflexion de -12,81dB et a une bande passante à -10dB de l'ordre de 35,4MHz.

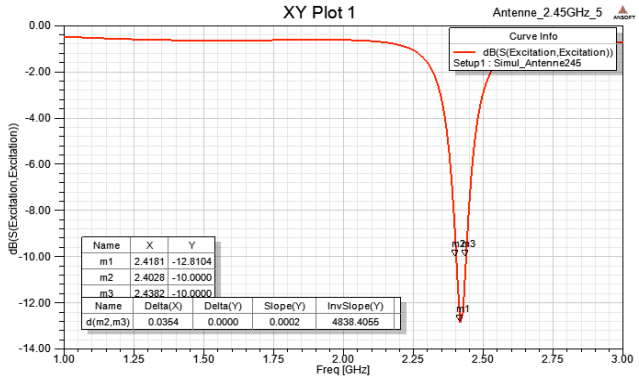
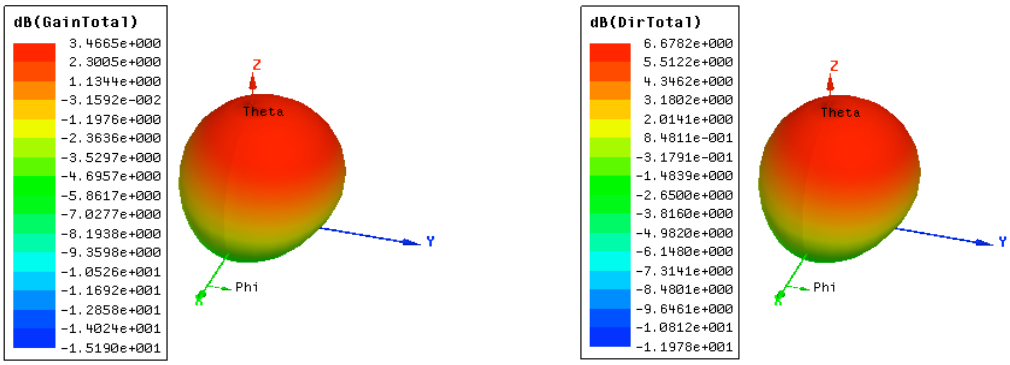


Figure II.37 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne élémentaire pour l'étude du PM

Les résultats de simulation de l'impédance d'entrée Z_{in} et du VSWR, non présentés ici, ont permis de vérifier l'adaptation de l'antenne. Le gain et la directivité de l'antenne élémentaire, atteignent respectivement une valeur de 3,46dB et de 6,67dB (figure II.38).



(a) Gain total à 2,45 GHz *(b) Directivité totale à 2,45GH*

Figure II.38 Gain et directivité de l'antenne élémentaire pour l'étude du PM

La valeur de l'efficacité a été calculée en utilisant l'équation II.13 précédemment définie dans la section précédente. Elle atteint une valeur de 51,87% à 2,445GHz.

II.3.3.2.2 Résultats de simulation de l'étude et discussion

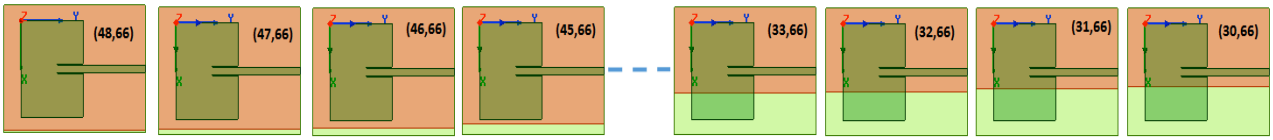
On a procédé à une réduction progressive des dimensions du PM suivant un des deux axes (x ou y) ou les deux (x et y) simultanément. Les évolutions du coefficient de réflexion, de la bande passante et de l'efficacité ont été étudiées pour chaque dimension du PM. Elles sont discutées et présentées dans ce qui suit.

a. <u>Diminution de la dimension du plan de masse selon l'axe des x seulement</u>

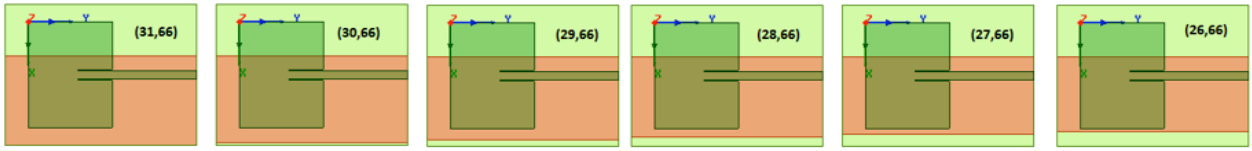
Comme mentionné dans la description de l'antenne élémentaire, la taille initiale du PM est notée D_{init} (W_{sub} = 49mm, L_{sub} = 66mm).

Dans cette première partie, la valeur de L_{sub} va rester inchangée (66mm), tandis que W_{sub} varie de 49mm à 30mm avec un pas de 1mm comme présenté sur la figure II.39.a (configuration A). Sur la figure II.39.b (configuration B), des PMP sont réalisés de part et d'autre de la ligne d'alimentation.

Les résultats analytiques de l'évolution des caractéristiques de rayonnement de l'antenne élémentaire, en fonction de la taille du PM, seront présentés pour les deux configurations A et B.



(a) Configuration A



(b) Configuration B

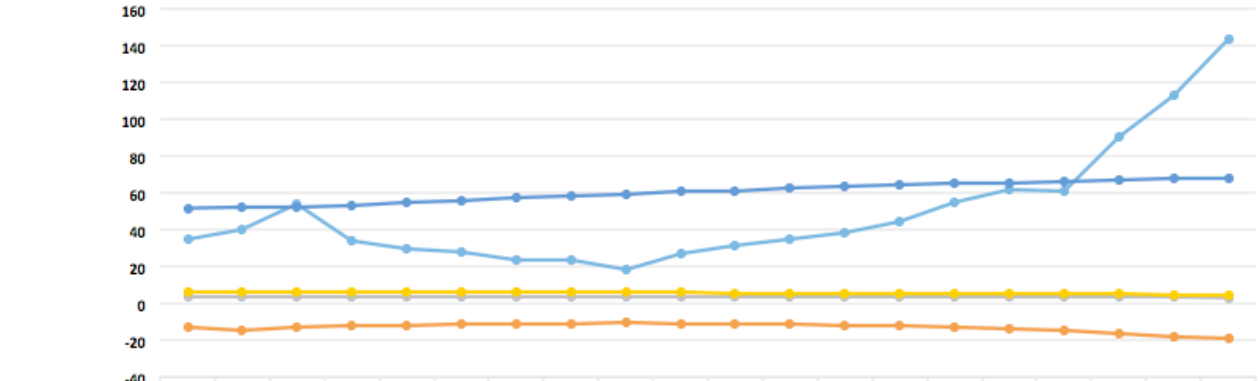
Figure II.39 Configurations obtenues pour les positions (-6, -8) et (12, -8)

→ **Configuration A** :

L''évolution des caractéristiques de rayonnement de l'antenne étudiée est présentée dans la figure II.40. Les résultats de chaque cas de la configuration A (figure II.39-a) sont reportés dans le tableau de données en dessous des courbes de la figure II.40. Au fur et à mesure que W_{sub} passe de 49mm à 30mm, c'est-à-dire lorsqu'on réduit les dimensions du PM d'un seul côté, l'axe des y ici, on remarque que :

- La fréquence de résonance passe de 2,41GHz à 2,52GHz, et le coefficient de réflexion passe de -12,83dB à -18,93dB, reflétant ainsi l'amélioration de l'adaptation de l'antenne comme illustré par la figure II.41,
- La bande passante est largement améliorée. Elle passe de 35MHz à 143,5MHz,
- L'efficacité de l'antenne passe également de 51,87% à 68,26%.

Notez que, même si la valeur de la directivité diminue de 6,67dB à 4,6dB, et que le gain diminue relativement de 3,46dB à 3,14dB, l'efficacité de l'antenne augmente.



	(49 ,66) 2,4181	(48 ,66) 2,4114	(47 ,66) 2,4181	(46 ,66) 2,4181	(45 ,66) 2,4181	(44 ,66) 2,4147	(43 ,66) 2,4147	(42 ,66) 2,4181	(41 ,66) 2,4135	(40 ,66) 2,4135	(39 ,66) 2,4185	(38 ,66) 2,4236	(37 ,66) 2,4336	(36 ,66) 2,4386	(35 ,66) 2,4436	(34 ,66) 2,4536	(33 ,66) 2,4637	(32 ,66) 2,4737	(31 ,66) 2,4937	(30 ,66) 2,5238
Bandwidth (Mhz)	35	40,4	54	34,46	30	27,9	24	24	18,2	27	31,9	35,3	38,6	44,7	55,3	61,6	61,5	90,3	113,3	143,5
S11 (dB)	-12,83	-14,16	-12,34	-12,04	-11,7	-11,31	-10,97	-10,76	-10,42	-10,88	-11,16	-11,33	-11,51	-11,92	-12,91	-13,35	-14,14	-16,43	-18,26	-18,93
Gain	3,46	3,5	3,43	3,46	3,55	3,58	3,65	3,59	3,61	3,62	3,58	3,66	3,62	3,58	3,59	3,57	3,47	3,42	3,33	3,14
Directivity	6,67	6,69	6,54	6,48	6,45	6,37	6,33	6,15	6,04	5,93	5,82	5,8	5,69	5,54	5,51	5,43	5,24	5,11	4,9	4,6
Efficiency	51,87	52,32	52,45	53,40	55,04	56,20	57,66	58,37	59,77	61,05	61,51	63,10	63,62	64,62	65,15	65,75	66,22	66,93	67,96	68,26

Figure II.40 Evolution des caractéristiques de rayonnement de la configuration A

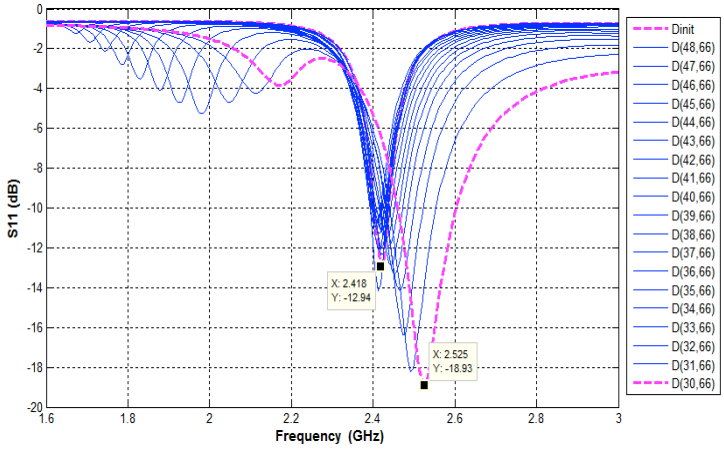
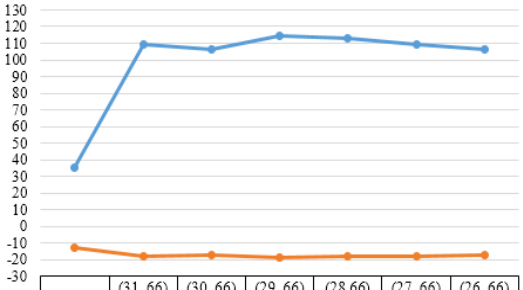


Figure II.41 Evolution de S11 et de la fréquence de résonance de la configuration A

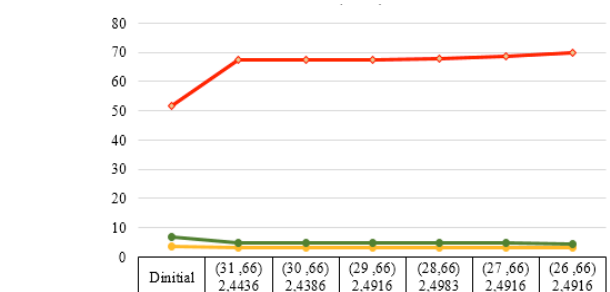
→ **Configuration B :**

Dans cette configuration, six cas ont été analysés (figure II.39-b). La même évolution des caractéristiques de rayonnement est observée (figure II.42), comme pour le cas de la configuration A. En effet :

- La fréquence de résonance passe de 2,41GHz à 2,49GHz et le coefficient de réflexion passe de -12,83dB à -17,13dB. (Figure II.43),
- La bande passante est améliorée, passant de 35MHz à 106,5MHz,
- L'efficacité de l'antenne passe également de 51,87% à 69,85%.



	Dinitial	(31 ,66) 2,4436	(30 ,66) 2,4386	(29 ,66) 2,4916	(28,66) 2,4983	(27 ,66) 2,4916	(26 ,66) 2,4916
S11 (dB)	-12,83	-17,9	-17,14	-19,01	-18,24	-18,11	-17,13
Bandwidth (Mhz)	35	109,6	106	114,8	113,2	109	106,5



	Dinitial	(31 ,66) 2,4436	(30 ,66) 2,4386	(29 ,66) 2,4916	(28,66) 2,4983	(27 ,66) 2,4916	(26 ,66) 2,4916
Gain (dB)	3,46	3,33	3,31	3,24	3,31	3,3	3,22
Directivity(dB)	6,67	4,94	4,92	4,8	4,89	4,8	4,61
Effeciency	51,87	67,41	67,28	67,50	67,69	68,75	69,85

Figure II.42 Evolution des caractéristiques de rayonnement de la configuration B

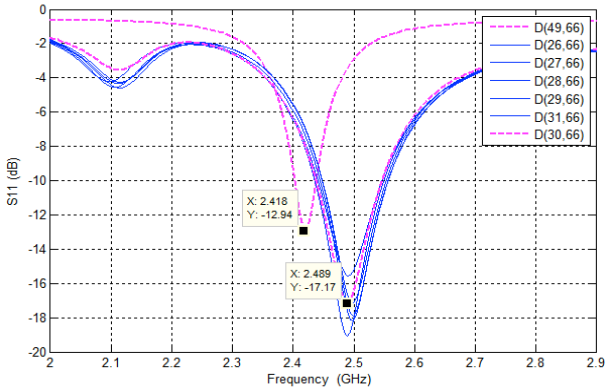


Figure II.43 Evolution du S11 et de la fréquence de résonance de la configuration B

→ **Les cas symétriques :**

Nous avons vérifié, à travers les résultats des figures II.45 et II.46, que la position du PMP par rapport à la ligne d'alimentation (figure II.44) garde globalement les mêmes effets sur les caractéristiques de l'antenne si on le place du côté opposé de la ligne.

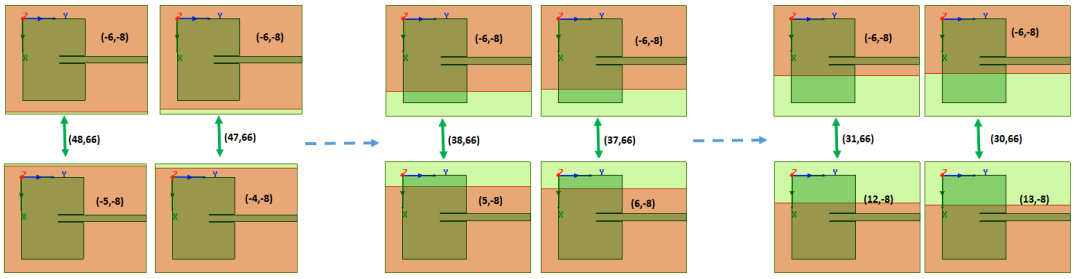
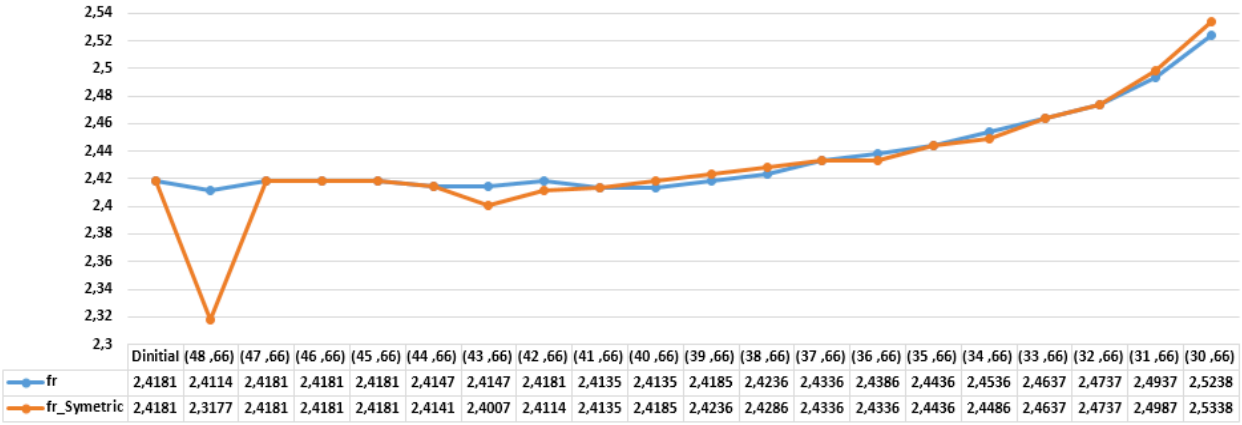
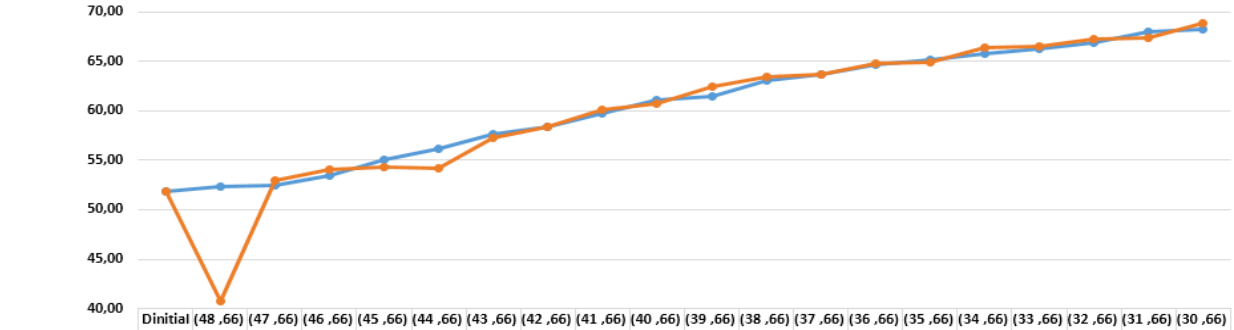


Figure II.44 Exemples de cas symétriques du plan de masse partiel



	Dinitial	(48 ,66)	(47 ,66)	(46 ,66)	(45 ,66)	(44 ,66)	(43 ,66)	(42 ,66)	(41 ,66)	(40 ,66)	(39 ,66)	(38 ,66)	(37 ,66)	(36 ,66)	(35 ,66)	(34 ,66)	(33 ,66)	(32 ,66)	(31 ,66)	(30 ,66)
fr	2,4181	2,4114	2,4181	2,4181	2,4181	2,4147	2,4147	2,4181	2,4135	2,4135	2,4185	2,4236	2,4336	2,4386	2,4436	2,4536	2,4637	2,4737	2,4937	2,5238
fr_Symetric	2,4181	2,3177	2,4181	2,4181	2,4181	2,4141	2,4007	2,4114	2,4135	2,4185	2,4236	2,4286	2,4336	2,4336	2,4436	2,4486	2,4637	2,4737	2,4987	2,5338

Figure II.45 Evolution de la fréquence de résonance des cas symétriques



	Dinitial	(48 ,66)	(47 ,66)	(46 ,66)	(45 ,66)	(44 ,66)	(43 ,66)	(42 ,66)	(41 ,66)	(40 ,66)	(39 ,66)	(38 ,66)	(37 ,66)	(36 ,66)	(35 ,66)	(34 ,66)	(33 ,66)	(32 ,66)	(31 ,66)	(30 ,66)
Eff	51,87	52,32	52,45	53,40	55,04	56,20	57,66	58,37	59,77	61,05	61,51	63,10	63,62	64,62	65,15	65,75	66,22	66,93	67,96	68,26
Eff_Symetric	51,87	40,77	52,96	54,05	54,29	54,22	57,21	58,43	60,07	60,71	62,44	63,39	63,73	64,82	64,97	66,42	66,48	67,24	67,41	68,88

Figure II.46 Evolution de l'efficacité des cas symétriques

b. <u>Diminution de la dimension du plan de masse selon les deux axes x et y</u>

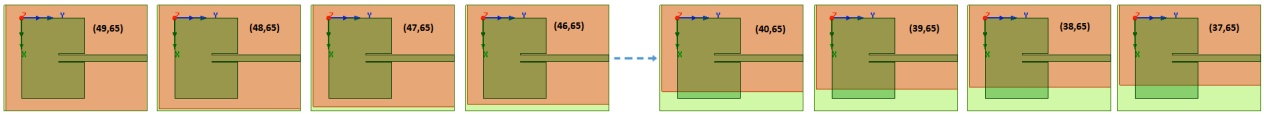
Dans cette partie, on étudie l'effet d'un PMP de dimensions W_{sub} suivant l'axe des x et L_{sub} suivant l'axe des y. D'abord, on observe ces effets lorsque L_{sub} reste constante (65mm) et W_{sub} varie de 49mm à 37mm comme présenté sur la figure II.47.a (configuration C). Rappelons que D_{init} (W_{sub} = 49mm, L_{sub} = 66mm) est la dimension initiale du PM. Les résultats de simulation pour chaque cas de la configuration C, c'est-à-dire pour chaque valeur de W_{sub}, sont présentés et comparés à ceux de la dimension initiale. D'après la figure II.48, à mesure que la longueur du PM diminue suivant l'axe des x on note que :

- La fréquence de résonance présente de légères variations entre 2,41GHz à 2,43GHz,
- Le coefficient de réflexion augmente négativement de -12,83dB à -14,13dB,
- La bande passante est améliorée en passant de 35MHz à 55MHz,
- L'efficacité de l'antenne passe également de 51,87% à 63,80%

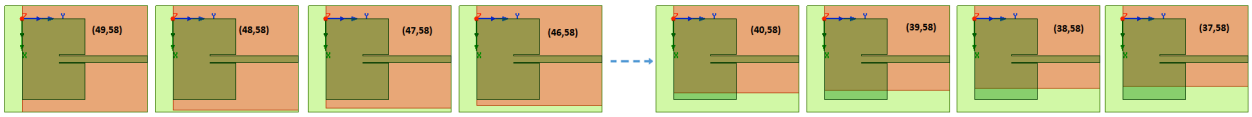
Pour le cas de la figure II.47-b (configuration D), on reprend la même étude, c'est-à-dire que W_{sub} varie de 49 à 37mm, sauf que L_{sub} a été fixé à 58mm. Les résultats de simulation pour chaque cas de cette configuration, sont présentés et comparés à ceux de la dimension initiale. D'après la figure II.49, à mesure que la longueur du PM diminue suivant l'axe des x on note que :

- La fréquence de résonance présente de légères variations entre 2,41GHz à 2,47GHz,
- Le coefficient de réflexion augmente négativement de -12,83dB à -16,66dB,
- La bande passante est améliorée et passe de 35MHz à 59,9MHz,
- L'efficacité de l'antenne passe également de 51,87% à 68,80%.

A noter que pour le paramètre L_{sub}, on n'a présenté que les résultats de simulations pour les valeurs 66 et 58mm. L'étude a porté également sur les valeurs intermédiaires pour ce paramètre et qu'on a choisi de ne pas présenter puisque la même évolution a été observée que pour celles des valeurs de L_{sub} étudiées et présentées.

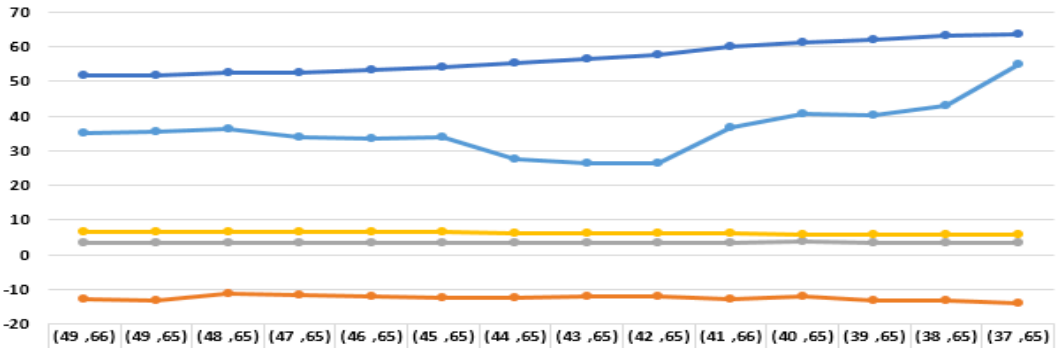


(a) Configuration C



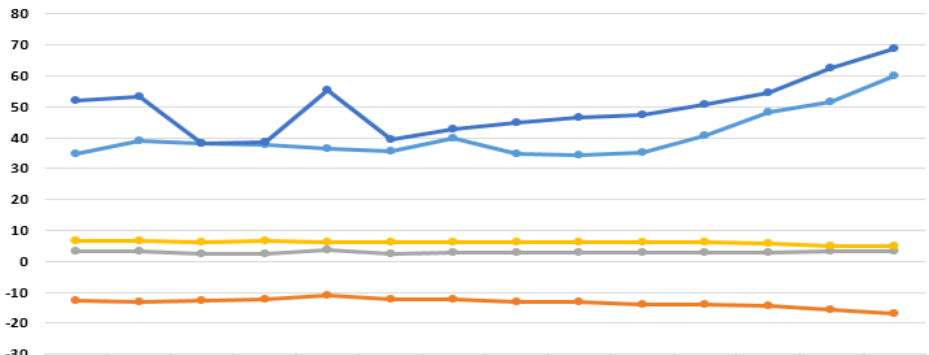
(b) Configuration D

Figure II.47 Les deux configurations étudiées dans y=(65/58) et x changeant de 49mm à 37mm



	(49 ,66) 2,4181	(49 ,65) 2,4181	(48 ,65) 2.4181	(47 ,65) 2.4181	(46 ,65) 2,4185	(45 ,65) 2,4185	(44 ,65) 2,34	(43 ,65) 2,4085	(42 ,65) 2,4035	(41 ,66) 2,4035	(40 ,65) 2,4185	(39 ,65) 2,4185	(38 ,65) 2,4236	(37 ,65) 2,4286
S11	-12,83	-13,07	-11,09	-11,56	-12	-12,3	-12,34	-12,06	-12,03	-12,65	-12,13	-13,03	-13,14	-14,13
BW	35	35,59	36,2	34,1	33,4	33,9	27,7	26,3	26,6	36,8	40,8	40,4	42,9	55
Gain	3,46	3,47	3,48	3,45	3,46	3,5	3,5	3,54	3,51	3,63	3,67	3,62	3,64	3,63
Directivity	6,67	6,7	6,63	6,55	6,5	6,47	6,33	6,25	6,1	6,05	5,99	5,85	5,76	5,69
Efficiency	51,87	51,79	52,49	52,67	53,23	54,10	55,29	56,64	57,54	60,00	61,27	61,88	63,19	63,80

Figure II.48 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans le premier cas [dimension selon x allant de 49mm à 37mm et dimension selon y fixée à 65mm] Configuration C



	(49 ,66) 2,4181	(49 ,58) 2,4448	(48 ,58) 2,4515	(47 ,58) 2,4486	(46 ,58) 2,4486	(45 ,58) 2,4424	(44 ,58) 2,4386	(43 ,58) 2,4436	(42 ,58) 2,4436	(41 ,58) 2,4486	(40 ,58) 2,4486	(39 ,58) 2,4586	(38 ,58) 2,4586	(37 ,58) 2,4687
S11	-12,83	-12,97	-12,74	-12,15	-11,12	-12,15	-12,37	-13,07	-13,18	-14	-14,04	-14,37	-15,42	-16,66
BW	35	38,8	38,1	37,6	36,5	35,8	39,7	34,9	34,4	35,3	40,6	48,4	51,5	59,9
Gain	3,46	3,46	3,47	2,53	3,53	2,52	2,69	2,79	2,89	2,9	3,08	3,07	3,13	3,44
Directivity	6,67	6,49	6,44	6,53	6,38	6,36	6,31	6,21	6,18	6,11	6,09	5,64	5	5
Efficiency	51,87	53,31	38,35	38,74	55,33	39,62	42,63	44,93	46,76	47,46	50,57	54,43	62,60	68,80

Figure II.49 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans le deuxième cas [dimension selon x allant de 49mm à 37mm et dimension selon y fixée à 58mm] Configuration D

Suite aux différentes configurations étudiées, la variation des dimensions du plan de masse d'un côté ou des deux en même temps, donne lieu aux conclusions résumées par ce qui suit :

- La variation de fréquence de résonance, qui d'une part, varie dans une grande bande [2.41GHz-2.52GHz] en agissant sur la dimension selon l'axe des x seulement, et d'autre part, elle varie légèrement entre 2.41GHz et 2.46GHz dans l'analyse des dimensions selon les deux axes x et y. Cette façon de faire peut-être utilisée pour ajuster la fréquence de résonnance.
- La bande passante, a été significativement augmentée à une valeur supérieure à 100 MHz dans la première partie (configurations A et B) de l'étude et jusqu'à 59MHz dans la seconde partie (configurations C et D).
- L'efficacité évolue de la même manière dans les deux parties. La valeur atteinte est d'environ 69%.

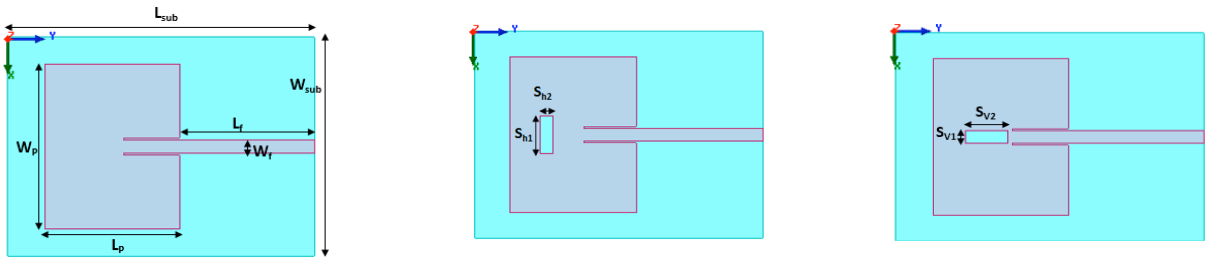
D'après les résultats et la forme simple des plans de masse partiels qui a été adoptée pour notre étude, il s'avère qu'il n'est pas nécessaire d'avoir des formes complexes périodiques pour l'amélioration des caractéristiques de rayonnement.

II.3.3.3 Etude paramétrique d'un PMP sur une APM avec fentes horizontale et verticale

II.3.3.3.1 Présentation et principe de l'étude

Dans cette partie, l'étude sera appliquée sur l'APM élémentaire adaptée à encoches en insérant tantôt une fente horizontale, tantôt une fente verticale, pour combiner les effets des fentes et de la réduction du plan de masse sur les caractéristiques de rayonnement.

Les deux structures à fentes ont été obtenues en insérant sur l'élément rayonnant de l'antenne élémentaire, respectivement, une fente horizontale paramétrée par (S_{h1}=9mm, S_{h2}=3mm) et une fente verticale paramétrée par (S_{v1}=3mm, S_{v2}=9mm) [60]. Les trois structures d'antennes sont illustrées sur la figure II.50.



(a) L'APM élémentaire *(b) L'APM avec la fente horizontale* *(c) L'APM avec la fente verticale*

Figure II.50 Les trois structures sur lesquelles l'étude paramétrique avec fentes est appliquée

Dans les trois structures étudiées, le plan de masse est un PEC et a des dimensions finies. Rappelons D_{init} = (x = 49mm, y = 66mm) la taille initiale du plan de masse. Dans un premier temps nous regarderons l'effet des fentes uniquement, les dimensions du plan de masse resteront inchangées. D'après la figure II.51, la BP est légèrement améliorée, la même chose pour le S11 avec un décalage de la fréquence de résonance particulièrement dans le cas de la fente horizontale.

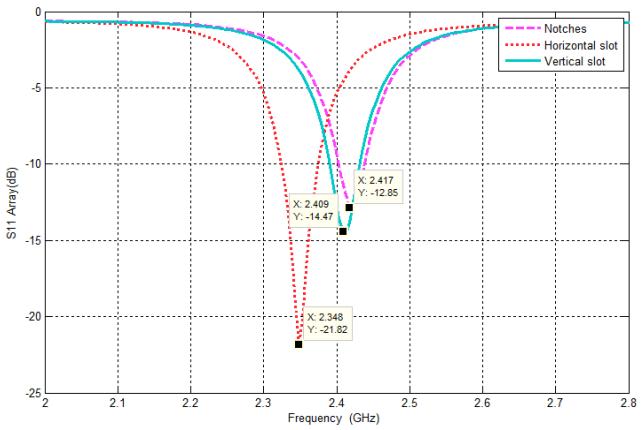


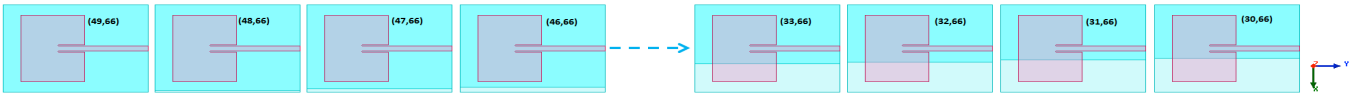
Figure II.51 Variation de S11 de l'antenne élémentaire et des antennes à fentes

Les résultats de simulation réalisés sur les trois antennes sont regroupés dans le tableau II.9. A l'exception du S11 et la BP, les autres caractéristiques de rayonnement n'ont pas significativement changé. On procédera donc, en plus de l'insertion des fentes, par une modification des dimensions du plan de masse.

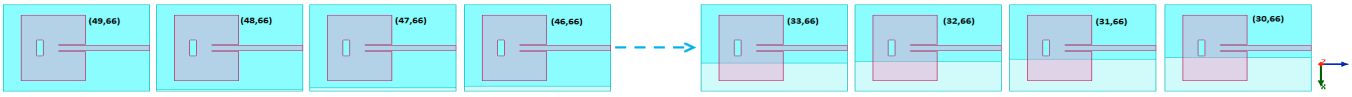
Tableau II-9 - Résumé des résultats de simulation des trois antennes

Paramètre	Antenne élémentaire	Fente horizontale	Fente verticale
Fr (GHz)	2,4181	2,3484	2,4136
S11 (dB)	-12,83	-21,81	-14,46
BW (MHz)	35	50,3	41,2
Gain (dB)	3,46	2,83	3,49
Directivité (dB)	6,67	6,83	6,71
Efficacité (%)	51,87	41,43	52,01

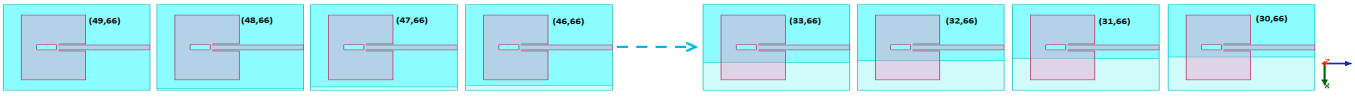
Les modifications consisteront en une réduction progressive des dimensions du plan de masse selon l'axe des x pour les trois antennes comme représenté sur la figure II.52.



(a) Configurations obtenues pour l'antenne élémentaire



(b) Configurations obtenues pour l'antenne à fente horizontale



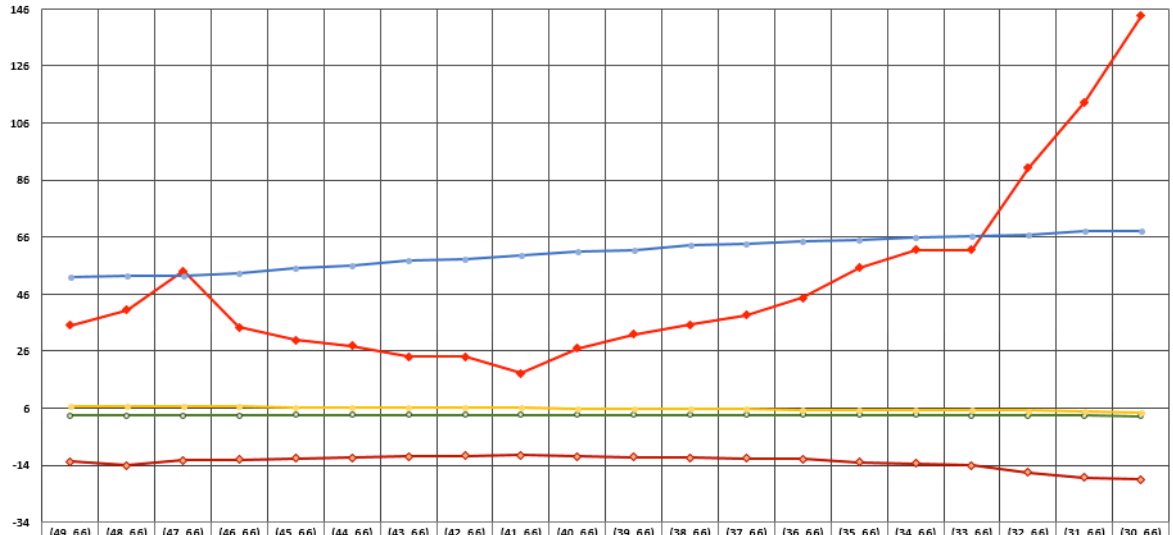
(c) Configurations obtenues pour l'antenne à fente verticale

Figure II.52 Différentes configurations obtenues suite à la diminution des dimensions du PM des trois antennes étudiées

II.3.3.3.2 Résultats de simulation de l'étude et discussion

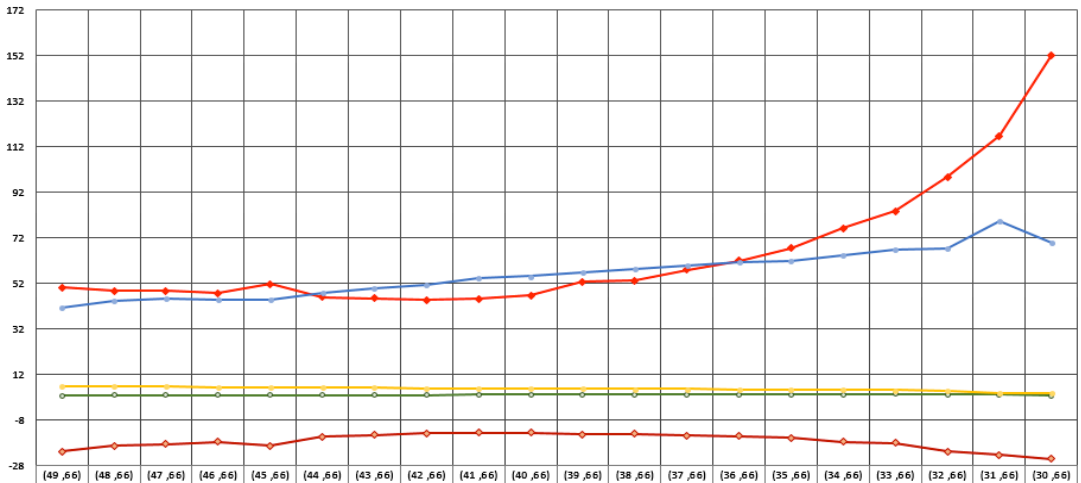
Les résultats analytiques de l'évolution des caractéristiques de rayonnement, en fonction de la taille du PM, sont présentés sur les figures II.53, II.54 et II.55 respectivement pour l'antenne sans fentes, avec une fente horizontale puis une fente verticale. Les dimensions du plan de masse ont varié de ses

dimensions initiales (49,66) jusqu'à (30,66). L'évolution des résultats de simulation est présentée pour chaque configuration en dessous de chaque figure.



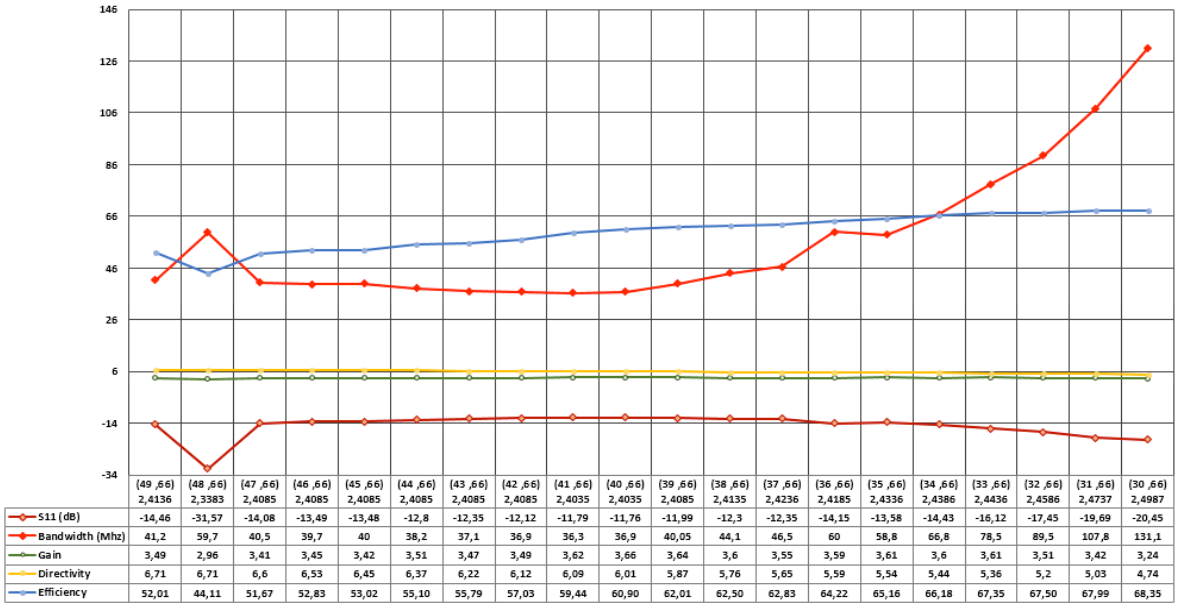
	(49 ,66) 2,4181	(48 ,66) 2,4114	(47 ,66) 2,4181	(46 ,66) 2,4181	(45 ,66) 2,4181	(44 ,66) 2,4147	(43 ,66) 2,4147	(42 ,66) 2,4181	(41 ,66) 2,4135	(40 ,66) 2,4135	(39 ,66) 2,4185	(38 ,66) 2,4236	(37 ,66) 2,4336	(36 ,66) 2,4386	(35 ,66) 2,4436	(34 ,66) 2,4536	(33 ,66) 2,4637	(32 ,66) 2,4737	(31 ,66) 2,4937	(30 ,66) 2,5238
S11 (dB)	-12,83	-14,16	-12,34	-12,04	-11,7	-11,31	-10,97	-10,76	-10,42	-10,88	-11,16	-11,33	-11,51	-11,92	-12,91	-13,35	-14,14	-16,43	-18,26	-18,93
Bandwidth (Mhz)	35	40,4	54	34,46	30	27,9	24	24	18,2	27	31,9	35,3	38,6	44,7	55,3	61,6	61,5	90,3	113,3	143,5
Gain	3,46	3,5	3,43	3,46	3,55	3,58	3,65	3,59	3,61	3,62	3,58	3,66	3,62	3,58	3,59	3,57	3,47	3,42	3,33	3,14
Directivity	6,67	6,69	6,54	6,48	6,45	6,37	6,33	6,15	6,04	5,93	5,82	5,8	5,69	5,54	5,51	5,43	5,24	5,11	4,9	4,6
Efficiency	51,87	52,32	52,45	53,40	55,04	56,20	57,66	58,37	59,77	61,05	61,51	63,10	63,62	64,62	65,15	65,75	66,22	66,93	67,96	68,26

Figure II.53 Evolution des caractéristiques de rayonnement en fonction de la diminution de la dimension du PM pour l'antenne élémentaire



	(49 ,66) 2,3484	(48 ,66) 2,3634	(47 ,66) 2,3634	(46 ,66) 2,3584	(45 ,66) 2,3534	(44 ,66) 2,3584	(43 ,66) 2,3534	(42 ,66) 2,3584	(41 ,66) 2,3584	(40 ,66) 2,3584	(39 ,66) 2,3634	(38 ,66) 2,3684	(37 ,66) 2,3634	(36 ,66) 2,3734	(35 ,66) 2,3784	(34 ,66) 2,3735	(33 ,66) 2,3835	(32 ,66) 2,3885	(31 ,66) 2,4135	(30 ,66) 2,4436
S11 (dB)	-21,81	-19,11	-18,49	-17,51	-19,12	-15,08	-14,38	-13,65	-13,39	-13,36	-14,11	-13,95	-14,59	-14,89	-15,72	-17,52	-18,02	-21,68	-23,1	-25,01
Bandwidth (Mhz)	50,3	48,9	48,8	47,7	51,7	46,1	45,6	44,8	45,4	46,8	52,9	53,2	58,1	61,9	67,5	76,3	83,7	98,8	116,7	152,1
Gain	2,83	2,98	3,06	2,95	2,95	3,09	3,13	3,16	3,29	3,27	3,34	3,31	3,39	3,42	3,32	3,42	3,47	3,3	3,2	2,9
Directivity	6,83	6,72	6,72	6,59	6,54	6,43	6,28	6,17	6,07	5,93	5,85	5,68	5,68	5,56	5,35	5,31	5,18	4,88	4,02	4,14
Efficiency	41,43	44,35	45,54	44,76	45,11	48,06	49,84	51,22	54,20	55,14	57,09	58,27	59,68	61,51	62,06	64,41	66,99	67,62	79,60	70,05

Figure II.54 Evolution des caractéristiques de rayonnement en fonction de la diminution de la dimension du PM pour l'antenne à fente horizontale



	(49 ,66) 2,4136	(48 ,66) 2,3383	(47 ,66) 2,4085	(46 ,66) 2,4085	(45 ,66) 2,4085	(44 ,66) 2,4085	(43 ,66) 2,4085	(42 ,66) 2,4085	(41 ,66) 2,4035	(40 ,66) 2,4035	(39 ,66) 2,4085	(38 ,66) 2,4135	(37 ,66) 2,4236	(36 ,66) 2,4185	(35 ,66) 2,4336	(34 ,66) 2,4386	(33 ,66) 2,4436	(32 ,66) 2,4586	(31 ,66) 2,4737	(30 ,66) 2,4987
S11 (dB)	-14,46	-31,57	-14,08	-13,49	-13,48	-12,8	-12,35	-12,12	-11,79	-11,76	-11,99	-12,3	-12,35	-14,15	-13,58	-14,43	-16,12	-17,45	-19,69	-20,45
Bandwidth (Mhz)	41,2	59,7	40,5	39,7	40	38,2	37,1	36,9	36,3	36,9	40,05	44,1	46,5	60	58,8	66,8	78,5	89,5	107,8	131,1
Gain	3,49	2,96	3,41	3,45	3,42	3,51	3,47	3,49	3,62	3,66	3,64	3,6	3,55	3,59	3,61	3,6	3,61	3,51	3,42	3,24
Directivity	6,71	6,71	6,6	6,53	6,45	6,37	6,22	6,12	6,09	6,01	5,87	5,76	5,65	5,59	5,54	5,44	5,36	5,2	5,03	4,74
Efficiency	52,01	44,11	51,67	52,83	53,02	55,10	55,79	57,03	59,44	60,90	62,01	62,50	62,83	64,22	65,16	66,18	67,35	67,50	67,99	68,35

Figure II.55 Evolution des caractéristiques de rayonnement en fonction de la diminution de la dimension du PM pour l'antenne à fente verticale

En analysant tous les résultats des trois figures, il apparait que la diminution de la taille du PM, pour des patchs avec ou sans fentes, a un impact direct sur une grande partie des paramètres.

En effet, la fréquence de résonance (fr) varie pour chacune des trois configurations, ce qui permet d'affirmer que la combinaison des effets de la réduction du PM et des fentes permet toujours de réaliser des ajustements de ce dernier paramètre en fonction des exigences du cahier de charges. En plus la largeur de la BP a été considérablement améliorée.

Le tableau II.10 compare les caractéristiques de rayonnement des trois antennes étudiées dans la dimension initiale (49, 66) et la dimension finale (30, 66).

Tableau II-10 - Dimension de l'antenne élémentaire pour l'étude du PM

Paramètre	**APM élémentaire**		**APM à fente horizontale**		**APM à fente verticale**	
Dimension	(49,66)	(30,66)	(49,66)	(30,66)	(49,66)	(30,66)
fr (GHz)	2,41	2,52	2,34	2,44	2,41	2,49
S11 (dB)	-12,83	-18,93	-21,81	-25,01	-14,46	-20,45
BW (MHz)	35	143,5	50,3	152,1	41,2	131,1
Gain (dB)	3,46	3,14	2,83	2,90	3,49	3,24
Directivité (dB)	6,67	4,60	6,83	4,14	6,71	4,74
E$_f$ficacité (%)	51,87	68,26	41,43	70,05	52,01	68,35

Nous pouvons analyser ces résultats en s'intéressant cette fois-ci à la fréquence de résonance la plus proche de 2,45GHz pour les trois configurations. Ces résultats sont regroupés dans le tableau II.11.

Tableau II-11 - Comparaison des caractéristiques de rayonnement des trois antennes à 2,45GHz

Paramètre à 2,4436 GHz	**APM élémentaire**	**APM à fente horizontale**	**APM à fente verticale**
Dimension	(35,66)	(30,66)	(33,66)
S11 (dB)	-12,91	-25,01	-16,12
BP (MHz)	55,30	152,10	78,50
Gain (dB)	3,59	2,90	3,61
Directivité (dB)	5,51	4,14	5,36
Efficacité (%)	65,15	70,05	67,35

Le tableau montre que l'antenne à fente horizontale donne les meilleurs résultats par rapport aux deux autres. En effet, pour cette configuration et à la fréquence 2,4436GHz, on note une amélioration importante des caractéristiques de rayonnement, notamment la bande passante et l'efficacité.

En conclusion, dans cette partie il a été montré que quelle que soit la forme de l'élément rayonnant (avec ou sans fentes), la réduction de la taille du plan de masse peut contribuer à l'amélioration des caractéristiques de rayonnement et à l'amélioration du comportement fréquentiel d'une APM.

En plus, et pour une fréquence donnée, il apparait qu'il est possible d'améliorer ces caractéristiques tout en combinant plus d'une modification géométrique dans l'antenne, en l'occurrence le plan de masse et l'introduction d'une fente dans le patch, une fente horizontale pour le cas étudié.

II.3.3.4 Effet de la position d'une fente en présence d'un PMP sur les caractéristiques de rayonnement d'une APM

II.3.3.4.1 Description et principe de l'étude

Nous rappelons que, l'insertion des fentes, en plus d'un plan de masse partiel, dans l'élément rayonnant d'une APM peut améliorer son comportement fréquentiel. Nous menons donc une étude paramétrique de l'impact de la position d'une fente horizontale, en tenant compte de la distribution du courant dans l'APM adaptée à encoches, en présence d'un simple plan de masse partiel, sur les caractéristiques de rayonnement, notamment : la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion, la bande passante et l'efficacité.

Pour cette étude on maintient le même type de plan de masse (PEC) de dimension initiale D_{init}= (49,66) mm^2 (figure II.56-a), la dimension du plan de masse réduit est Dr=(30,66) mm^2 (figure II.56-b). Les dimensions de l'antenne et de la fente étudiées sont données dans le tableau II.12.

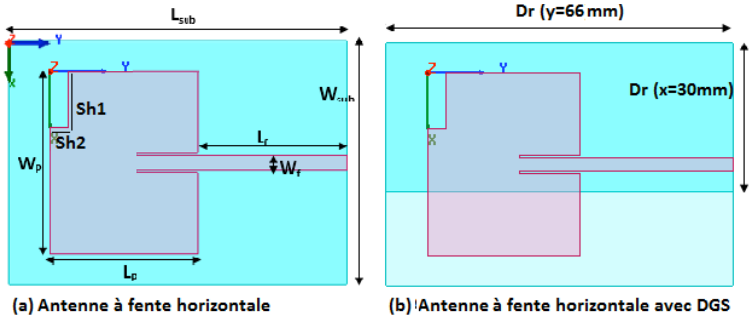


Figure II.56 Antenne étudiée avec PM complet et PM réduit

Tableau II-12 - Dimensions de l'antenne étudiée

Paramètre	L_{sub}	W_{sub}	Lp	Wp	Lf	Wf	S_{h1}	S_{h2}
Dimension (mm)	66	49	29	37	29	3	9	9

D'après le tableau II.13, avec un plan de masse total et une fente horizontale, l'antenne résonne autour de la fréquence 2,45GHz avec un coefficient de réflexion (S11) de -11,54dB, une bande passante (BP) de 26MHz et une efficacité de 50%. Quand le PM est réduit jusqu'à la dimension D_r, les paramètres de rayonnement s'améliorent notamment le S11 et la BP (figure II.57). Ces résultats appuient l'étude effectuée dans la 2ième partie de cette section relative à l'impact de la diminution de la dimension du PM dans le cas d'une fente.

Tableau II-13 - Résultats de simulation de l'APM étudiée avec et sans PMP

Antenne	Fr (GHz)	S11 (dB)	BP (MHz)	G (dB)	D (dB)	Eff (%)
(a) à fente horizontale sans PMP	2,4586	-11,54	26,2	3,30	6,55	50,38
(b) à fente horizontale avec PMP	2,6190	-21,15	171,1	3,08	4,87	63,24

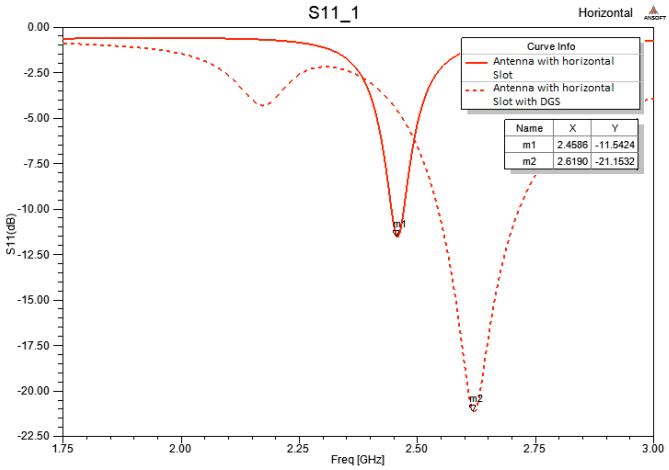


Figure II.57 Variation du coefficient de réflexion de l'antenne étudiée

Dans le but d'étudier l'impact de la position de la fente en présence d'un plan de masse partiel, la distribution du champ électrique a été simulée (figure II.58).

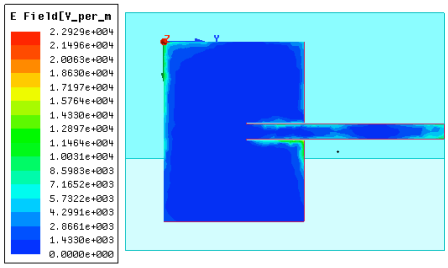


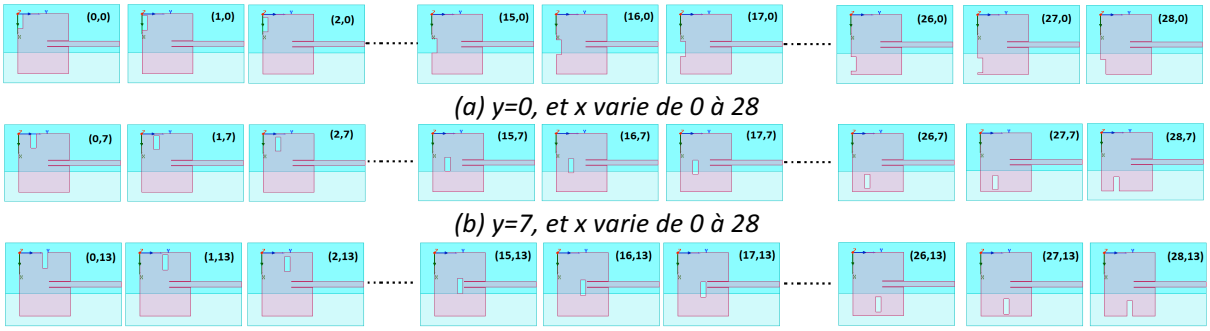
Figure II.58 Distribution des champs de l'antenne adaptée à encoches avec PMP

L'objet de cette dernière étude, consiste à changer la position de la fente horizontale dans la structure de l'antenne adaptée avec encoche, en conservant la dimension réduite D_r du plan de masse tout au long de l'étude.

II.3.3.4.2 Résultats de simulation de l'étude et discussion

Pour chaque valeur de la position selon y (allant de 0 à 13), on fait varier la valeur de la position selon x (de 0 à 28). Plusieurs configurations ont été obtenues pour chaque cas, et l'évolution des caractéristiques de rayonnement sera présentée en fonction de la fréquence de résonance, dans les parties de l'élément rayonnant dont le champ et intense ou moins intense. On rappelle que la position initiale de la fente est : P_{init}(x=0, y=0).

La figure suivante donne les trois cas étudiés y= 0, 7 et 13, les cas intermédiaires (y=1-6, y=8-12) ont été simulés et présentent une évolution semblable aux précédentes.



(a) y=0, et x varie de 0 à 28

(b) y=7, et x varie de 0 à 28

(c) y=13, et x varie de 0 à 28

Figure II.59 Différentes configurations de l'antenne étudiée

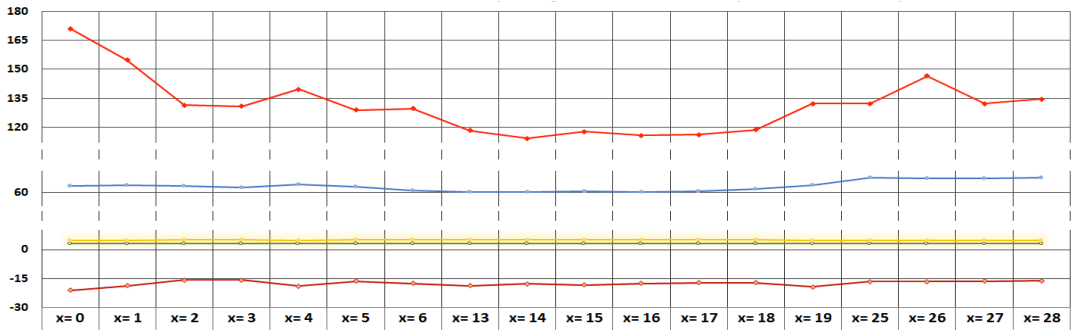
Notons aussi qu'à partir de la position x=15 quel que soit y, la fente se trouve partiellement ou complétement dans la partie non couverte par le plan de masse. Dans toute cette région-là, le courant n'est pas intense. (Figure II.58)

a. Etude de la position à l'extrémité du patch pour le cas 1 (figure II.59-a): y=0, et x varie de 0 à 28

Les résultats pour chacune des configurations de la figure II.59-a sont reportés sur le tableau de données de la figure II.60. Il montre que, quand la fente se déplace jusqu'à x=15 :

- La fréquence de résonance passe de 2,61GHz à 2,55GHz, le S11 varie de -21dB à -18dB et la BP ne s'améliore pas, mais diminue jusqu'à une valeur acceptable 117MHz.
- L'efficacité passe également de 63% à 60%.

A partir de la position x=16, les paramètres de rayonnement commencent à s'améliorer, et la fréquence de résonance commence à diminuer davantage. Dans ce cas où y=0 la distribution de champ est intense. L'insertion de fentes dans toute l'extrémité de l'antenne peut être déployée pour augmenter la fréquence de résonance.



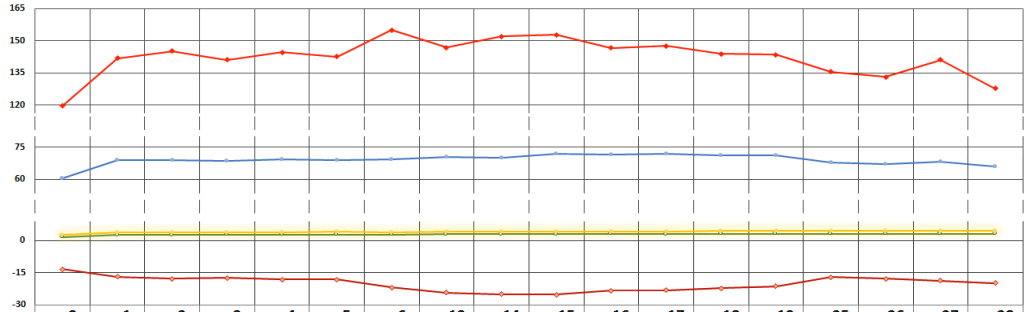
	x= 0	x= 1	x= 2	x= 3	x= 4	x= 5	x= 6	x= 13	x= 14	x= 15	x= 16	x= 17	x= 18	x= 19	x= 25	x= 26	x= 27	x= 28
	2,6190	2,5990	2,5890	2,5990	2,5739	2,5840	2,5940	2,5639	2,5689	2,5539	2,5539	2,5489	2,5489	2,5439	2,5288	2,5338	2,5338	2,5338
S11 (dB)	-21,15	-18,71	-15,87	-15,86	-18,87	-16,43	-17,48	-18,66	-17,8	-18,32	-17,59	-17,22	-17,22	-19,33	-16,55	-16,66	-16,47	-16,28
Bandwidth (Mhz)	171,1	154,8	131,4	130,9	139,7	128,8	129,7	118,2	114,1	117,7	115,7	116,1	118,7	132,3	132,2	146,5	132,2	134,6
Gain	3,08	3,08	3,11	3,1	3,11	3,14	3,05	3	3,05	3,03	3,01	2,97	3,08	3,08	3,11	3,05	3,13	3,1
Directivity	4,87	4,85	4,91	4,97	4,87	5	5	5,01	5,09	5,02	5,02	4,92	4,99	4,85	4,61	4,55	4,67	4,59
Efficiency	63,24	63,51	63,34	62,37	63,86	62,80	61,00	59,88	59,92	60,36	59,96	60,37	61,72	63,51	67,46	67,03	67,02	67,54

Figure II.60 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans cas1 : y=0, et x varie de 0 à 28

b. Étude de la position au milieu du patch pour le cas 2 (figure II.59-b) : y=7, et x varie de 0 à 28

On remarque d'après la figure II.61 que quand la fente se déplace jusqu'à x=15 :

- La fréquence de résonance passe de 2,36GHz à 2,44GHz, le S11 varie de -13dB à -25dB et la BP s'améliore en passant de 119MHz à 152MHz
- L'efficacité s'améliore aussi en allant de 60% à 72%.
- A partir de la position x=16, la fréquence de résonance commence à remonter et les paramètres de rayonnement varient peu.



	x= 0	x= 1	x= 2	x= 3	x= 4	x= 5	x= 6	x= 13	x= 14	x= 15	x= 16	x= 17	x= 18	x= 19	x= 25	x= 26	x= 27	x= 28
	2,3684	2,4687	2,4687	2,4737	2,4737	2,4637	2,4687	2,4336	2,4436	2,4436	2,4436	2,4386	2,4586	2,4687	2,5238	2,5238	2,5238	2,5088
S11 (dB)	-13,37	-16,98	-17,75	-17,49	-18,27	-18,16	-22,01	-24,41	-25,01	-25,3	-23,34	-23,2	-22,25	-21,34	-17,08	-17,85	-18,69	-19,81
Bandwidth (Mhz)	119,6	141,9	145,3	141,1	144,7	142,6	155,1	146,9	152,1	152,9	146,7	147,6	144	143,5	135,5	133,2	141,2	127,7
Gain	1,6	2,63	2,63	2,67	2,74	2,74	2,71	2,92	2,9	3,02	3,07	3,02	3,15	3,2	3,16	3,1	3,15	3,09
Directivity	2,64	3,81	3,81	3,89	3,95	3,96	3,9	4,15	4,14	4,19	4,29	4,2	4,42	4,5	4,66	4,6	4,61	4,67
Efficiency	60,61	69,03	69,03	68,64	69,37	69,19	69,49	70,36	70,05	72,08	71,56	71,90	71,27	71,11	67,81	67,39	68,33	66,17

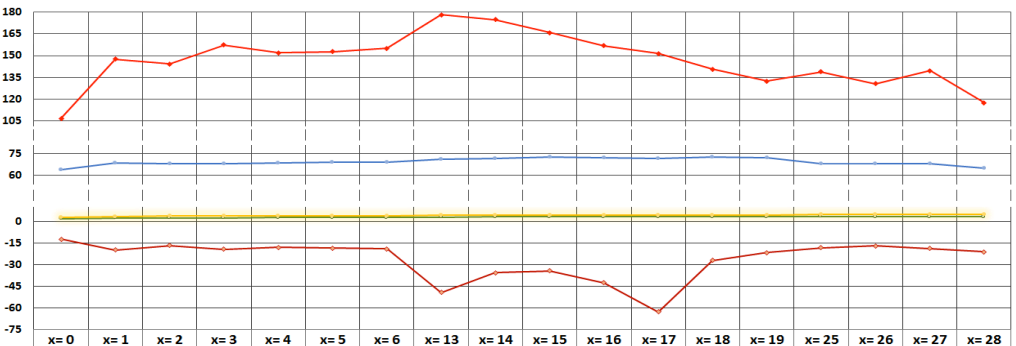
Figure II.61 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans cas2 : y=7, et x varie de 0 à 28

c. Etude de la position autour du point d'alimentation pour le cas 3 (figure II.59-c) : y=13, et x varie de 0 à 28

On remarque d'après la figure II.62 que quand la fente se déplace jusqu'à x=15 :

- La fréquence de résonance passe de 2,34GHz à 2,41GHz, le S11 varie de -12dB à -34dB et la BP s'améliore en passant de 106MHz à 166MHz
- L'efficacité s'améliore aussi en allant de 63% à 72%.

A partir de la position x=16 les mêmes évolutions que le 1er cas ou y=0 sont observées.



	x= 0	x= 1	x= 2	x= 3	x= 4	x= 5	x= 6	x= 13	x= 14	x= 15	x= 16	x= 17	x= 18	x= 19	x= 25	x= 26	x= 27	x= 28
	2,3434	2,4386	2,4436	2,4436	2,4436	2,4486	2,4486	2,4386	2,4286	2,4135	2,3985	2,3885	2,3985	2,4135	2,5288	2,5138	2,5138	2,4937
S11 (dB)	-12,42	-19,9	-16,68	-19,25	-18,12	-18,5	-19,06	-49,29	-35,65	-34,39	-42,49	-62,55	-26,99	-21,72	-18,33	-16,96	-18,92	-21,24
Bandwidth (Mhz)	106,7	147,6	144,2	157,3	152,1	152,8	155,2	178,3	175	166	156,86	151,4	140,7	132,3	138,8	130,7	139,7	117,4
Gain	1,79	2,32	2,39	2,35	2,43	2,48	2,49	2,86	2,93	3,01	2,97	2,99	3,14	3,14	3,19	3,16	3,12	3,04
Directivity	2,8	3,39	3,5	3,46	3,55	3,6	3,61	4,01	4,08	4,15	4,12	4,16	4,33	4,35	4,68	4,64	4,58	4,67
Efficiency	63,93	68,44	68,29	67,92	68,45	68,89	68,98	71,32	71,81	72,53	72,09	71,88	72,52	72,18	68,16	68,10	68,12	65,10

Figure II.62 Evolution des caractéristiques de rayonnement dans cas3 : y=13, et x varie de 0 à 28

Cette étude paramétrique appuie le rôle d'un PMP dans l'amélioration des caractéristiques de rayonnement et l'ajustement du comportement fréquentiel de toute APM contenant des fentes.

L'étude démontre également que dans la partie couverte par le plan de masse où la distribution du champ n'est pas intense, les paramètres de rayonnement s'améliorent. Dans la partie ou il y a le plan de masse partiel, ces derniers commencent à se dégrader (Cas 1 et 3 de l'étude). Dans le cas contraire, quand la fente se trouve au milieu du patch (cas 2) ou l'intensité du champ est minimum, l'évolution des caractéristiques de rayonnement est notable.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons envisagé tous les points qui pourront nous aider éventuellement à concevoir une antenne qui répond aux exigences d'une antenne de lecteur RFID utilisée dans les applications de localisation dans les environnements indoor.

Nous avons au début présenté la structure, les composants et le fonctionnement général des APM, leurs avantages et inconvénients, et leurs caractéristiques de rayonnement qui peuvent influencer les performances d'un système RFID ou n'importe quel système antennaire.

Ensuite, une étude paramétrique de l'influence de certains paramètres de la structure micro-ruban a été faite. Il en ressort que :

→ L'insertion des fentes dans l'élément rayonnant a un effet sur les caractéristiques de rayonnement notamment la bande passante que ce soit à la fréquence 2,45GHz ou à 900MHz. Cette technique a permis aussi de réduire les dimensions de l'antenne.

→ La diminution de la dimension du plan de masse par le biais d'un plan de masse partiel, en présence et en absence des fentes, a un impact sur le comportement fréquentiel, l'adaptation, la bande passante et sur l'efficacité de l'antenne. A travers cette deuxième étude, il a été démonté que le plan de masse partiel est un moyen très intéressant pour l'amélioration des caractéristiques de rayonnement et que l'utilisation d'un plan de masse modifié ne nécessite pas des formes périodiques et complexes pour atteindre les performances recherchées.

Enfin, l'amélioration de la bande passante a été achevée dans ce chapitre par l'insertion de fentes dans l'élément rayonnant d'une APM ou par l'application d'un plan de masse réduit. Cette caractéristique est importante dans la définition de la cadence des informations transmises entre le tag et le lecteur. Le chapitre suivant évoque l'amélioration du gain par la mise en réseau des APM élémentaire.

II.5 Références du chapitre 2

[1] Odile Picon et Coll, " les Antennes: Théorie, conception et application", Dunod, Paris, 2009, ISBN 978-2-10-054245-1, 386 p.

[2] A.K. Jain and V. tyagi, "A Review Cellular Networks Design and Simulation of Micro Strip Patch Antennas", International Journal on Emerging Technologies, Vol. 6, No. 2, 2015, pp. 170-175

[3] M. Corriveau, "Modélisation et conception d'une antenne micro-onde de type microruban avec radôme", Memoire, Université du Québec à Trois-Rivières, Mai 2006.

[4] Constantine A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", 3rd Edition, published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, ISBN: 0-471-66782-X.

[5] E. T. Aye and C. M. New, "Rectangular Microstrip Patch Antenna Array for RFID Application Using 2.45 GHz Frequency Range", International Journal of Scientific and Research Publications, Vol. 4, Issue. 6, June 2014, pp. 1-7, ISSN 2250-3153.

[6] A. Mandal, A. Ghosal, A. Majumdar, A. Ghosh, A. Das and S. K. Das, "Analysis of Feeding Techniques of Rectangular Microstrip Antenna", IEEE, International Conference on Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC 2012), 12-15 Aug. 2012, pp. 26-31, DOI: 10.1109/ICSPCC.2012.6335619

[7] M. A. Matin and A. I. Sayeed, "A Design Rule for Inset-fed Rectangular Microstrip Patch Antenna",WSEAS TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol. 9, Issue. 1, January 2010, pp. 63-72, ISSN: 1109-2742 63.

[8] Snežana Lj. Stefanovski and Branko M. Kolundžija, "The Impedance Variation with Feed Position of a Microstrip Line-Fed Patch Antenna", Serbian Journal Of Electrical Engineering, Vol. 11, No. 1, February 2014, pp. 85-96, DOI: 10.2298/SJEE131121008S.

[9] S.R. Bhongale, "Design of Coaxial Feeding Rectangular Microstrip Patch Antenna at 2.45 GHz", International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering, Vol. 3, Issue. 8, August 2015, pp. 7245-7249, DOI: 10.15680/IJIRCCE.2015. 0308121.

[10] Y. Rhazi, S. Bri and Ra.Touahani, "Effect of Microstrip Antenna Feeding in the K-band", International Journal of Engineering and Technology (IJET), Vol. 4, No. 6, Dec 2012-Jan 2013, pp. 515-522, ISSN : 0975-4024

[11] David M. Pozar, "A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development, and Applications" Electrical and Computer Engineering University of Massachusetts at Amherst Amherst, May 1996

[12] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," Proceedings of IEEE, Vol. 80, No 1, January 1992, pp. 79-91.

[13] Gustavo Adolfo Sotelo Bazán, "Design of a Circularly Polarized Patch Antenna for Satellite Mobile Communications in L-Band", A thesis for the degree of Engineer in the Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicacions de Barcelona, December 2010

[14] Placido De Vita, "Antenna selection guidelines", Document Doc ID 023812 Edited by STMicroelectronics, 23 november 2012, available in https://www.st.com/content/st_com/en.html.

[15] M. K. A. Rahim, "Electromagnetic band gap (EBG) structure in microwave device design", A thesis in Jabatan Kejuruteraan Radio Fakulti Kejuruteraan Elektrik Universiti Teknologi Malaysia, 2008

[16] M. Sahal and V.N. Tiwari, "Review of Circular Polarization Techniques for Design of Microstrip Patch Antenna", Proceedings of the ICRCWIP-2014, Springer, 2016, pp. 663-669, DOI 10.1007/978-81-322-2638-3_74

[17] R. A. Rahim, M. N. Junita, S. I. S. Hassan and H. F. Hassan, "Harmonics suppression circular polarization elliptical shape microstrip patch antenna", IEEE, the 2nd International Conference on Technology, Informatics, Management, Engineering & Environment Bandung, Indonesia, August 19-21, 2014, pp.147-150.

[18] A. Kruekaew and C. Phongcharoenpanich, "Linear/Circular Polarization Switchable Antenna for UHF RFID Reader", IEEE, the International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), 6 February 2012, pp. 1-4.

[19] Y. Liu, L. Si, M. Wei, P. Yan, P. Yang, H. Lu, C. Zheng, Y. Yuan, J. Mou, X. Lv, and H. Sun, “Some Recent Developments of Microstrip Antenna”, Hindawi Publishing Corporation: International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2012, Article ID 428284, pp. 1-10, doi:10.1155/2012/428284

[20] A. U. Ahmed, M. T. Islam, R. Azim, M. Ismail and M. F. Mansor, “Microstrip Antenna Design for Femtocell Coverage Optimization”, Hindawi Publishing Corporation: International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2014, Article ID 480140, pp.1-8, http://dx.doi.org/10.1155/2014/480140

[21] M. C. Sarsamba and R. Y, “Micro strip antenna application for WiMAX, WLAN, mobile communiction: A review ”, IEEE Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI), Chennai, India, 2017, pp. 988-991

[22] H. Nornikman, F. Malek, N. Saudin, N. A. Zainuddin, M. Md. Shukor, M. Z. A. Abd Aziz, B. H. Ahmad and M. A. Othman, “Dual layer rectangular microstrip patch antenna with H-slot for 2.4 GHz range applications”, IEEE, the 3rd International Conference on Instrumentation, Communications, Information Technology and Biomedical Engineering (ICICI-BME), 2013, pp. 44-48

[23] G. Monti, L. Catarinucci and L. Tarricone, “Compact microstrip antenna for RFID applications”, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 8, 2009, pp. 191–199.

[24] P. A. Ambresh, P. M. Hadalgi and P. V. Hunagund, “Effect of Slots on Microstrip Patch Antenna Characteristics”, IEEE, International Conference on Computer, Communication and Electrical Technology-ICCCET2011, 2011, pp. 239-241

[25] A. Al-Shaheen, “New Patch antenna for ISM Band at 2.45 GHz”, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol. 7, No. 1st January 2012, pp. 1-9, ISSN 1819-6608.

[26] L. Huitema, “Conception d’antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles”, Thèse de doctorat en Sciences et Ingénierie pour l’Information, Faculté des sciences et techniques, Université de Limoges, 2011, 238 p.

[27] I. Chakraborty and V. R. Gupta, “Design and Parametric Study of Ultra Wideband PIFA Antenna”, IEEE, Workshop on Advanced Antenna Technology, 2016 Indian Antenna Week (IAW 2016), 2016, pp. 38-41.

[28] S. Yan, V. Volskiy and Guy A. E. Vandenbosch, “Compact Dual-band Textile PIFA for 433 MHz / 2.4 GHz ISM bands”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 16, 04 Jully 2017, pp. 2436-2439, DOI: 10.1109/LAWP.2017.2723419.

[29] A. Motevasselian and W. G. Whittow, “Patch size reduction of rectangular microstrip antennas by means of a cuboid ridge”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 9, Issue. 15, 2015, pp. 1727-1732, doi: 10.1049/iet-map.2014.0559.

[30] M. Grilo and F. S. Correra, “Rectangular Patch Antenna on Textile Substrate Fed by Proximity Coupling”, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 14, Issue. 1, July 2015, pp. 103-112, ISSN 2179-1074.

[31] S. Alam, I. Surjati, A. Ferawan and T. Firmansyah, “Design and Realization of Compact Microstrip Antenna Using Fractal Sierpenski Carpet For Wireless Fidelity Application”, Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEEI), Vol. 6, No. 1, March 2018, pp. 70-78, DOI: 10.11591/ijeei.v6i1.390.

[32] I. Tabakh, M. Jorio, N. El Amrani El Idrissi, T. Mazri, “Design and Optimiza- tion of a New Slotted Patch Antenna for RFID Applications”, International Journal on Communications Antenna and Propagation (I.Re.C.A.P.), Vol. 6, No. 1, ISSN 2039 – 5086, February 2016, pp. 33-38.

[33] I. Tabakh, M. Jorio, N. El Amrani El Idrissi, T. Mazri, “Design and simulation of an optimized slotted patch antenna for RFID reader applications”, IEEE, the 2nd International Conference on Information Technology for Organizations Development (IT4OD-16), Fez Morocco, 2016, pp. 1-6.

[34] I. Tabakh, K. Allabouche, M. Jorio, N. El Amrani El Idrissi and T. Mazri, “Design and simulation of a new form of dual-band patch antenna for UHF and microwave RFID applications”, IEEE, International Workshop on RFID and Adaptive Wireless Sensor Networks (RAWSN-15), Agadir Morocco, 2015, pp. 33-37.

[35] M. Ramesh and YIP KB, “Design Formula for Inset Fed Microstrip Patch Antenna”, Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 3, No. 3, December 2003, pp. 5-10, ISSN 1516-7399

[36] https://www.pcbway.com/

[37] https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss

[38] https://www.cst.com/

[39] H-M Lee and W-S Choi, “Effect of Partial Ground Plane Removal on the Radiation Characteristics of a Microstrip Antenna”, Wireless Engineering and Technology, Vol. 4, January 2013, pp. 5-12.

[40] A. Harrabi, “Conception et r éalisation d’une antenne plate pour la réception satellite”, Université de Nantes / Université El Manar, Tunis, 29 Juin 2015, Disponible à : HAL Archives Id: tel-01169559 https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01169559.

[41] M. Roy and A. Mittal, “Recent Advancements in techniques to suppress surface wave propagation in Microstrip Patch Antenna”, IEEE, 3rd IEEE International Conference on "Computational Intelligence and Communication Technology" (IEEE-CICT 2017), pp. 1-5, DOI: 10.1109/CIACT.2017.7977353.

[42] Fabrice Linot, “Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d’antennes r éseaux compactes et d’antennes réseaux à trés large bande passante”, Thèse TELECOM ParisTech26, Aout 2011, disponible à : HAL Archive Id: pastel-00617270 https://pastel.archives-ouvertes.fr/pastel-00617270.

[43] T. J. Siju and F. Mehajabeen, “Bandwidth Improvement of Microstrip Patch Antenna using Partial Ground Plane”, international Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 4, Issue. 05, May-2015, pp. 87-91, ISSN: 2278-0181.

[44] A. Kumar, J. Mohan and H. Gupta, “Surface wave suppression of microstrip antenna using different EBG designs”, IEEE, International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC), March 2015, pp. 355-359

[45] J. Horak, Z. Raida, "Influence of EBG Structure on the Far-Field Pattern of Patch Antennas », RADIOENGINEERING, Vol. 18, No. 2, June 2009, pp.223-229

[46] P. Kovács and T. Urbanec, “Electromagnetic Band Gap Structures : Practical Tips and Advice for Antenna Engineers”, Radio-Engineering, Vol. 21, No. 1, APRIL 2012, pp. 414-421.

[47] Bashar B. Qas Elias “Comparison among microstrip antennas with yagi slot patch and yagi shaped defected ground structure”, European Journal of Natural and Applied Sciences, ISSN 2053-3780, Vol. 3, No. 1, 2015, pp. 49-55

[48] D. Guha, S. Biswas and C. Kumar, “Printed antenna designs using defected ground structures: a review of fundamentals and state-of-the-art developments”, Journal : Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT), 2011, pp. 15-28

[49] D. S. Salgare and S. R. Mahadik, “A Review of Defected Ground Structure for Microstrip Antennas”, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Vol. 02, Issue. 06, September 2015, pp. 150-154

[50] S. Singh, G. Bharti and P. K. Bharti, “Microstrip Circular Patch Antenna with Partial Ground Structurefor X-Band Applications”, IEEE, the 3rd International Conference for Convergence in Technology (I2CT) The Pune, India. Apr 06-08, 2018, pp. 1-4, DOI: 10.1109/I2CT.2018.8529778

[51] J.Kumar and S. S. Shirgan, “Compact Partial Ground Plane 1x2 Patch Antennas”, IEEE, the 6th International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks, 2014, pp. 33-37, DOI 10.1109/.C1I9CN.2014.19

[52] I. Md. Rafiqul, A. AHM Zahirul, M. Feroze Akbar, J. Khan and S. Alkaraki, “Design of Microstrip Patch Antenna Using Slotted Partial Ground And Addition Of Stairs And Stubs For UWB Application”, Cyber Journals: Multidisciplinary Journals in Science and Technology, Journal of Selected Areas in Telecommunications (JSAT), May Edition, 2012, pp. 1-8.

[53] Charles U. Ndujiuba, Oluwafemi A. Ilesanmi and Oboyerulu E. Agboje, “Bandwidth Enhancement of An Inset-Fed Rectangular Patch Antenna using Partial Ground with Edge-cut Method”, International Journal of Electromagnetics and Applications, Vol. 7, No. 1, 2017, pp. 9-16, DOI: 10.5923/j.ijea.20170701.02.

[54] A. Chakraborty, S. Paul, S. Basu, M. Mondal, T. Yadav and S. Pandit, “Bandwidth Improvement of Microstrip Patch Antenna Using Partial Ground Plane & Circular Slot”, International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, Vol. 5, Issue. 5, May 2016, pp. 7608-7615, DOI:10.15680/IJIRSET.2016.0505167.

[55] S. Rashid, “Bandwidth Enhanced Rectangular Patch Antenna Using Partial Ground Plane Method For WLAN Applications”, Proceeding of the 3rd National Graduate Conference (NatGrad2015), Universiti Tenaga Nasional, Putrajaya Campus, 8-9 April 2015, pp. 7-11, ISBN 978-967-5770-63-0.

[56] T. Mukherjee and P. Bijawat, “Design of Rectangular Microstrip Antenna with Finite Ground Plane for WI-FI, WI-Max Applications”, IJSRD - International Journal for Scientific Research & Development, Vol. 2, Issue. 08, 2014, pp. 71-74, ISSN (online): 2321-0613.

[57] S. Kaur, S. Kakkar and S. Rani, “Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna for RF Energy Harvesting”, International Journal of Electrical Electronics & Computer Science Engineering, Vol. 5, Issue. 2, April 2018, pp. 102-105, E-ISSN : 2348-2273, P-ISSN : 2454-1222, Available Online at www.ijeecse.com

[58] M. Koohestani, M.N. Moghadasi and B.S. Virdee , “Miniature microstrip-fed ultra-wideband printed monopole antenna with a partial ground plane structure”, Published in IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 5, Issue. 14, 2011, pp. 1683-1689, doi: 10.1049/iet-map.2010.0450

[59] I. Tabakh, N. El Amrani El Idrissi, M. Jorio, “Impact of a simple DGS size on the radiation characteristics of an elementary MPA”, International Journal of Scientific & Engineering Research (Thomson Reuters indexation) (IJSER), Vol. 7, N. 7, ISSN 2229-5518, July-2016, pp. 985-994

[60] I. Tabakh, M. Jorio, N. El Amrani El Idrissi, « MPA radiation characteristics evolution through a DGS size reduction study », IEEE, The international conference on wireless networks and mobile communications (WINCOM-16), Oral communication and indexation by IEEE Xplore Digital Library, Fez, October 26-29, 2016

CHAPITRE III
Conception, simulation et réalisation des réseaux d'APM 1*2 et 1*4 pour les applications de lecteurs RFID

III.1 Introduction

Les APM élémentaires présentent autant d'avantages que d'inconvénients. Leur comportement fréquentiel et leurs caractéristiques de rayonnement dans les champs proche et lointain doivent répondre aux exigences du système dans lequel l'antenne est implantée, afin d'assurer son bon fonctionnement.

Bien que les APM élémentaires à fentes répondent parfois aux exigences du système en termes de comportement fréquentiel et de bande passante, leurs performances restent limitées dans les systèmes qui demandent des caractéristiques de rayonnement plus spécifiques, telle la polarisation, la densité de puissance de rayonnement, la directivité et le gain.

Les antennes utilisées dans les applications RFID, doivent avoir un gain qui permet une lecture sur des distances assez importantes, et aussi, une BP adaptée au type d'application souhaité.. Il est donc nécessaire de satisfaire à ces deux exigences lors de l'étape de la conception, tout en veillant à ce que l'amélioration de l'un ne nuit pas à l'autre. Concernant la forme du diagramme du rayonnement, elle doit satisfaire les exigences liées à l'ensemble lecteur/tag (positions du tag/lecteur et vice versa, type de lecteur (portable ou fixe) ….

Différentes méthodes ont été appliquées dans le design et la réalisation d'antennes servant à améliorer le gain et la bande passante à la fois [1-3]. Certains types d'antennes proposent une de ces deux caractéristiques ou les deux à la fois, on cite les antennes BAVA (Balance Antipodal Vivaldi Antenna) [4,5], dont l'utilisation est très sollicitée dans le cas des faibles polarisations croisées, ou les antennes à polarisation circulaire [6,7] qui proposent une BP intéressante avec un gain limité, ou encore celles alimentées par les lignes CPW [8,9], et finalement les antennes réseaux [10-15].

Comme les techniques élaborées dans le chapitre précédant qui ont porté sur l'amélioration du comportement fréquentiel et un relatif élargissement de la bande passante ont répondu à nos attentes, nous allons les appliquer et étudier leurs impacts dans le cas d'un réseau d'antennes.

Dans la première section de ce chapitre nous allons présenter succinctement le principe de la mise en réseau des APM en particulier les réseaux d'antennes linéaires. Les détails de la conception y seront décrits.

Ensuite, dans la seconde section, nous allons étudier, concevoir et simuler deux antennes réseau 1*2 et 1*4 à base des antennes élémentaires à fentes itératives présentées dans le chapitre précédant. Une modification du plan de masse, soit avec un DGS et/ou un plan de masse partiel, dans les deux structures sera faite afin de répondre aux besoins en termes de bande passante.

Enfin dans la dernière partie de ce chapitre, la conception d'un autre réseau 1*2 à base d'antennes carrées à troncatures conçue sous un autre type de substrat, sera faite afin d'évaluer l'effet des paramètres du matériaux diélectrique sur le gain. Les résultats de cette structure seront comparés avec ceux de la structure finale du réseau 1*4, en termes de dimensions, de gain et de bande passante.

III.2 Aperçu général sur les réseaux d'antennes

III.2.1 Principes et types des réseaux d'antennes

Dans la plupart des applications RFID, l'utilisation d'une antenne élémentaire peut dans certain cas ne pas satisfaire les performances souhaitées en termes de gain et de diagramme de rayonnement. Le regroupement de plusieurs éléments rayonnants, constituant un réseau d'antennes, est une solution pour améliorer le gain et l'efficacité, et réduire les lobes secondaires, si l'analyse [2] et la synthèse [3] du réseau est bien faite [10-15].

Ces réseaux d'antennes peuvent prendre plusieurs géométries, selon le cahier de charge imposé et l'application visée :

- Réseau linéaire : Les éléments sont répartis suivant une ligne droite de manière symétrique. Ces éléments peuvent être équidistants ou non [14-17]. La figure III.1 montre le schéma explicatif des composantes d'un réseau d'antennes linéaire. Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à la conception et la réalisation des réseaux d'antennes de lecteurs-RFID linéaire à deux et à quatre éléments.

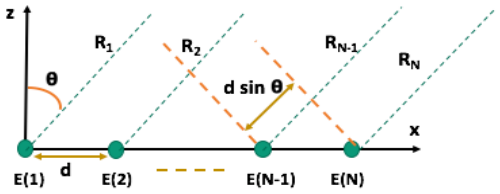


Figure III.1 Réseau d'antennes linéaire à N éléments

- Réseau planaire : C'est une généralisation du réseau linéaire, avec une répartition des éléments du réseau sur un plan. La disposition des éléments est selon un maillage de N*M éléments rayonnants suivant deux axes donnés. Ce maillage peut être de forme rectangulaire, triangulaire ou circulaire. Le pas du réseau peut être identique ou différent d'un axe à un autre. La figure III.2 présente l'exemple d'un réseau planaire à maillage rectangulaire d'une structure de N*M éléments espacées uniformément sur le plan (x, y) avec un pas « p » [14-17].

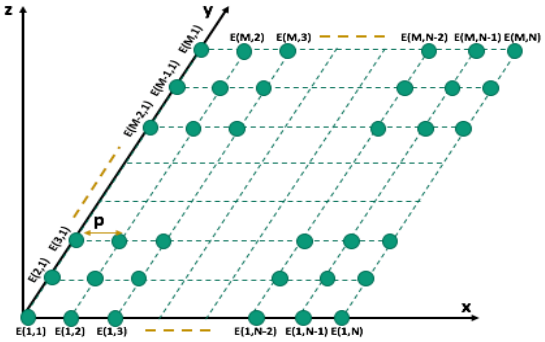


Figure III.2Réseau d'antennes planaire à maillage rectangulaire

[2] **L'analyse** détermine le rayonnement obtenu lorsque l'amplitude et la phase de l'onde appliquée à chaque source est connue, elle permet de renseigner sur l'effet des paramètres physiques du réseau sur le rayonnement et sur la modification du DR quand plusieurs éléments sont associés [10-12, 14].

[3] **La synthèse** détermine les lois de l'excitation complexe l'amplitude et la phase et/ou de la répartition spatiale des sources (éléments rayonnants) qui permettent d'approcher au mieux au DR désiré [12-15].

- Réseau circulaire : La distribution de ses éléments décrit un cercle de rayon R. Il peut se généraliser à un réseau cylindrique ou conique associé à un réseau linéaire pour former un diagramme de rayonnement en élévation. La figure III.3 décrit la répartition de N éléments d'un réseau circulaire de rayon R. [14-17].

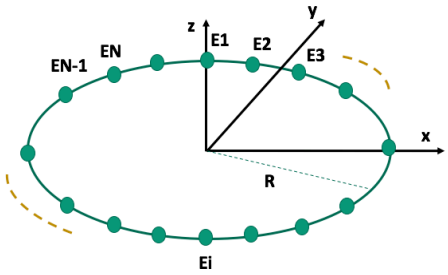


Figure III.3 Réseau d'antennes circulaire

Il existe un autre type de réseau qui consiste à distribuer les éléments rayonnants en volume, on parle alors d'un réseau d'antennes volumique [14]. Plusieurs facteurs de conception des réseaux d'antennes peuvent contribuer à la formation et le contrôle du diagramme de rayonnement du réseau global. Ces facteurs se résument en cinq points essentiels [10, 13-17] :

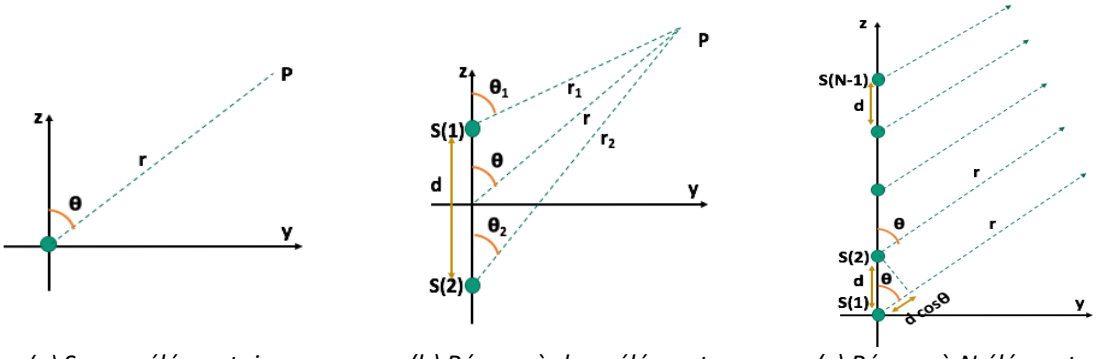
1. Configuration de la forme géométrique du réseau (linéaire, circulaire, planaire, etc.),
2. Détermination de la distance inter-éléments,
3. Détermination de l'amplitude d'excitation de chaque élément,
4. Détermination de la phase d'excitation de chaque élément,
5. Diagramme de rayonnement élémentaire.

III.2.2 Etude théorique d'un réseau d'antennes linéaire

Dans un système de réseau antennaire linéaire, la répartition des éléments du réseau est faite sur un seul axe. Ce dernier produit un faisceau qui peut être modifié si l'un ou plusieurs des cinq facteurs cités précédemment sont modifiés.

Dans cette partie nous allons décrire ce type de réseau, puis donner les équations analytiques de la caractérisation du DR via les champs E, et en déduire le facteur réseau (AF : Array Factor), sa définition et de quoi il dépend.

La figure suivante présente le réseau linéaire étudié en partant d'une source ponctuelle rayonnante (figure 4-(a)) à un réseau de deux éléments (figure 4-(b)) et enfin un réseau de N éléments (figure 4-(c)).



(a) Source élémentaire *(b) Réseau à deux éléments* *(c) Réseau à N éléments*

Figure III.4 Réseau linéaire Etudié

Commençons par l'analyse d'un réseau à deux éléments [16-19]. Lorsque l'élément est placé à l'origine des coordonnées (figure 4-(a)), le champ E s'exprime par :

$$E(\theta,\varphi) = ME_n(\theta,\varphi)\frac{e^{-j\left(kr-\frac{\beta}{2}\right)}}{r}\,\hat{\rho}_1 \qquad \textit{(Eq.III.1)}$$

Si les deux éléments sont placés dans de nouvelles positions, et sont excités par des amplitudes M_1 et M_2, le rayonnement dans le point « p » du champ lointain pour chacune des deux sources constituant le réseau (figure 4-(b)) peut se présenter sous les formules suivantes :

$$E_1\left(\theta_1,\varphi_1\right) = M_1E_{n1}(\theta,\varphi)\frac{e^{-j\left(kr_1-\frac{\beta}{2}\right)}}{r_1}\,\hat{\rho}_1 \qquad \textit{(Eq.III.2)}$$

$$E_2(\theta_2,\varphi_2) = M_2E_{n2}(\theta,\varphi)\frac{e^{-j\left(kr_2+\frac{\beta}{2}\right)}}{r_2}\,\hat{\rho}_2 \qquad \textit{(Eq.III.3)}$$

Avec :

M_1 et M_2 : les amplitudes des champs élémentaires (amplitudes d'excitation),

E_{n1} et E_{n2} : les champs normalisés des champs élémentaires,

r_1 et r_2 : les distances entre chaque source et le point p (appelé aussi point d'observation),

β : différence de phase entre les deux éléments du réseau,

ρ : vecteurs de polarisation du champ E de la zone lointaine.

Si nous considérons que les deux éléments sont identiques, et qu'ils sont orientés de la même manière dans l'espace (mêmes polarisations $\hat{\rho}$), et ont la même amplitude, alors :

$$E_{n1}(\theta,\varphi) = E_{n2}(\theta,\varphi) = E_n(\theta,\varphi) \quad et \quad \hat{\rho}_1 = \hat{\rho}_2 = \hat{\rho} \quad et \quad M_1 = M_2 = M$$

En plus, si nous utilisons l'approximation du champ lointain :

- Pour les facteurs d'amplitude on a : $r = r_1 = r_2$

- Pour les facteurs de phase, on a : $r_1 = r - d/2\ \mathrm{Cos}(\theta)$ et $r_1 = r + d/2\ \mathrm{Cos}(\theta)$

Dans ce cas le champ totale rayonné, si l'on applique le théorème de superposition, s'exprime par :

$$E = \sum E_i = E_1 + E_2 \qquad \textit{(Eq.III.4)}$$

Après factorisation de la formule on obtient :

$$E = \hat{\rho}\,M\,E_n(\theta,\varphi)\,\frac{1}{r}\left[e^{-jk\left(r-\frac{d}{2}cos\theta\right)+j\frac{\beta}{2}} + e^{-jk\left(r+\frac{d}{2}cos\theta\right)-j\frac{\beta}{2}}\right] \qquad \textit{(Eq.III.5)}$$

Si on simplifie davantage :

$$E = \hat{\rho}\,M\,\frac{e^{-jkr}}{r}\,E_n(\theta,\varphi)\left[e^{j\left(\frac{kd}{2}cos\theta+\frac{\beta}{2}\right)} + e^{-j\left(\frac{kd}{2}cos\theta+\frac{\beta}{2}\right)}\right] \qquad \textit{(Eq.III.6)}$$

$$E = \underbrace{\hat{\rho}\,M\,\frac{e^{-jkr}}{r}\,E_n(\theta,\varphi)}_{EF:\,Element\ Factor} \times \underbrace{2cos\left[\frac{kd\,cos\theta+\beta}{2}\right]}_{AF:\,Array\ Factor} \qquad \textit{(Eq.III.7)}$$

Le champ total du réseau est alors égal au produit du champ créé par un seul élément situé à l'origine (EF) et qui est considéré aussi comme le champ rayonné de référence, et le facteur du réseau (AF).

Ce dernier dépend généralement du nombre d'éléments du réseau, des amplitudes et des phases d'excitation ainsi que de la position des éléments.

Sur la base d'un réseau à 2 éléments, nous généralisons à un réseau à N éléments identiques uniformément équidistants [16-19]. Si nous considérons que les sources sont excitées par des amplitudes égales, que la phase progressive β de chaque élément par rapport au précédent est uniforme, et en supposant que les éléments successifs sont totalement découplés, les champs élémentaires rayonnés par tous les éléments du réseau sont dans ce cas identiques. On note $E_i(\theta,\varphi)$ le champ rayonné par la source « i ».

Le AF d'un réseau uniforme à N éléments peut être obtenu en considérant que chaque élément est une source isotopique [18]. La représentation du champ total peut dans ce cas être obtenue en multipliant AF par le champ normalisé que produirait chaque élément.

$$AF = e^{j\times 0(kd\,cos\theta+\beta)} + e^{j(kd\,cos\theta+\beta)} + e^{j\times 2(kd\,cos\theta+\beta)} + \cdots + e^{j\times(N-1)(kd\,cos\theta+\beta)}$$

Ou encore :

$$AF = \sum_{i=1}^{N} e^{j(i-1)(kd\,cos\theta+\beta)} = \sum_{i=1}^{N} e^{j(i-1)\,\psi} \qquad \textbf{(Eq.III.8)}$$

Avec :

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

À partir de ces deux formules, on constate que le facteur du réseau est lié à la phase relative β entre deux éléments successifs. Ces deux formules peuvent être explicitées davantage (équation III.9) pour avoir une présentation du AF qui conduit à la caractérisation et à l'analyse du diagramme de rayonnement. Plus de détails figurent dans les références [16-19].

$$AF = \frac{\sin(\frac{N\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \qquad \textbf{(Eq.III.9)}$$

III.2.3 Paramètres d'un réseau d'antennes linéaire

Toute antenne élémentaire présente un diagramme de rayonnement (DR) particulier, susceptible de changer lorsque plusieurs éléments sont combinés dans un réseau, notamment la directivité et le gain.

Cependant, la conception d'un réseau d'antenne nécessite en premier lieu la précision de l'objectif pour lequel il est conçu (l'augmentation du gain, le beam-forming, le comportement de l'antenne en termes de rayonnement (DR) …etc.). Dans notre cas, notre intérêt porte sur le gain.

Dans cette partie nous allons aborder quatre paramètres essentiels auxquels le facteur réseau et les paramètres de rayonnement en champs lointain sont liés [10, 13, 16-19].

III.2.3.1 Le nombre d'éléments

Le nombre d'éléments dans un réseau d'antennes influe directement sur la directivité et le gain, ainsi que le nombre et le niveau des lobes latéraux ou secondaires. Ces derniers peuvent être considérés comme indésirables suivant leurs niveaux.

III.2.3.2 L'espacement entre les éléments

La distance qui sépare deux éléments successifs est un paramètre très important dans un réseau d'antennes linéaire. En effet, un espacement d'élément plus grand offre une directivité plus élevée [17,18].

Cependant, elle doit généralement être inférieur à $\lambda/2$, pour s'affranchir de l'apparition de lobes secondaires tout en veillant à éviter le couplage entre deux éléments adjacents.

III.2.3.3 L'amplitude et la phase du signal appliqué à chaque élément

Dans le paragraphe 2 décrivant un réseau linéaire, la distance entre éléments a été prise constante et les éléments ont été alimentés avec la même amplitude et la même phase. Il s'agit d'un réseau linéaire uniforme. Dans le cas où la répartition de la puissance d'alimentation n'est pas uniforme et les phases sont différentes, l'efficacité du réseau diminue et le faisceau principal est dévié avec l'apparition de lobes latéraux. Cette configuration, qui permet une réorientation ou non du faisceau, nécessite un compromis entre les autres paramètres du réseau [14,17].

III.2.3.4 Le réseau d'alimentation

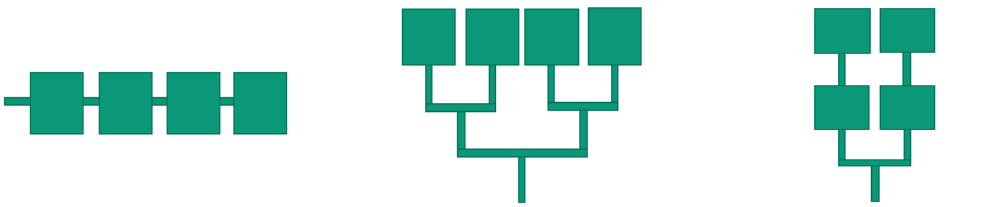
Dans la conception d'un réseau d'antennes, le réseau d'alimentation est très important. Sa complexité dépend en premier lieu du type du réseau (ordinaire, à gradient de phase, adaptatif, à commutation de faisceau … etc.) ainsi que le nombre d'éléments rayonnants qui le constituent.

Dans un réseau d'antennes micro-ruban, les éléments peuvent être alimentés par une seule ligne ou par plusieurs lignes dans un arrangement de réseau d'alimentation. Les configurations les plus courantes [17,20-23] données dans la figure III.5 sont les suivantes :

- **Réseau d'alimentation en série** : consiste en une ligne de transmission à haute impédance continue connectée à une série d'éléments rayonnants, comme illustré dans figure III.5-(a)). Alimentant seulement le 1er élément, l'alimentation série peut conduire à de petites quantités d'énergie couplées à l'élément suivant par divers moyens, notamment le couplage de proximité, le couplage sonde ou le couplage ouverture [17,20-23].

- **Réseau d'alimentation parallèle (Corporate) :** dans ce type d'alimentation un seul port d'entrée existe et plusieurs lignes d'alimentation en parallèle se terminent par un élément rayonnant élémentaire. Dans la plupart des cas, c'est une suite de ligne d'alimentation en forme T, comme le montre la figure III.5-(b), cette configuration est connue sous le nom de Corporate [17,20-23], c'est la configuration la plus utilisée dans les antennes réseau

- **Réseau d'alimentation parallèle- série (Corporate-serie)** : c'est une combinaison entre les deux premières configurations d'un réseau d'alimentation, elle consiste en une distribution unidimensionnelle avec alimentation parallèle et les autres éléments sont montés en série avec le reste du réseau. (Figure III.5-(c))



(a) RA série *(b) RA parallèle* *(c) RA* parallèle-série

Figure III.5 Configurations courantes d'un réseau d'alimentation

Le réseau d'alimentation série offre une meilleure efficacité globale de l'antenne en comparaison avec le réseau d'alimentation parallèle [17,20-23]. Cela est dû au fait que les lignes d'alimentation sont moins nombreuses, ce qui réduit les pertes d'insertion. Cependant, ces réseaux ont une bande passante étroite et un décalage de faisceau dû au décalage de phase d'insertion pour les différents éléments.

Le réseau d'alimentation parallèle est une solution très pratique, qui peut mener le faisceau en introduisant un changement de phase via la segmentation des lignes le constituant et le calcul de leurs dimensions à travers leurs impédances caractéristiques. De plus, cette configuration permet d'augmenter la bande passante et le gain [17,20-23].

Dans la section qui suit, nous étudions les réseaux d'antennes 1*2 et 1*4 avec un réseau d'alimentation parallèle, la distribution des impédances des lignes d'alimentation y sera décrite et détaillée.

III.3 Conceptions et simulation de quelques réseaux d'antennes à fentes itératives

Dans cette section, quatre principaux réseaux seront étudiés, les réseaux 1*2 et 1*4 avec et sans DGS. L'antenne élémentaire utilisée dans ces réseaux est celle à fente itérative détaillée dans le second chapitre

Les résultats de simulation obtenus seront analysés en termes de paramètres d'adaptation (S11, BP et VSWR) et de paramètres de rayonnement en champs lointain (Gain, Directivité et Diagramme de Rayonnement (DR)).

La mise en réseau des APM améliore en général le gain, si certaines règles de conception sont respectées, comme l'espacement entre deux éléments successifs et les paramètres d'alimentation de l'ensemble du réseau. En contrepartie, elle peut produire une dégradation des paramètres d'adaptation. D'après l'étude paramétrique menée dans le second chapitre, les plans de masse partiels et les DGS peuvent améliorer le comportement fréquentiel et les paramètres d'adaptation. Nous avons appliqué cette étude aux réseaux.

III.3.1 Conception et simulation du réseau 1*2 avec plan de masse complet

La conception du réseau 1*2 a commencé par l'estimation de l'espacement entre deux éléments adjacents du réseau et des dimensions des lignes d'alimentation. Ces paramètres ont été ajustés pour se rapprocher des caractéristiques souhaitées en termes de fréquence de résonnance et de paramètres d'adaptation.

Pour éviter l'apparition des lobes secondaires dans le DR et éviter le couplage mutuel entre les éléments, la distance de séparation des deux éléments a été fixé à d=59mm>λ/2 pour la fréquence de résonnance 2,45GHz.

Pour ce réseau d'alimentation on a opté pour une alimentation parallèle. C'est un réseau unidimensionnel qui consiste en un branchement de diviseurs de puissance bidirectionnels (à deux voies). Plusieurs méthodes peuvent être employées à ce stade. Des transformateurs quarts d'onde (70 Ω) peuvent être utilisés pour faire correspondre les lignes 100 Ω aux lignes 50 Ω [21,22], ou une correspondance directe des lignes 100 Ω aux lignes 50 Ω peut être effectuée [23,24].

Une autre façon de faire, est d'utiliser un diviseur de type T **[12,17,25,26]**, pour faire correspondre des lignes 70 Ω (ligne de longueur λ/4) à la ligne 50 Ω (entrée) par des lignes 100 Ω (sorties). La figure III.6 décrit la distribution des impédances des lignes utilisées dans cette alimentation :

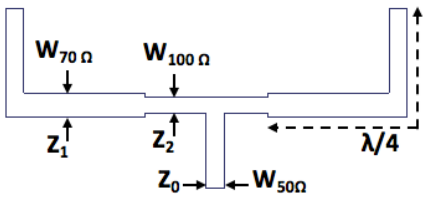


Figure III.6 Impédances des lignes du réseau d'alimentation du réseau 1*2

A partir de Z_1= 70 Ω et Z_2=100 Ω, on peut déduire l'impédance d'entrée Z_L de chacun des éléments rayonnants constituant le réseau, qui se détermine par l'impédance d'entrée de la charge **[23] :**

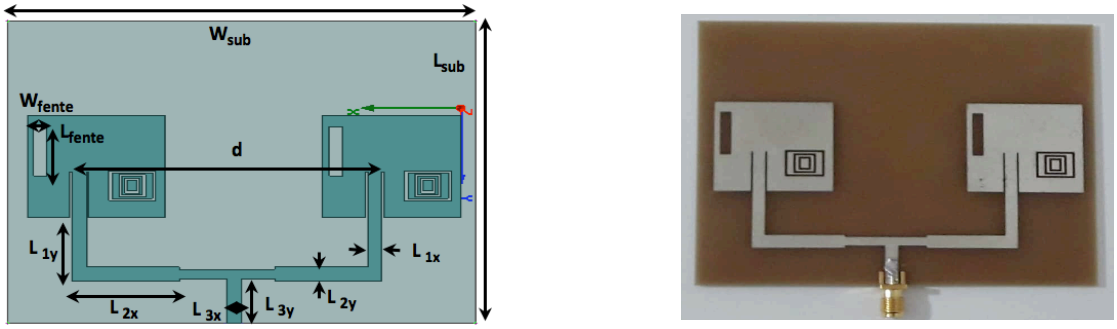
$$Z_{in}(l) = Z_1 . \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta l)}{Z_1 + jZ_L \tan(\beta l)} \qquad \textit{(Eq.III.10)}$$

Avec :

- $Z_{in}(l) = Z_2 = 100\ \Omega$, qui est l'impédance d'entrée de la ligne de longueur λ/4.
- $Z_1 = 70\ \Omega$, qui est l'impédance caractéristique de la ligne de longueur λ/4.
- $\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} . l_{Z_1} = \frac{2\pi}{\lambda} . \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$

De plus, une fente rectangulaire verticale a été insérée dans chaque élément rayonnant du réseau, afin d'ajuster la fréquence de résonance autour de 2,45GHz.

La figure III.7 illustre la forme du réseau 1*2 obtenue sous HFSS (Figure II.7-(a)) et son prototype réalisé (Figure II.7-(b)) à PCBWay (voir chapitre 2). Le tableau III.1 regroupe les dimensions de ses éléments.



(a) Structure conçue sous HFSS *(b) Structure réalisée*

Figure III.7 Structure de l'antenne réseau 1*2

Tableau III-1 - Dimensions de l'antenne réseau 1*2

Paramètre	W_{sub}	L_{sub}	W_{fente}	L_{fente}	L_{1x}	L_{1y}	L_{2x}	L_{2y}	L_{3x}	L_{3Y}	d
Dimension(mm)	95	80	2,7	13	2,9	17	18,85	3,8	3	13,8	59

Les résultats de simulation de l'antenne réseau 1*2 sont obtenus par HFSS et comparés à ceux obtenus par CST et ceux des mesures. Ils concernent essentielement le coefficient de réflexion (S11), le taux d'ondes stationnaire (VSWR), le gain (G), la directivité (D) et le diagramme de rayonnement (DR).

- **<u>Coefficient de réflexion, VSWR et bande passante</u>**

La variation du coefficient de réflexion simulée et mesurée (au Laboratoire STRS), est donnée par la figure II.8, qui traduit directement l'adaptation de l'antenne à 2,46GHz. A cette fréquence de résonnance, S11 atteint une valeur de -11,33dB et la bande passante une valeur de 63MHz avec HFSS, CST fournit un S11 de -18,59dB et une BP de 67MHz. Concernant les résultats de mesures, S11 prsésente une valeur de -29,59dB, avec une bande passante de 67MHz. Ces bandes passantes correspondent à un pourcentage autour de 2,5%.

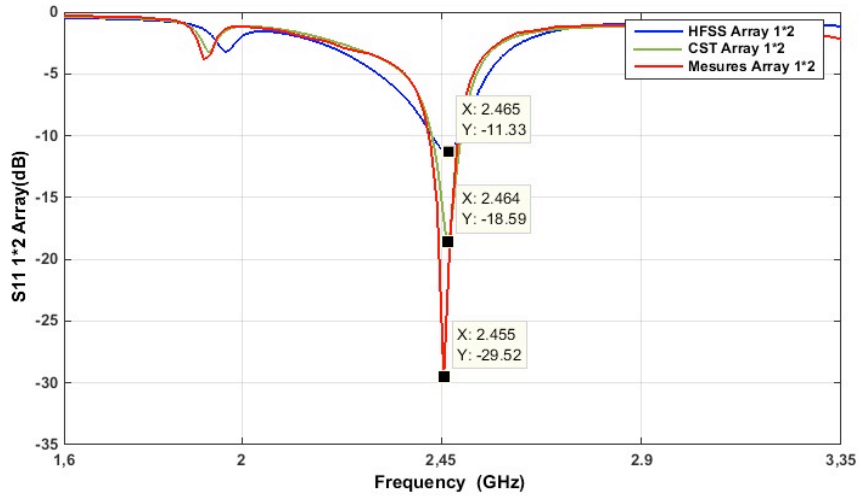


Figure III.8 Variation du coefficient de reflexion de l'antenne réseau 1*2

VSWR est une des caractéristique qui appuie l'adaptation de l'antenne, pour ce réseau à deux avec plan de masse complet, les valeur de VSWR obtenue avec HFSS et CST sont inferieur à 2 à la fréquence 2,45GHz, ce qui prouve l'adaptation de l'antenne. La variation de ce paramètre est illustrée par la figure III.9.

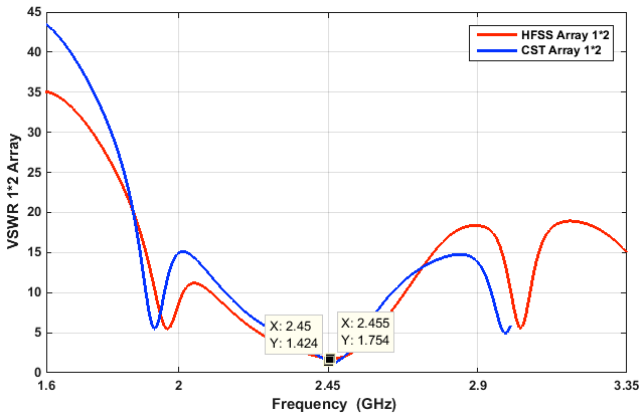
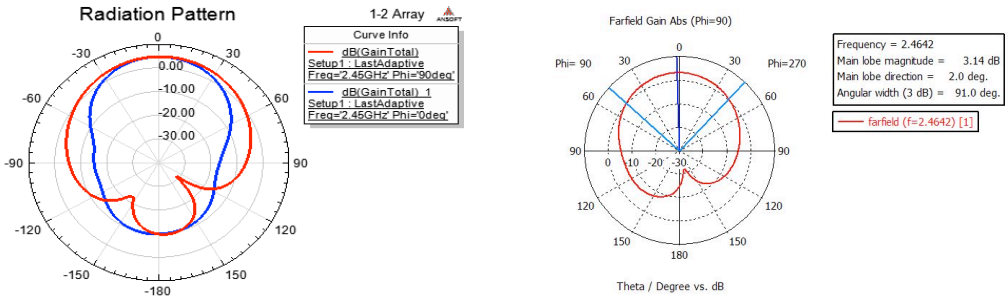


Figure III.9 Variation de VSWR de l'antenne réseau 1*2

- **<u>Simulation du champ lointain : Diagramme de rayonnement</u>**

La figure III.10 montre le diagramme de rayonnement (DR) de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse total, dans les deux plans E(ϕ =0°) et H(ϕ=90°). Les résultats obtenus, que ce soit sous HFSS ou CST, montrent que l'antenne a un comportement directionnel à la fréquence de résonnance 2,45GHz.



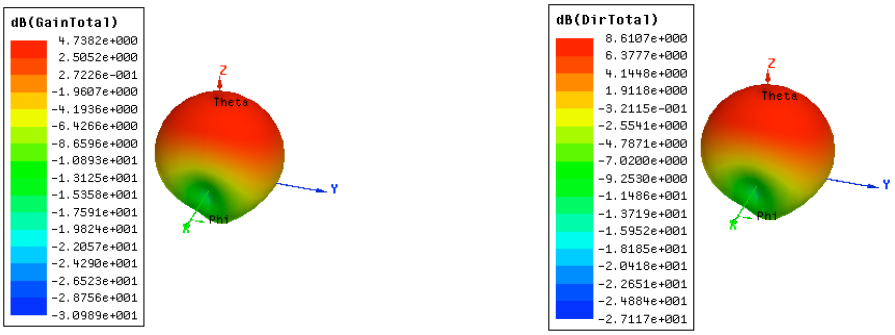
*(a) DR du réseau 1*2 sous HFSS* *(b) DR du réseau 1*2 sous CST*

Figure III.10 Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*2

- **Gain et directivité**

Le gain total et la directivité totale de l'antenne réseau 1*2 ont été visualisés en 3D. Leurs allures sont données par la figure III.11, qui montre que leurs valeurs se sont améliorées après la mise en réseau de deux antennes à fentes itératives.

En effet, en passant de l'antenne élémentaire à fentes itératives à l'antenne réseau 1*2, le gain a augmenté de 2,37dB sous HFSS à 4,73dB (figure III.11-a) et la directivité passe de 5,56dB à une valeur de 8,61dB (figure III.11-b). Les résultats de simulation obtenus avec CST suivent la même évolution que ceux de HFSS.



*(a) Gain total 1*2* *(b) Directivité totale du réseau 1*2*

Figure III.11 Gain et directivité totaux de l'antenne réseau 1*2 à 2,45GHz

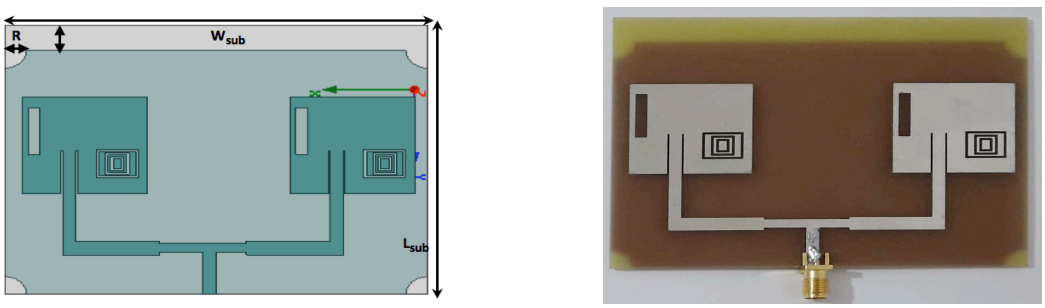
L'efficacité à 2,45GHz de cette antenne a été calculée et validée par les simulations sous HFSS, elle est égale à 55,05% (l'antenne à fentes itérative présente une efficacité de 37% seulement).

III.3.2 Conception et simulation du réseau 1*2 avec plan de masse modifié

L'antenne réseau 1*2 sans plan de masse modifié présente d'acceptables caractéristiques de rayonnement dans le champ lointain, cependant, la bande passante n'est pas significative (2,5%), par rapport à la bande passante limite des antennes RFID à bande étroite estimée à 4% [27,28].

D'après l'étude paramétrique de l'impact d'un DGS sur les caractéristiques de rayonnement d'une APM menée dans le chapitre 2, un DGS peut ajuster la fréquence de résonnance et améliorer la bande passante. C'est dans ce but, que la modification du plan de masse de l'antenne réseau 1*2 a été faite. Cette modification consiste à la fois en la réduction des dimensions du plan de masse (plan de masse partiel) et l'insertion d'un DGS. La structure de l'antenne réseau et son prototype à PCBWay réalisé sont représentés par la figure III.12.

Il est à noter, comme mentionné dans le tableau III.2, que la longueur du substrat a diminué par rapport au cas d'un plan de masse total. Toutes les autres dimensions, et les impédances des lignes du réseau d'alimentation et leurs dimensions, sont restées inchangées.



(a) Structure conçue sous HFSS *(b) Structure réalisée*

Figure III.12 Structure de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié

Tableau III-2 - Dimensions de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié

Paramètre	W_{sub}	L_{sub}	D	R
Dimension(mm)	95	75	7	5

De la même manière, les simulations des paramètres d'adaptation et celles en champ lointain ont été effectuées sous HFSS, validées et comparées à celles obtenues par CST.

- **<u>Coefficient de réflexion, VSWR et bande passante</u>**

En modifiant le plan de masse de l'antenne réseau 1*2 et en réduisant ses dimensions, la fréquence de résonnance est de 2,45GHz que ce soit avec HFSS ou CST.

En plus, la variation du coefficient de réflexion donnée par la figure III.13, montre que la valeur de S11 est inférieur à -10dB (-15,17dB avec HFSS, -11,09dB avec CST et -33,35 avec mesures de S11), autour de 2,45GHz. Ces résultats traduisent l'adaptation de l'antenne réseau 1*2 après les modifications apportées au plan de masse.

la bande passante s'est maintenue autour de 67MHz pour HFSS et CST. Concernant la bande passante obtenue suite aux mesures de S11, elle s'est améliorée en passante de 67MHz à 88MHz.

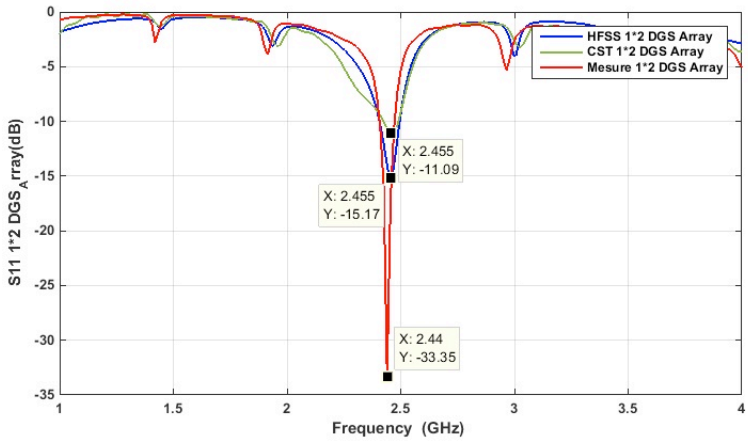


Figure III.13 Variation du coefficient de reflexion de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié

VSWR de cette antenne a été aussi simulé, et fournit des valeurs inferieures à 2 à la fréquence 2,45GHz, 1,42 et 1,77 respectivement pour HFSS et CST. La variation de ce dernier en fonction de la fréquence est illustrée par la figure III.14.

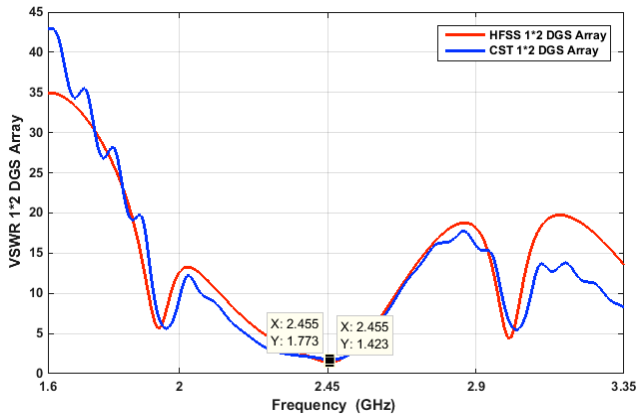
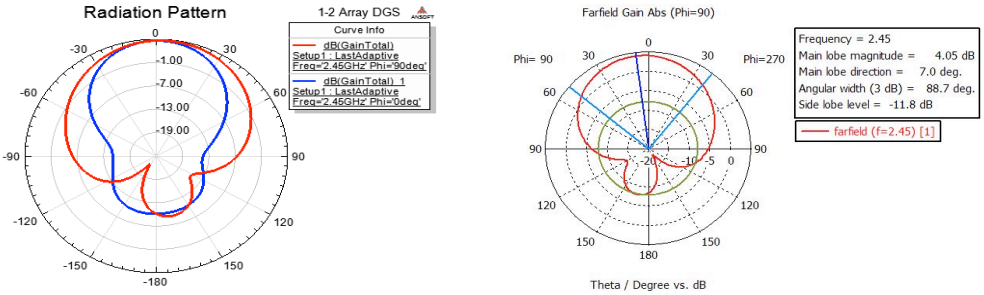


Figure III.14 Variation de VSWR de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié

- **Simulation de champ lointain : Diagramme de rayonnement**

Après modification de l'antenne réseau 1*2, le diagramme de rayonnement a gardé son comportement directionnel, l'allure de ce dernier en 2D est donnée respectivement sous HFSS et CST par les figures III.15 :

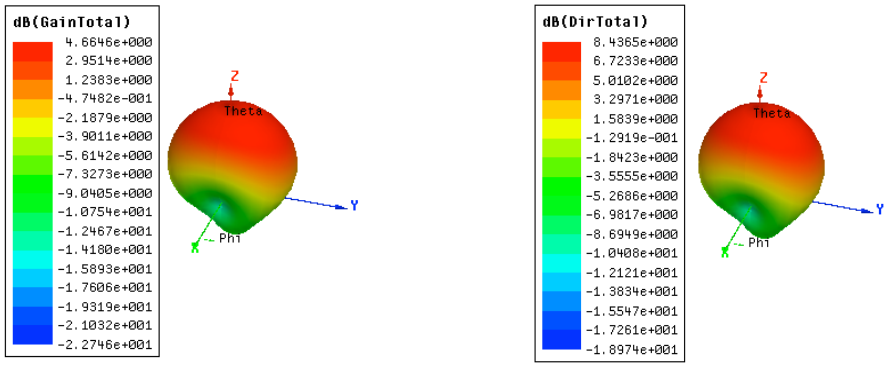


*(a) DR du réseau 1*2 sous HFSS* *(b) DR du réseau 1*2 sous CST*

Figure III.15 Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié

- **Gain et directivité**

Le gain et la directivité totaux (figure III.16) de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié, ont peu changé par rapport au cas d'un plan de masse total. L'efficacité à 2,45GHz a été également calculée et validée par les simulations sous HFSS, elle n'a pas beaucoup changé, soit 55,27%.



*(a) Gain total du réseau 1*2* *(b) Directivité totale du réseau 1*2*

Figure III.16 Gain et directivité totaux de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse modifié

La mise en réseau de 4 antennes à fentes itératives fera l'objet de la section qui suit en vue de l'amélioration de ces deux paramètres.

III.3.3 Conception et simulation du réseau 1*4 avec plan de masse complet

Dans le but d'améliorer d'avantage le gain de l'antenne de base à fente itératives, nous avons conçu le réseau 1*4 correspondant en gardant la totalité du plan de masse, sa forme et ses dimensions générales sont données par la figure III.17 et le tableau III.3.

Il est à noter que le même type de réseau d'alimentation utilisé dans la conception du réseau 1*2 a été employé. Les dimensions des lignes sont données dans le tableau III.3.

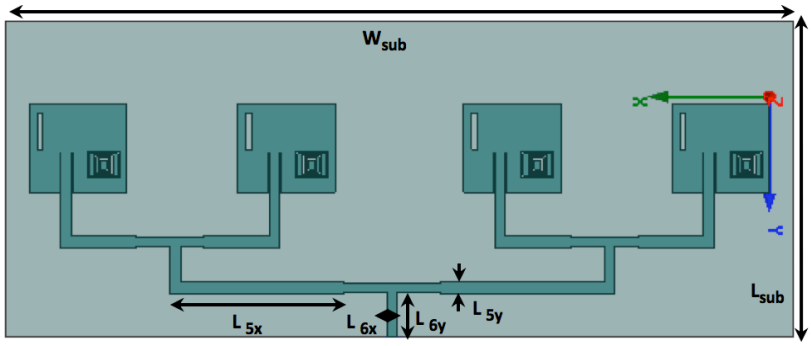


Figure III.17Structure de l'antenne réseau 1*4

Tableau III-3 - Dimensions de l'antenne réseau 1*4

Paramètre	W_{sub}	L_{sub}	L_{5x}	L_{5y}	L_{6x}	L_{6y}
Dimension(mm)	227	95,9	50	3,8	3	14

Les résultats de simulation de cette antenne ont porté essentiellement sur les paramètres d'adaptation et les caractéristiques de rayonnement en champ lointain sous HFSS, sont validées et comparées avec celles de CST.

- **<u>Coefficient de réflexion, VSWR et bande passante</u>**

Les variations du coefficient de réflexion de l'antenne réseau 1*4 avec plan de masse complet sont données par la figure III.18, qui montre que pour HFSS, S11=-34,28dB à 2,48GHz et pour CST, S11=-24,21dB à 2,46GHz. Ces deux résultats montrent que l'adaptation de l'antenne est atteinte sur une bande de fréquence allant de 2,46GHz et 2,48GHz.

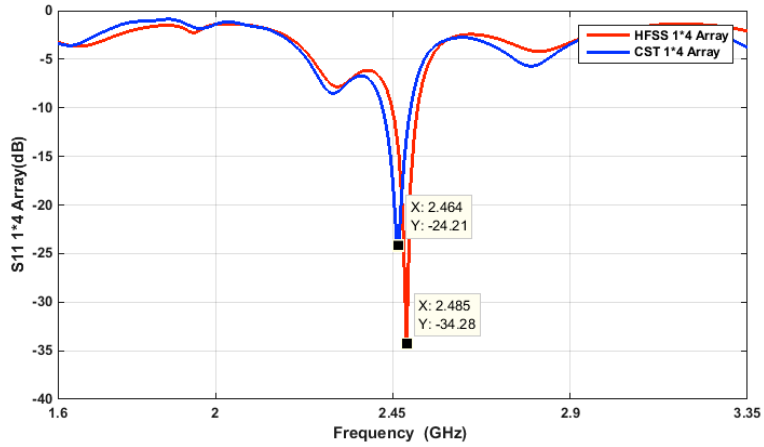


Figure III.18 Variation du coefficient de reflexion de l'antenne réseau 1*4

La bande passante à -10dB obtenue par les simulations HFSS est de 65MHz, CST fournit une valeur de 71MHz.

Concernant le VSWR (figure III.19), autour de 2,45 GHz, il présente une valeur légèrement inférieure à 2 pour CST et dépasse 2 pour HFSS. L'application d'un DGS à la structure de cette antenne pourra ajuster la valeur de ce paramètre à la fréquence de résonance souhaitée.

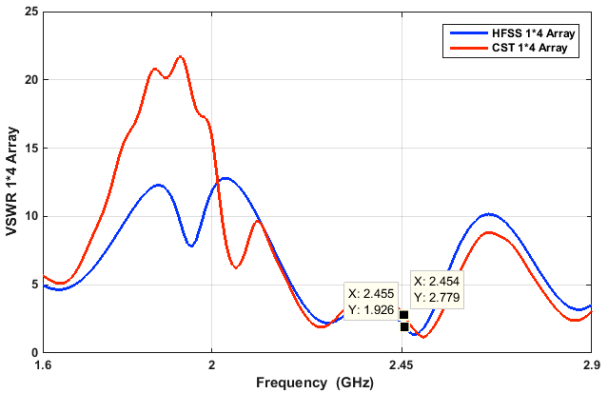
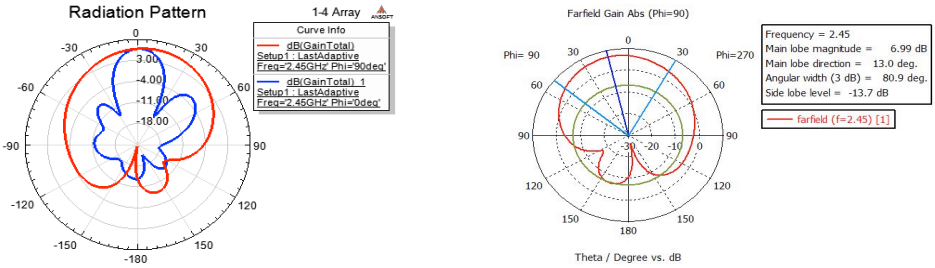


Figure III.19 Variation de VSWR de l'antenne réseau 1*4

- **Simulation de champ lointain : Diagramme de rayonnement**

La multiplication du nombre d'antennes élémentaires dans la structure du réseau 1*4, a fait apparaître des lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement, comme il apparait sur la figure III.20, toutefois on peut affirmer que le comportement directionnel est présent au vu du niveau des lobes secondaires par rapport au principal.



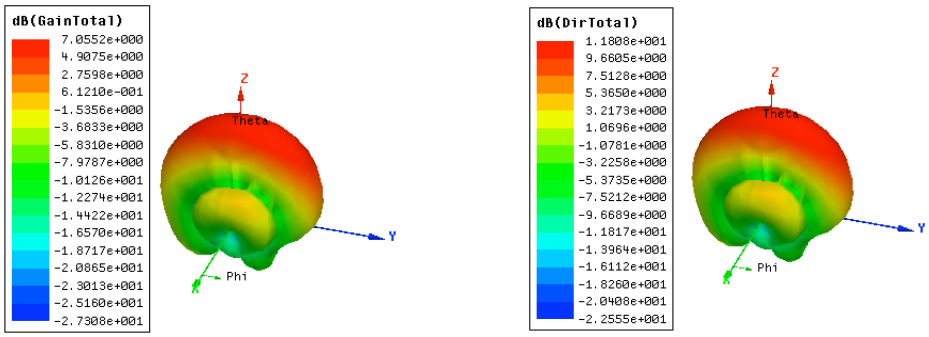
*(a) DR du réseau 1*4 sous HFSS* *(b) DR du réseau 1*4 sous CST*

Figure III.20 Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*4

- **Gain et directivité**

Le gain total et la directivité totale de l'antenne réseau 1*4 ont été visualisés en 3D. Leurs allures sont données par la figure III.21, qui montre que leurs valeurs ont été visiblement améliorées par rapport au gain et à la directivité de l'antenne réseau 1*2 avec plan de masse complet.

En effet le gain a augmenté de 4,73dB sous HFSS à 7,05dB (figure III.21-a) et la directivité est passée de 8,61dB à une valeur de 11,80dB (figure III.21-b). Les valeurs du gain et de la directivité obtenues par CST sont presque les mêmes qu'avec HFSS (Le gain passe de 3,14dB à 7dB et la directivité passe de 7,89dB à 11,60dB). L'efficacité à 2,45GHz a atteint une valeur de 59,75% avec HFSS et 60,35% avec CST.



*(a) Gain du réseau 1*4 sous HFSS* *(b) Directivité du réseau 1*4 sous CST*

Figure III.21 Gain et directivité totaux de l'antenne réseau 1*4

III.3.4 Conception et simulation du réseau 1*4 avec DGS

Le réseau 1*4 sans DGS conçu à base de quatre antennes élémentaires à fente itératives, a fourni de bons résultats pour les paramètres de rayonnement dans le champ lointain à 2,45GHz, tandis que les paramètres d'adaptation et la bande passante n'ont pas donné de résultats satisfaisants. Afin de rapprocher davantage la fréquence de résonnance de 2,45GHz et d'élargir la bande passante, nous avons procédé à une modification du plan de masse en ajoutant dans ses quatre extrémités des fentes cylindriques, qui constituent les DGS, avec R=20mm, comme illustré sur la figure III.22.

Les dimensions des lignes constituant le réseau d'alimentation et les dimensions du substrat sont restées inchangées.

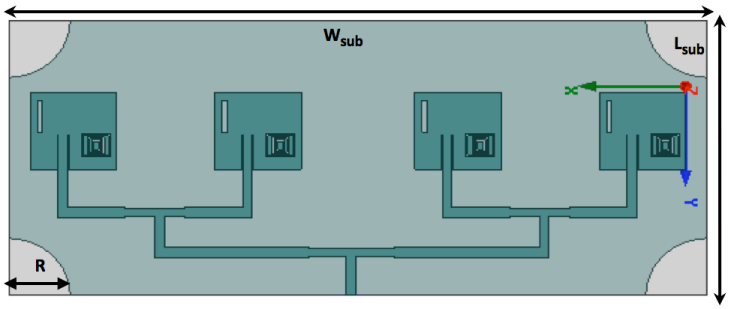


Figure III.22 Structure de l'antenne réseau 1*4 avec DGS

- **<u>Coefficient de réflexion, VSWR et bande passante</u>**

Les variations du coefficient de réflexion de l'antenne réseau 1*4 (figure II.23) en appliquant un DGS, montrent que l'adaptation est autour de 2,45GHz. A cette fréquence, S11 atteint une valeur de -15,69dB avec HFSS et -25,84dB avec CST. La bande passante a été améliorée en passant de 65MHz à 94MHz avec HFSS, et de 71MHz à 80MHz avec CST. Ces valeurs obtenues correspondent à des applications de lecteur RFID à bande étroite pour la localisation indoor.

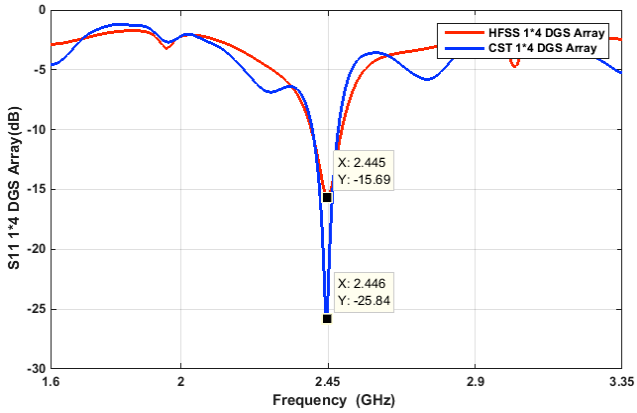


Figure III.23 Variation du coefficient de reflexion de l'antenne réseau 1*4 avec DGS

En plus, selon la figure III.24, le VSWR de l'antenne réseau 1*4 avec DGS a été ramené à des valeurs inférieures à 2 à une fréquence autour de 2,45GHz que ce soit sous HFSS ou sous CST.

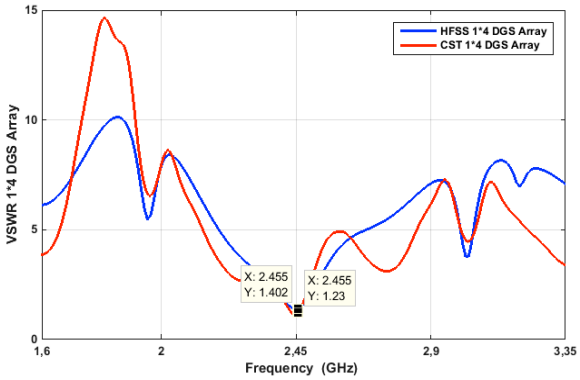
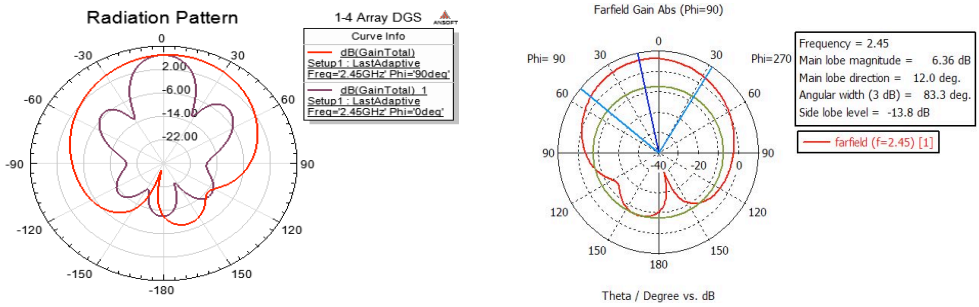


Figure III.24 Variation de VSWR de l'antenne réseau 1*4 avec DGS

- **Simulation du champ lointain : Diagramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*4 avec DGS, a gardé presque la même forme que dans le cas du plan de masse total. Il est donné par la figure III.25.

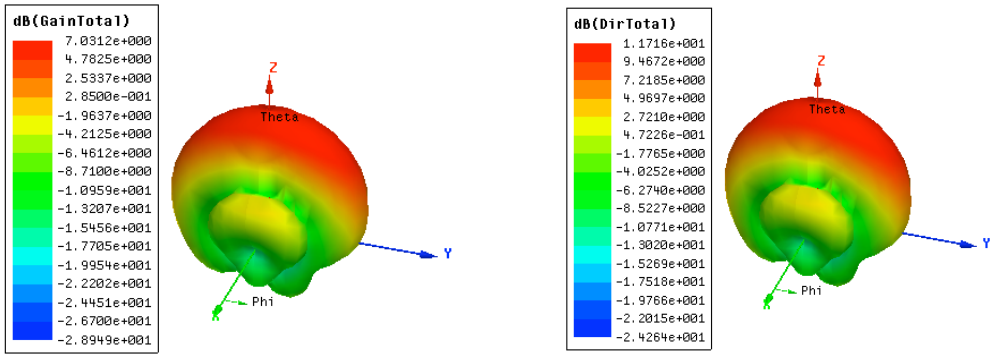


*(a) DR du réseau 1*4 avec DGS sous HFSS* *(b) DR du réseau 1*4 avec DGS sous CST*

Figure III.25 Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1*4 avec DGS

- **Gain et directivité**

Les simulations visualisées en 3D du gain total et de la directivité totale de l'antenne réseau 1*4 avec DGS montrent que leurs valeurs n'ont pas changées par rapport à celles de l'antenne réseau 1*4 avec plan de masse complet (figure III.26). L'efficacité a gardé les mêmes valeurs que ce soit avec HFSS ou CST.



*(a) Gain total du réseau 1*4 avec DGS* *(b) Directivité totale du réseau 1*4 avec DGS*

Figure III.26 Gain et directivité totaux de l'antenne réseau 1*4 avec DGS

III.3.5 Synthèse de la mise en réseau des antennes à fentes itératives

La mise en réseau des antennes patch contribue à l'amélioration des paramètres de rayonnement dans le champ lointain, mais peut aboutir à une dégradation des paramètres d'adaptation et au rétrécissement de la bande passante au fur et à mesure que les éléments se multiplient.

Suite à l'étude menée dans le chapitre 2, et qui a montré qu'un DGS peut améliorer le comportement fréquentiel et améliorer la bande passante, le plan de masse a été modifié que ce soit dans le réseau 1*2 ou le réseau 1*4, pour obtenir des résultats plus intéressants sur ce niveau.

Le tableau III.4 regroupe les résultats de simulation des quatre antennes réseau avec et sans DGS. On en tire deux conclusions :

- La multiplication du nombre d'éléments dans la structure d'un réseau d'APM contribue directement à l'amélioration du gain, directivité.
- L'application d'un DGS sur une antenne réseau a permis d'ajuster la fréquence de résonance, améliorer la bande passante et les autres paramètres d'adaptation.

On peut ainsi conclure que l'antenne réseau à 4 éléments à plan avec DGS, présente les meilleurs résultats en termes d'adaptation et de rayonnement en champs lointain. Les deux valeurs de la BP et du gain ainsi obtenues permettent l'utilisation dans cette antenne dans les applications de localisation indoor.

Tableau III-4 - Tableau récapitulatif des résultats de simulation

	Paramètre	Fr(GHz)	S11(dB)	BP(MHz)	VSWR	Gain(dB)	D(dB)
AMP de base	HFSS	2,45	-40,00	60,30	1,02	2,37	5,56
	CST	2,47	-26,9	67,30	1,14	2,06	5,49
	Mesure	2,44	-15,05	66,00	----	----	----
Réseau 1*2	HFSS	2,465	-11,33	63,00	1,75	4,73	8,61
	CST	2,464	-18,59	67,00	1,42	3,14	7,89
	Mesure	2,455	-29,52	67,00	----	----	----
Réseau 1*2 avec PM modifié	HFSS	2,455	-15,17	67,00	1,42	4,66	8,43
	CST	2,455	-11,09	68,80	1,77	4,06	8,10
	Mesure	2,44	-33,35	88,00	----	----	----
Réseau 1*4	HFSS	2,485	-34,28	65,00	1,92	7,05	11,80
	CST	2,464	-24,21	71,00	2,77	7,00	11,60
Réseau 1*4 avec DGS	HFSS	2,445	-15,69	94,00	1,40	7,03	11,71
	CST	2,446	-25,84	80,60	1,23	6,36	11,30

III.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de l'impact de la mise en réseau des APM élémentaires sur les caractéristiques de rayonnement, appliquée sur l'antenne à fente itératives conçue et réalisée dans le chapitre précédent et sur une antenne carrée à fentes en troncatures.

Sur les antennes à fentes itératives, cette étude a montré que les paramètres de rayonnement dans le champ lointain (gain, directivité, efficacité et DR), s'améliorent au fur et à mesure que le nombre d'éléments rayonnant de base augmente.

En contrepartie, la fréquence de résonnance n'est plus exactement à 2,45GHz et la bande passante se rétrécit. Pour améliorer le comportement fréquentiel et l'adaptation de l'antenne, nous avons procédé à la modification du plan de masse, qui a permis l'ajustement de la fréquence de résonnance et l'amélioration de la bande passante.

Ainsi, à travers la modification du plan de masse des deux antennes réseau 1*2 et 1*4, l'étude paramétrique de l'impact d'un plan de masse partiel sur les caractéristiques de rayonnement a été confirmée et appuyée.

Les résultats des réseaux d'antennes conçues dans ce chapitre conduisent à une large variété d'applications des systèmes de localisation dans les environnements indoor utilisant la technologie RFID, dont le schéma de lecture fixe est très désirable en raison des dimensions de l'antenne et son comportement directionnel, sinon l'utilisation d'autres antennes pour modifier le DR est indispensable. Il est à noter que la bande passante obtenue pour ces réseaux aboutit à des applications à bande étroite.

Le chapitre suivant donnera pour cela des solutions pour avoir une antenne appropriée pour des applications de localisation indoor.

III.5 Références du chapitre 3

[1] M. M. Honari, A. Abdipour and G. Moradi, “Bandwidth and Gain Enhancement of an Aperture Antenna with Modified Ring Patch”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 1à, 2011, pp. 1413-1416, Doi: 10.1109/LAWP.2011.2178998.

[2] Y. Liu, L. Shafai and C. Shafai, “Gain and Bandwidth Enhancement of Stacked H- Shaped Patch-Open Ring Antenna”, IEEE, 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Jully 2016, pp. 1-2, Doi: 10.1109/ANTEM.2016.7550235.

[3] R. K. Prasad, D. K. Srivastava and J. P. Saini, “Gain and Bandwidth Enhancement of Rectangular Microstrip Antenna by Loading Slot”, IEEE, 1st International Conference on Innovation and Challenges in Cyber Security (ICICCS 2016), August 2016, pp. 304-307, Doi: 10.1109/ICICCS.2016.7542356

[4] J. Bourqui, M. Okoniewski and E. C. Fear, “Balanced Antipodal Vivaldi Antenna With Dielectric Director for Near-Field Microwave Imaging”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 58, No. 7, July 2010, pp. 2318-2326

[5] M. H. BAH1, J. HONG and D. A. JAMRO, “UWB Antenna Design and Implementation for Microwave Medical Imaging Applications”, IEEE, International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN), Chengdu China, October 2015, pp. 151-155, Doi: 10.1109/ICCSN.2015.7296144

[6] D. C. Karia, B. B. Dhengale and S. A. Goswami, “A 1x2 Array Circularly Polarised Microstrip Antenna with a high Gain for RFID Applications”, Conference on Computing and Network Communications (CoCoNet'15), Trivandrum, India, February 2016, pp. 485-490, Doi: 10.1109/CoCoNet.2015.7411230

[7] P. Umarani and S. Bhoyar, “Review of Circularly Polarized Microstrip Antennas for RFID Application”, International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology (IJIRSET), Vol. 5, Issue. 1, Januray 2016, pp. 1093-1100, DOI:10.15680/IJIRSET.2015.0501067

[8] S. Hu, Y. Zhou, C. Look Law and W. Dou, “Study of a Uniplanar Monopole Antenna for Passive Chipless UWB-RFID Localization System”, EEE Transactions On Antennas and Propagation, Vol. 58, No. 2, February 2010, pp. 271-278

[9] Ding-Bing Lin, I-Tseng Tang and Ming-Yu Tsou, “A compact UWB antenna with CPW-fed”, Microwave And Optical Technology Letters, 26 January 2007, Vol. 49, Issue. 3, pp. 564-567

[10] S. Ur Rahman, Q. CAO, “Analysis of Linear Antenna Array for minimum Side Lobe Level, Half Power Beamwidth, and Nulls control using PSO”, Brazilian Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 16, No. 2, June 2017, pp. 577-591, DOI: http://dx.doi.org/10.1590/2179-10742017v16i2911

[11] G. Karunakar, S. Sairam and D. Reshma, “Analysis Of Linear And Planarantenna Arrays”, Internationnal Journal of Science Engineering and Advance Technology (IJSEAT), Vol. 3, Issue. 4, April 2015, pp. 151-155

[12] M. BOUSAHLA, “Analyse et synthèse de réseaux plans ou conformés d’antennes imprimées par méta-heuristiques floues”, Thèse de Doctorat, Univérsité Abou-Bekr Belkaid ELKAID, Tlemcen, 2012

[13] Z. MEKKIOUI and F.T. BENDIMERAD, “Synthese d'antennes en r6seau non p6riodique application aux antennes microrubans”, Drpartement de physique, Universit6 de Tlemcen, BP 119, Bel Horizon, 13000-Tlemcen, Algrrie.

[14] A. E.AHMAD, “Conception d’antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages inter-éléments, Application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire”, Thèse de Doctorat, Université de Limogues, Faculté des Sciences et Techniques, 14 décembre 2010

[15] Odile Picon et coll. , “ Les antennes :Théorie, conception et application”, Préface de Maurice Bellanger, Dunod, Paris, 2009, ISBN 978-2-10-054245-1

[16] Constantine A. Balanis, “Antenna theory: analysis and design”, 2nd Edition, published by John Wiley & Sons, Arizona state University, United States, 1997, ISBN: 0-471-59268-4.

[17] Constantine A. Balanis, “Antenna theory: analysis and design”, 3rd Edition, published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, ISBN: 0-471-66782-X.

[18] G.J.K. Moernaut and D. Orban, “The Basics of Antenna Arrays”, technical Articl in Orban Microwave Products, www.orbanmicrowave.com

[19] Robert J. Mailloux, “Phased array antenna handbook”, 1998 by John Wiley & Sons, Inc. ISBNs: 0-471-53076-X (Hardback); 0-471-22421-9 (Electronic)

[20] J. George and B. Lethakumari, “Design and optimization of 2x2 corporate-series fed microstrip antenna array”, International Journal of Engineering & Technology, Vol. 7 (1.9), 2018, pp. 84-87.

[21] D. S. Rawat, G. Singh and R. P. Singh, “Design of a Corporate fed 1×2 Microstrip Array Antenna for X Band Applications”, International Journal of Computer Applications, Vol. 95, No. 5, June 2014, ISSN 0975-8887.

[22] D. Prabhakar, P. Mallikarjuna Rao and M. Satyanarayana, “Design and Performance of Resonant Spacing Linear Patch Array with Mitered Bend Feed Network for Wireless Applications”, Indian Journal of Science and Technology, Vol. 10, No. 31, August 2017, DOI: 10.17485/ijst/2017/v10i31/92423.

[23] A. J. Abdulqader & Y. A. Ali, “Design and Manufacturing of an Array an Singl Microstrip Patch Antenna to Transmit and Receive by using Same Patch Shape”, Global Journal of Researches in Engineering: Electrical and Electronics Engineering, Vol. 18, Issue. 1, 2018, pp. 31-38, ISSN: 2249-4596 & Print ISSN: 0975-5861

[24] B. Sekharbabu, K. Narasimha Reddy and N. Madhu, “Rectangular Microstrip patch antenna array with Corporate Feed Network for WLAN Applications”, International Journal of Pure and Applied Mathematics Vol. 118, No. 20, 2018, ISSN: 1314-3395

[25] J. R. James and P.S. Hall, " Handbook of Microstrip Antenna ", ISBN 0863411509, Published by. Peter Peregrinus Ltd., London, United Kingdom, 1989.

[26] H. Chorfi, " Conception d'un Nouveau Système D'antenne Réseau Conforme En Onde Millimétrique ", L'université du Québec à Chicoutimi, Abitibi-Témiscamingue, Mai 2012.

[27] R. Figueiredo, J. Louro, S. Pereira, J. Gonçalves and N. B. Carvalho, “Design of a narrow-band single-layer chipless RFID tag”, URSI Radio Science Bulletin in IEEE, Volume: 2018, Issue: 365, 13 December 2018, Page(s): 29 – 35, DOI: 10.23919/URSIRSB.2018.8572497

[28] R. Anthony Shober, E. Sweetman and Y-S. Wu, “Antenna array in an RFID system”, Assignee: Lucent TechnologiesInc, MurrayHil, NJ(US)06 Febrary 2001, App/Pub Number: US6184841B1

CHAPITRE IV
Conception d'une antenne réseau pour lecteur RFID

IV.1 Introduction

L'objectif principal d'un système RFID est d'identifier et/ou localiser les objets étiquetés dont on connait déjà les informations associées [1,2]. Dans la plupart des cas pratiques, un tel système fournit uniquement des informations extraites à partir des étiquettes se situant dans une zone de lecture définie.

Les systèmes de localisation emploient largement la technologie RFID, et repose sur des méthodes de la détection spatiale automatique d'un ou de plusieurs emplacements d'objets [1-3]. Ainsi par exemple, le système de localisation en temps réel (RTLS : Real Time Localization System), est développé pour fournir les informations de localisation instantanément, sur l'emplacement des objets dans une zone confinée sous une forme qui peut être utilisée pour les relier à leur environnement [1-3].

Dans le même cadre, nous pouvons parler des systèmes de localisation intérieur (indoor Localization system), qui font l'objet de recherches ces dernières années, en raison de la difficulté de leur mise en œuvre. Ils sont divisés en systèmes signés et non signés (token or token-less) [3], selon que l'unité mobile contienne ou non un périphérique utilisé pour le processus de localisation :

- Les systèmes de localisation non signés sont basés sur le nombre de capteurs nécessaires, sur le contact physique ou sur les techniques de localisation de vision [3]. Le Smart-floor est l'une des applications connues dans ce type de système [3].
- Les systèmes de localisation signés, utilisent des techniques spécifiques pour la traçabilité et le suivi d'un objet (tels que la lateration, l'angulation, la proximité… etc.…). Ces techniques seront détaillées dans la suite de ce chapitre. Ces types de systèmes ont été mis en œuvre en utilisant une grande variété de technologies, telles que : GPS (Global Positioning System) et A-GPS (GPS assisté), réseaux locaux sans fil (WLAN : Wireless Local Area Network) et Réseau de capteurs sans fil (WSN : Wireless sensor network), Technologies Ultra-Wide Band (UWB), identification par radiofréquence (RFID), et technologies non RF (Bluetooth, laser, infrarouge, visuels, ultrasons, localisation magnétique, sons audibles ...) [1-3].

Dans notre cas on s'intéresse à un système de localisation RFID indoor, qui est devenu parmi les sujets de recherche les plus actifs au cours de la dernière décennie, où de nombreuses méthodes ont été étudiées et réalisés. On en cite : les systèmes basés sur les ondes acoustiques de surface (SAW) [4-6], ceux basés sur les techniques de différence de phase [7-9], les systèmes à lecteurs mobiles [10-12] ... etc.

Un système de localisation RFID emploie deux types de dispositifs :

- Des unités de référence (reference units) liées à des dispositifs dans des positions connues du système, caractérisant une référence pour des objets suivis. Dans la technologie RFID, l'unité de référence est le Lecteur [3].
- Des unités mobiles (mobile units) liées à des dispositifs dans des positions inconnues et doivent être estimées. Dans la technologie RFID, l'unité mobile est le Tag [3].

En outre, l'antenne RFID constitue un élément très important dans un système de localisation indoor, vu le rôle qu'elle assure dans la transmission d'information et la communication entre le tag et le lecteur. Dans ce chapitre nous nous intéressons à l'antenne du lecteur.

Pour étudier et classifier un système de localisation en général, de nombreuses caractéristiques peuvent être abordées, tels que, les schémas de localisation possibles, les méthodes ou techniques d'évaluation de la position, et les algorithmes d'estimation de position. Ces paramètres sont liés au type d'antenne utilisée dans le processus de localisation.

Dans la section suivante, tous les points, cités dessus, seront abordés en détail. Ensuite, nous allons justifier, dans la 3ième section, le choix de l'antenne conçue dans cette thèse pour les applications de localisation RFID indoor. Dans la 4ième section, la description des antennes à commutation de faisceau, leurs propriétés et caractéristiques seront présentées. Enfin la conception de l'antenne proposée sera détaillée.

IV.2 Généralités sur la localisation RFID

Dans un système de localisation RFID, plusieurs caractéristiques doivent concorder et s'accomplir pour aboutir à un fonctionnement idéal, convenant à un cahier de charge donné.

Nous commençons d'abord par introduire les schémas, méthodes et techniques d'estimation de position en vue des applications de localisation RFID indoor.

IV.2.1 Les schémas de localisation RFID

Dans les applications de localisations utilisant la technologie RFID, la connaissance des directions de détection est très importante. Dans la plupart des cas, un scenario de localisation [4] [13-16] doit être prédéfini. S. L. Guirado dans [16] étudie un simple scénario de localisation d'un seul tag avec quatre lecteurs fixes dans une chambre de dimension 5*5*5 m3. Par ailleurs, T. Sanpechuda et L. Kovavisaruch dans [17], listent et examinent les propriétés de plusieurs systèmes de localisation de lecteurs et tags en considérant leur scénario de localisation, en fonction de la méthode de localisation employée.

Deux schémas de localisation (Figure IV.1) peuvent être employés dans un scénario de localisation donné [1] :

- Schéma de localisation à tag fixe : Dans lequel les antennes-tag sont fixées à des endroits définis (plafond ou sol par exemple), avec certaines règles telles que la distance par rapport au lecteur, la taille, les caractéristiques de l'antenne-tag…etc. Tandis que les antennes-lecteurs sont généralement attachées à des objets mobiles (lorsque le lecteur est portable). Ce schéma est approprié lorsque les objets à suivre sont volumineux, peu nombreux et se déplacent dans un plan 2D [1, 10] (Figure IV.1-(a)).
- Schéma de localisation à lecteur fixe : Contrairement au premier schéma, les antennes-lecteur sont installées à des positions fixes, tandis que les étiquettes sont attachées aux objets à suivre. Ce type de schéma est convenable dans le cas où plusieurs tags doivent être localisées en même temps [1, 14] (Figure IV.1-(b)).

[4] **Scénario de localisation** : c'est le nombre de lecteurs, les caractéristiques environnementales et les positions possibles des tags dans une problématique de localisation donnée. Un scénario de localisation est appelé aussi le scénario de propagation Radio [13]. Le scénario de localisation dépend d'un cahier de charge qui doit répondre aux exigences de l'application [13-16] (exemple : localisation de la marchandise dans un stock



(a) Schéma de tag fixe *(b) Schéma de lecteur fixe*

Figure IV.1 Schéma de localisation RFID

Dans le chapitre précédent, la conception et la réalisation d'un réseau d'antennes linéaire à quatre éléments a donné un comportement unidirectionnel. Dans ce cas, si un scenario de localisation se présente, la position du tag doit être connue à l'avance si le lecteur est fixe, sinon un lecteur portable est recommandé.

IV.2.2 Les techniques de localisation RFID

Pour assurer la propagation et la médiatisation des ondes RF dans tout environnement intérieur et garder leur bonne direction, distribution et efficacité, de nombreuses problématiques tels que les phénomènes de réflexion, d'absorption, de collisions et d'interférences, sont à prendre en considération lors de la définition d'un scénario de localisation.

À cet égard, les techniques et les approches utilisées pour modéliser un système de localisation RFID doivent être bien choisies ; en particulier quand un emplacement de nœud inconnu est lié à la position connue de certains nœuds et doit être évalué.

Deux approches générales ont été utilisées dans la littérature [1, 3, 13] :

- Localisation par plage « Range-Based », appelée aussi la triangulation
- Localisation sans plage ou libre « Free-Based », appelée aussi la proximité

Il est à noter que ces approches peuvent être déployées individuellement ou en combinaison. Dans la figure IV.2 nous avons regroupé et résumé ces techniques.

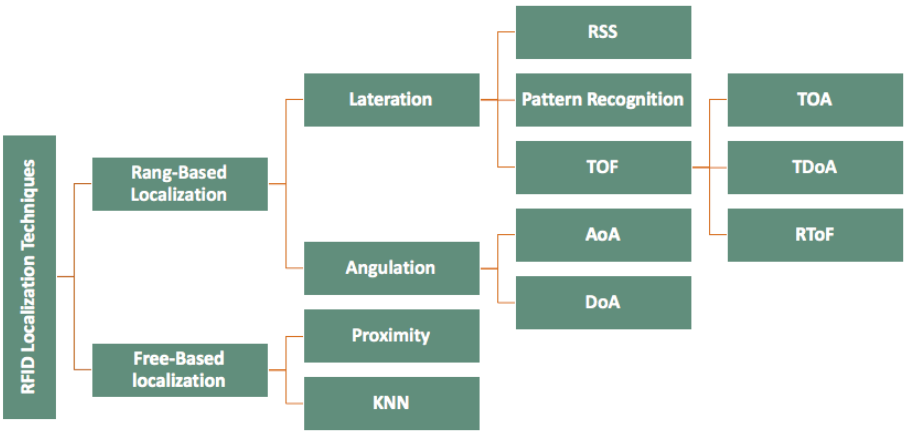


Figure IV.2 Classification des Techniques de localisation

IV.2.2.1 La localisation par plage « Range-based »

Les techniques de localisation par plage, sont essentiellement liées aux propriétés géométriques des triangles et aux caractéristiques du signal, qui est traduit en mesure de distance pour estimer et évaluer la position de l'objet. Elles sont divisées en deux catégories : la latération pour la mesure des distances et l'angulation pour la mesure des angles [1, 3, 13, 14, 16-19].

IV.2.2.1.1 Les techniques de lateration

La lateration est une technique de mesure de distance qui estime la position d'une unité mobile (l'objet à identifier) en fonction de ses distances par rapport à plusieurs unités de référence non colinéaires. Dans cette technique, la distance peut être estimée par :

- **Schémas basés sur le temps :**

Appelés en général aussi ToF (Time of Flight), ils sont divisés en temps de trajet aller-retour (RToF : Round-Trip Time of Flight), temps d'arrivée (ToA : Time of Arrival) et différence de temps d'arrivée (TDoA : Time Difference of Arrival). Ils consistent en la détermination du temps nécessaire à un signal RF pour se propager d'un émetteur à un récepteur [3, 2, 8, 17-19]. Ainsi, si ce temps est connu avec précision, la distance entre l'émetteur et le récepteur peut être calculée et déterminée via la vitesse de propagation des ondes radio dans l'air.

La précision théorique peut être très élevée dans ces méthodes, mais le matériel est très complexe et personnalisé, vu la nécessité de la synchronisation temporelle, ce qui implique un coût considérable [1, 3, 14, 16].

En effet, cette méthode nécessite un trajet direct ou une ligne de visée ou visibilité directe (LoS : Line of Sight) entre l'émetteur et le récepteur [1, 3, 8, 16-19], en l'occurrence, la mesure du paramètre LoS est également importante. Cependant, le système RFID n'a en général pas besoin de visibilité directe LoS, de sorte que les étiquettes peuvent être attachées à des objets et déployées dans des environnements difficiles, et ce contrairement au système de code à barres traditionnel [11].

Il est à noter qu'il existe des systèmes de suivi d'objets simples utilisant la méthode TDoA sans synchronisation temporelle [18].

- **Puissance du signal reçu RSS « Received Signal Strength » :**

Cette méthode est utilisée pour estimer la distance entre les dispositifs en se basant sur les modèles d'atténuation du signal [3, 13, 14, 16, 18, 19]. Elle repose sur la mesure de la puissance du signal radio reçu en dBm (parfois notée dBmW) (c-à-d en établissant ou calculant le rapport des décibels de puissance mesurés (dB) à un milliwatt (mW)) [1]

Cependant, dans cette approche, il n'y a pas de solution universelle en tant que modèle théorique applicable, puisque plusieurs paramètres affectent le RSSI (Received Signal Strength indication) qui est une indication du RSS, entrainant ainsi des estimations de distance inexactes et des difficultés dans le développement d'un modèle mathématique du canal qui correspond à la propagation réelle [3, 13, 19]. Parmi ces paramètres on trouve : l'ombrage (shadowing), l'évanouissement par trajets multiples (multipath fading) et parfois le type d'antenne.

L'approche RSS est basée sur l'estimation de la position de l'unité mobile liée aux empreintes digitales sauvegardées à priori sur une base de données. Elle se fait en deux étapes [3, 14, 18, 19] :

- Etape hors ligne : consacrée à la collecte RSS des unités de référence voisines et des coordonnées de position.
- Etape en ligne : consacrée à la collecte RSS observée et utilisée pour estimer la position des unités mobiles.

La plupart des systèmes de localisation utilisant la technologie RFID sont basés sur l'approche RSS, en raison de la facilité de sa mise en œuvre et de son faible coût. Cependant, le niveau de précision de ces systèmes est très faible, il repose sur un déploiement dense d'étiquettes de référence [1]. Dans la littérature, la précision (positioning accuracy) mesurée par la méthode RSS ne dépasse pas 0,8 m [1].

- **La reconnaissance de formes « Pattern Recognition » :**

La reconnaissance des formes consiste en l'identification de données qui peuvent être cachées parmi de nombreuses informations désordonnées et non pertinentes. Cette technique de localisation est basée sur le modèle de comportement du signal radio connu dans un environnement spécifique. La plupart des systèmes de localisation RFID à reconnaissance de formes utilisent la métrique RSS (intensité du signal reçu) pour déterminer l'emplacement de l'utilisateur. Un tel système fonctionne généralement en deux phases, la phase d'étalonnage et la phase opérationnelle [3, 14, 19-21].

IV.2.2.1.2 Les techniques d'angulation

C'est la deuxième catégorie de la localisation par plage, communément appelée angle d'arrivée (AoA) ou même direction d'arrivée (DoA). Cette méthode est utilisée pour mesurer les angles des signaux arrivant (AOA) aux nœuds connus en exploitant les propriétés géométriques des triangles dans le réseau de réception [1, 3, 9, 13, 14, 16, 19-22].

Le moyen le plus simple de comprendre l'estimation de la distance à l'aide de la technique AoA est de considérer un triangle ABC. Les coordonnées de deux sommets quelconques du triangle sont connues, le troisième peut être localisé si et seulement si les angles des deux sommets connus sont fournis [1, 3, 16, 19].

La figure IV.3 illustre le concept selon lequel deux émetteurs transmettent des signaux qui arrivent au même endroit avec des angles différents. Elle montre le principe de cette technique pour une localisation bidimensionnelle 2D [1, 3, 16, 19].

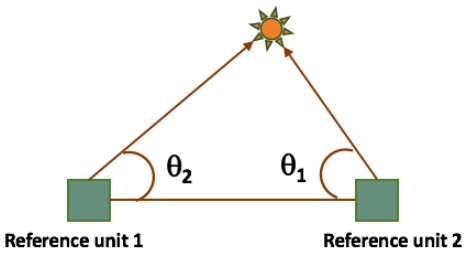


Figure IV.3 Concept de la technique de l'angulation [1,3,16,19]

Cette technique peut être facilement étendue à l'espace 3D lorsque trois mesures de nœuds de référence non colinéaires sont connues, ce qui constitue le principal avantage de cette technique [1]. De plus, la méthode AoA offre un haut niveau de précision et ne nécessite pas le temps de synchronisation entre les unités [3, 14, 19].

L'estimation de la DoA peut être obtenue en utilisant des réseaux d'antennes ou des antennes directives qui améliorent le système en termes de capacité, de connectivité et d'efficacité du spectre [3]. Compte tenu des avantages que présente cette technique, nous développerons une antenne réseau dédiée à cette application.

IV.2.2.2 Localisation sans plage « Free-Based »

IV.2.2.2.1 La technique de proximité

La technique de proximité est un type de localisation relative, basée sur l'estimation de l'emplacement d'un nœud en déterminant sa connectivité et sa combinaison avec d'autres emplacements de référence connus [1, 3, 14, 19, 22].

Dans ce type d'approche, un schéma de localisation à lecteur fixe peut-être considéré, où chaque antenne-lecteur a une zone de couverture prédéfinie. L'emplacement de l'étiquette peut être estimé par l'intersection de ces zones de couverture, lorsque l'étiquette est détectée par plus d'une antenne-lecteur [1, 3, 14, 19, 21-23]. Parfois, l'emplacement de l'étiquette est lié à l'antenne du lecteur qui détecte le signal le plus intense [23].

Dans les cas où l'étiquette est détectée par une seule unité de référence (une seule antenne-lecteur), son emplacement est directement lié à ce lecteur. La figure suivante illustre le principe de cette méthode :

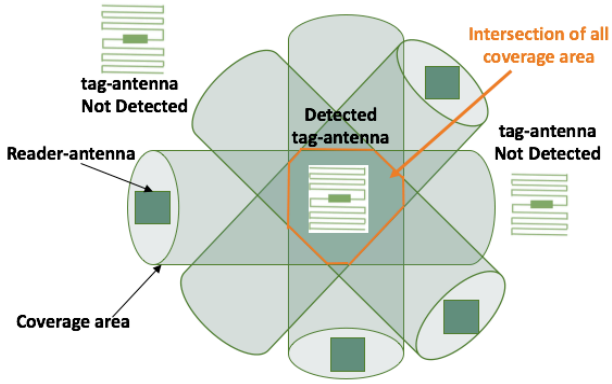


Figure IV.4 Principe de la technique de proximité

La limitation de la technique de proximité porte sur la zone de couverture, qui semble difficile à définir, en raison de la variation et de la dégradation des signaux RF dans un environnement intérieur réel [1]. Ce modèle n'est pas facile à appliquer pour la localisation RFID [1]. De plus, la résolution du système intégral peut être dégradée lorsque le nombre d'antennes lecteurs devient important [1, 3, 23].

IV.2.2.2.2 La technique k-plus proches voisins

Un autre type d'algorithme de localisation sans plage est le k-plus proches voisin (kNN ou KNN : k-Nearest Neighbors), dans lequel les tags de référence doivent être étendues et déployées sur l'ensemble de l'espace tridimensionnel (3D) [1, 7, 14, 18, 19].

La figure IV.5 permet de mieux illustrer le principe de cette approche. Elle montre que, quelles que soient les étiquettes et pour N vecteurs donnés, l'algorithme KNN identifie les k voisins les plus proches de "c", en le considérant l'objet à identifier. Supposons que K = 6 et que nous ayons deux types de voisins "g" et "b" ; la méthode vise à trouver une classe pour "c". Deux éléments de la classe "g" et quatre éléments de la classe "b" sont fondés, par conséquent "c" a la classe "b" [24].

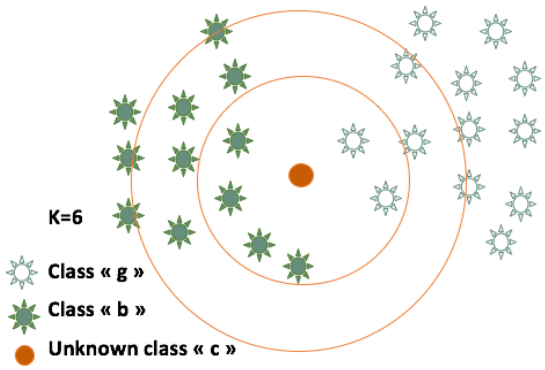


Figure IV.5 Principe de la technique de k plus proche voisin (kNN)

L'approche k plus proche voisin (kNN) permet d'améliorer la précision du positionnement en s'appuyant sur la densité des étiquettes de référence et la distribution des antennes lecteur [1,17].

Même si cette technique n'intègre pas l'étape d'estimation de la distance, les impacts environnementaux anisotropes dans une application 3D réelle sont puissants et dominants. Cette approche est mieux utilisée dans les environnements complexes et variables [1].

Dans ces deux méthodes de la localisation sans plage, le calcul de la distance n'est pas nécessaire. Ces deux méthodes n'intègrent pas l'étape d'estimation de la distance, ce qui est un avantage. Cependant, ils s'appuient fortement sur la densité des étiquettes de référence ou la distribution des antennes-lecteur pour améliorer la précision de positionnement.

Dans notre cas d'étude, on s'intéresse plus à l'antenne lecteur d'émission/réception qui pourrait être implantée dans un système de localisation. Le choix du type d'antenne sera justifié et donné dans la section suivante. Des perspectives sur la modélisation du système de localisation complet comprenant l'antenne et la partie génération d'algorithme de localisation[5] [25-27] utilisant une des méthodes détaillées.

IV.3 Choix de l'antenne d'application

IV.3.1 Antennes-lecteur pour la localisation RFID indoor

La plupart des antennes de lecteur utilisées dans les systèmes de localisation indoor sont conçues en concordance avec le scénario de localisation, les exigences et les performances du système et les mesures fournies par le processus de localisation. En l'occurrence, chacune des techniques de localisation abordées dans la section précédente fait appel à des types d'antennes spécifiques.

Cependant, la plupart de ces antennes sont conçues pour l'estimation de la position en utilisant les approches : DoA, ToF, la proximité ou même RSS. Les autres approches et techniques sont évitées en raison du faible taux de précision et leurs autres limitations déjà mentionnées.

Plusieurs types d'antennes de lecteur ont été employés dans les systèmes de localisation RFID indoor, faisant appel à la technique DoA. L. Bras et co-auteurs donnent dans [3] la littérature des antennes appliquées aux méthodes de localisation RSS, proximité, ToF et DoA, les caractéristiques prises en compte dans leur conception et leur implémentation. On en conclue que ces antennes ont été évaluées en termes de :

[5] **Algorithme de localisation** : c'est la méthode de traitement des signaux appelée traitement d'antenne, qui sert à modéliser une des techniques de localisation. Pour la technique de localisation DoA par exemple, plusieurs algorithmes peuvent être employés comme : MUSIC [Annexe A], corrélation, maximum de vraisemblance, ESPRIT… etc. [25-27]

- Bande passante
- Forme du Diagramme de rayonnement
- Uniformité du comportement de l'antenne sur toute la largeur de bande opérationnelle (diagramme de rayonnement, gain, polarisation et adaptation d'impédance)
- Dimensions et coûts
- Efficacité de rayonnement (une efficacité est considérée élevée si elle est ≥ 70 % [3])

Les antennes RFID de localisation indoor peuvent être utilisées pour des applications à bande passante étroite (Narrow band) ou à Ultra large bande ULB (UWB : Ultra Wide Band) [1, 3, 8]. Ceci dépend pratiquement du scénario de localisation et de la zone de couverture.

Pour la technique DoA, on a :

- **Les antennes à bande étroite** : peuvent fournir un haut niveau de précision et de grandes portées de lecture si leur largeur de faisceau est étroite [1, 3].
- **Les antennes ULB** : offrent un débit de données volumique [1] sur la largeur de bande qui présente une valeur minimale de 500MHz (20% au moins) [3], et fournissent un haut niveau de précision pour les systèmes microondes [1, 3].

Les antennes lecteur ULB pour la méthode DoA offrent plus de robustesse et moins de consommation d'énergie. Cependant, leur conception est beaucoup plus complexe que celle des antennes à bande étroite [1]. Les deux types de bande doivent offrir des avantages de coût de fabrication et de mise en œuvre [1].

Le diagramme de rayonnement de l'antenne lecteur dans un système de localisation, fait une différence dans la qualité d'estimation de la position et détermine le niveau d'interférence lors du processus de localisation. La forme du DR diffère d'un type d'antenne à un autre. Plusieurs types d'antennes seront abordées dans la partie qui suit suivant le niveau d'interférences et la forme du diagramme de rayonnement, pour enfin aboutir à l'antenne lecteur que nous proposons pour des applications de localisation indoor.

IV.3.2 Problématique et choix de l'antenne d'application

Outre les paramètres d'adaptation, la bande passante et le gain ; le choix de l'antenne-lecteur dans un système de localisation est lié aussi à la forme du rayonnement souhaitée. Dans un premier temps, deux possibilités se présentent :

- **Les antennes omnidirectionnelles :**

Elles fournissent un diagramme de rayonnement horizontal à 360° (figure IV.6-(a)). L'antenne omnidirectionnelle est utilisée lorsque la couverture est nécessaire dans toutes les directions (horizontalement) avec des degrés de couverture verticale variables. En raison de son modèle horizontal à 360 degrés, elle est très facile à installer dans l'environnement intérieur [3, 12, 28].

De plus, une antenne omnidirectionnelle à faible gain a une couverture parfaite pour un environnement intérieur, offrant une transmission et une réception de puissance de signal uniforme sur le plan azimutal [29]. Cependant, les interférences existent et peuvent influencer sur l'efficacité du système, du fait qu'un seul nœud de référence est présent dans sa structure [3, 12, 29].

- **Les systèmes d'antennes sectorisés :**

Les antennes sectorielles subdivisent l'espace de 360° en plusieurs secteurs couverts à l'aide d'antennes directionnelles qui sont implantées dans une même station de base (dans notre cas le lecteur). Le schéma fonctionnel de ce type d'antenne est présenté dans la figure IV.6-(b). La combinaison de plus d'une de ces antennes directionnelles sous une structure un peu spécifique (secteur), permettra au lecteur de couvrir presque toutes les directions avec une portée plus importante que dans le cas d'une antenne omnidirectionnelle. Une antenne sectorielle réduit les interférences en augmentant ainsi la capacité du système [3, 28, 30].



(a) Antenne Omnidirectionnelle *(b) Antenne sectorielle*

Figure IV.6 Schémas fonctionnels des antennes omnidirectionnelles et sectorielles

L'utilisation de ces deux types d'antennes reste une solution couteuse et moins facile à mettre en œuvre vu le nombre d'antennes qui augmentent dans le lecteur. En l'occurrence, une solution judicieuse, consiste en l'utilisation de plusieurs antennes directionnelles mais sous une autre forme.

- **Regroupement d'antennes directionnelles :**

Avant de détailler cette solution, on précisera le concept d'une antenne directionnelle. Une telle antenne concentre l'énergie RF dans une direction particulière, les lobes sont poussés dans une certaine direction et il y a peu d'énergie sur le verso de l'antenne [28, 31]. Par conséquent de longues distances peuvent être couvertes, mais la largeur effective du faisceau diminue (la couverture angulaire est plus faible). Dans ce cas, une grande surface de localisation ne serait pas couverte [3, 8, 19, 32].

Puisqu'une seule direction de détection ne semble pas significative pour un système de localisation en présence de plusieurs objets avec des emplacements différents, l'association de plusieurs antennes élémentaires directionnelles, semble une bonne solution. Cependant, parfois ces réseaux d'antennes doivent être orientés dans la direction où la couverture est souhaitée et doivent être très sélectives, ce qui peut constituer un défi.

Une question se pose à ce niveau : quelle est l'influence du nombre d'éléments directionnels dans le réseau sur le diagramme de rayonnement ? Deux cas se présentent alors :

⇒ Le cas d'un seul port d'excitation pour l'ensemble du réseau, le nombre d'éléments rayonnants influe sur toute fonction du système et la direction du rayonnement fournie par l'antenne. Dans ce cas, l'antenne réseau a pour objectif d'améliorer uniquement le gain.

⇒ S'il s'agit d'une antenne multi faisceau (intelligente), aucune influence sur le diagramme de rayonnement, la direction n'est imposée que par un algorithme d'excitation, ou un réseau d'alimentation spécifique. Son fonctionnement sera détaillé plus loin.

Les antennes intelligentes peuvent alors répondre à cette problématique en termes de redirection de faisceaux. Dans la section suivante, nous allons préciser la définition des antennes intelligentes et leurs deux principaux types, avant de s'arrêter sur le type choisi pour la conception de l'antenne finale.

IV.4 Les antennes intelligentes

IV.4.1 Les antennes intelligentes : définition et types

Une antenne intelligente est une antenne réseau à commande de phase utilisant des algorithmes de traitement de signal numérique (pour identifier l'angle d'arrivée par exemple), à la fois pour transmettre et recevoir de manière adaptative [33-36]. Ces algorithmes sont utilisés aussi pour calculer les vecteurs de formation du faisceau nécessaires au suivi et au processus de localisation [25-27, 33-36].

Les réseaux d'antennes intelligentes sont capables de modifier leur diagramme de rayonnement, réponse fréquentielle et changer automatiquement la direction du diagramme de rayonnement en réponse à son environnement. Ceci est possible grâce à une boucle de retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne. [33-36]

Les systèmes utilisant les antennes intelligentes permettent de réagir automatiquement à des environnements complexes, dans lesquels les interférences peuvent exister, en maintenant ainsi le lobe principal dans la direction de localisation utile [33-36].

Les systèmes d'antennes intelligentes sont divisés en deux types : les systèmes à faisceaux commutés et les réseaux adaptatifs [34-36] :

- **Les réseaux d'antennes à faisceaux commutés (Switched Beam array antenna)**

Au lieu de mettre en forme un diagramme d'antenne directive avec les propriétés et la conception physique d'un élément unique, les antennes à faisceaux commutés combinent les sorties de plusieurs antennes de manière à former des faisceaux finement directionnels avec une sélectivité spatiale supérieure à celle pouvant être obtenue avec les systèmes conventionnels ou avec l'approche à un seul élément [34-36].

Cela veut dire que le système à faisceaux commutés produit plusieurs faisceaux fixes et en sélectionne, avec une sensibilité accrue, le faisceau approprié qui donne le niveau du signal le plus élevé afin de garantir un suivi efficace dans des environnements dynamiques. La figure IV.7 en donne une illustration. Ils peuvent fixer aussi un faisceau unique formé par l'ajustement de phase orienté vers la direction souhaitée. Le basculement d'un faisceau à l'autre se fait à mesure que l'objet mobile se déplace dans un environnement limité et prédéfini [33-36].

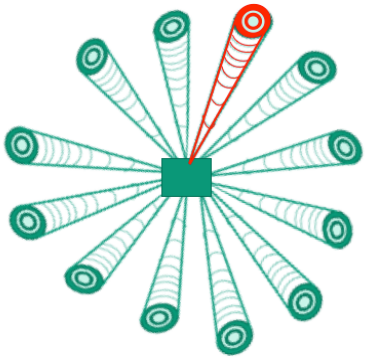


Figure IV.7 Principe de rayonnement des antennes à commutation de faisceaux

- **Les réseaux d'antennes adaptatifs (Adaptive array antenna).**

Ce type d'antennes force le faisceau dans la direction souhaitée et l'annule dans la direction de l'interférence. Ici la configuration du faisceau change selon la direction souhaitée et le mouvement de l'interférence [25-27, 33-36]. Son principe et montré dans la figure IV.8.

Intégrée à la technologie de traitement de signal adaptatif, l'antenne intelligente utilise un algorithme de traitement de signal numérique pour mesurer l'intensité du signal du faisceau de sorte que l'antenne puisse le modifier et le maximiser de façon dynamique. Les signaux reçus sont pondérés et combinés pour maximiser le rapport signal/bruit souhaité [25-27, 34-36]. L'annexe A, donne un exemple simple d'un algorithme MUSIC [36] qui maximise la DSP du signal reçu avec un réseau d'antenne à quatre éléments.

Ce système tire avantage de sa capacité à localiser et suivre efficacement divers types de signaux afin de minimiser de manière dynamique les interférences et optimiser la réception des signaux. Cependant, il est compliqué et nécessite beaucoup de traitement de signal [33-36].

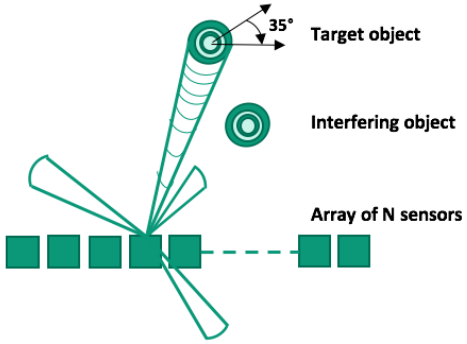


Figure IV.8 Principe de rayonnement d'une antenne adaptative

IV.4.2 Comparaison entre les deux types d'antennes intelligentes

Le tableau suivant donne une comparaison entre les réseaux d'antennes à faisceaux commutés et les réseaux d'antennes adaptatifs :

Tableau IV-1 - Tableau comparatif entres les deux types d'antennes intelligentes

	Réseau d'antennes à faisceaux commutés	**Réseau d'antennes adaptatifs**
Structure (En général)	- Contient un réseau d'antennes - Contient des commutateurs	- Contient des parties et des composants actifs (amplificateurs et déphaseurs) - Contient des pondérations ou des générateurs d'algorithmes DoA, pour diriger les faisceaux.
Utilisation de faisceaux	Utilise plusieurs faisceaux de direction fixes avec des largeurs étroites et en active un seul.	Oriente et guide les faisceaux vers le signal désiré et place des valeurs nulles dans le reste des signaux.
Formation de faisceau	Requiert un simple réseau de déphasage pour la formation de faisceaux.	Nécessite la mise en œuvre de la technologie de traitement de signal numérique des signaux (DSP) formation de faisceaux.
Suppression d'interférences	Réduit la probabilité d'interférences avec le faisceau le plus étroit.	Ajuste le faisceau pour supprimer les interférences.
Algorithme	Ne nécessite pas d'algorithmes complexes, pour la sélection des faisceaux.	Nécessite des algorithmes adaptatifs compliqués pour diriger le faisceau et annuler la direction de l'interférence
Complexité et intégration dans les systèmes existants	Comme il utilise peu de technologies, son intégration dans des systèmes existants est simple, moins complexe et peu couteuse.	N'est pas facile à mettre en œuvre dans un système existant. Sa mise à niveau est difficile et complexe.
En termes de gain	Il utilise les faisceaux étroits, avec un nombre considérable d'antennes élémentaires, afin de fournir un gain élevé	Il place un faisceau principal dans la direction du signal souhaité avec un gain multiplié par le nombre d'éléments du réseau (N Sonsors).

	dans les directions souhaitées.	
Direction de faisceaux (le Beam-steering)	- Lorsque l'objet se déplace, un guidage (steering) de faisceaux est nécessaire - Pas de directions nulles	- Lorsque l'objet se déplace, un guidage (steering) de faisceaux est nécessaire - Existence des directions nulles - L'interaction permanente entre le tag et le lecteur est requise

D'après le tableau, on peut retenir plusieurs paramètres qui font la différence entre les deux catégories d'antennes intelligentes.

En plus de ces paramètres, une antenne adaptative nécessite l'ajout et la modélisation des éléments actifs nécessaires à l'optimisation de la direction. Son application est donc faisable dans la mesure où un scénario est prédéfini. Pour l'alimentation et la redirection des faisceaux, l'utilisation d'une matrice de formation de faisceaux adaptive (Adaptive Beam-forming Network) est souhaitable [37, 38]. Cependant, cela est compliqué et nécessite beaucoup de traitement du signal [37, 38].

Quant à l'antenne à faisceau commuté, elle nécessite une alimentation par un réseau de commutation (Beam-Forming Network). Le seul problème porte sur la commutation de faisceau qui doit être faite par une partie commande.

L'alimentation et la redirection des faisceaux sont effectuées par une des matrices de formation de faisceaux (Blass, Butler …) [39].

D'après le schéma fonctionnel d'un système à commutation de faisceau, présenté dans la figure IV.9, un commutateur radiofréquence (RF) est utilisé pour choisir le faisceau dans la direction voulue en contrôlant les phases des composantes d'un système de commutation de faisceaux. La logique de commande est déterminée par la sélection du faisceau approprié [39]. Le détecteur de faisceau analyse et trouve une logique de contrôle de signal efficace pour exécuter une mesure à l'aide d'un algorithme. [39]

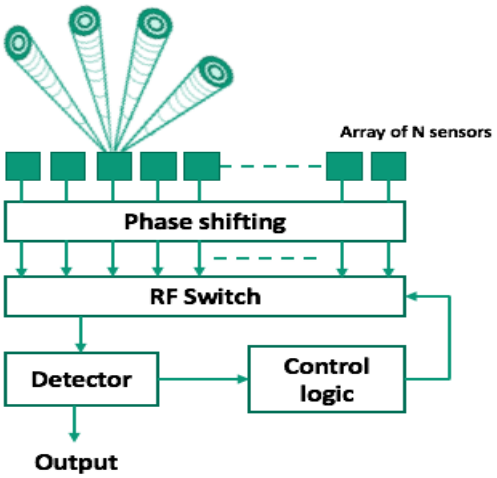


Figure IV.9 Schéma fonctionnel d'un système à commutation de faisceau [39]

Nous avons choisi de travailler sur une antenne à commutation de faisceau vu la variété des techniques qu'elle propose, et vu l'absence d'un scénario de localisation pratique. Avant de passer à la conception du réseau d'alimentation de l'antenne finale, nous évoquerons dans la partie qui suit le principe de formation des faisceaux.

IV.4.3 Le principe de formation de faisceaux et les répartiteurs de faisceaux

Une antenne intelligente utilise en principe les réseaux d'antennes (linéaire, planaire, circulaire...) et a pour objectif de diriger et orienter de manière dynamique le faisceau principal du diagramme de rayonnement vers les directions privilégiées et d'invalider les autres directions. Ceci est accompli, d'une part par le calcul de la direction d'arrivée du signal du tag, et d'autre part, par l'application des poids spécifiques à ses éléments pour diriger le faisceau de l'antenne dans la direction souhaitée [34, 40, 41]. Ces deux dernières fonctions doivent aboutir à un diagramme de rayonnement spécifique.

La formation de faisceaux (beam-forming) est la méthode de création du diagramme de rayonnement du réseau d'antennes en ajustant de manière constructive les phases des signaux dans la direction des tag-cibles et en annulant les configurations du diagramme dans les directions des interférences ou des tags non désirés [34, 40, 41].

La formation des faisceaux est la partie la plus importante pour la mise en œuvre d'un système d'antenne intelligente. Dans la plupart des applications, un algorithme de formation de faisceau doit être conçu. Cela se fait à travers la programmation de l'antenne (Antenna Processing), pour vérifier l'angle d'arrivée en fonction de la géométrie du réseau (linéaire ou planaire) et l'espacement entre les éléments. L'estimation de la direction d'arrivée DoA dans les systèmes d'antennes intelligentes s'effectue à l'aide de plusieurs algorithmes, comme MUSIC, ESPRIT [3, 18, 26-28, 31, 35, 36, 38, 42].

Ensuite, il définit le déphasage entre les éléments nécessaires à la création du faisceau vers le tag-cible [41, 42]. La figure suivante décrit succinctement le principe du beam-forming :

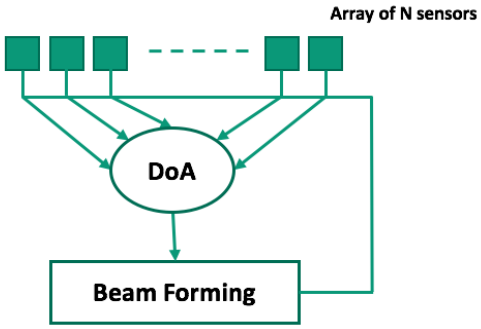


Figure IV.10 Diagramme fonctionnel de la formation de faisceau [42]

En effet, le principe de la création de faisceaux nécessite un changement de la différence de phase entre les éléments d'un réseau d'antenne, communément appelé gradient de phase intra-éléments. Ce dernier est souvent créé par des répartiteurs de faisceaux, qui sont des dispositifs reliés directement au réseau et qui permettent d'obtenir des multi faisceaux avec diverses directions sans avoir besoin d'un mouvement de rotation [40, 41, 43]. On constate alors que la notion de formation de faisceaux est liée aux types de répartiteurs de faisceaux.

Deux types de répartiteurs de faisceaux sont distingués [40, 41, 43] :

- **<u>Répartiteurs de faisceaux numériques :</u>**
  - Soit par un control directe de la phase reçue sur chaque antenne élémentaire du réseau par le biais de déphaseurs et de diviseurs de puissances ;
  - Soit par commande numérique où les antennes élémentaires sont reliées à des calculateurs numériques par le biais de convertisseurs (analogiques/numériques) et à l'aide de logiciels de calculs puissants, complexes et onéreux ;

- Soit par une commande adaptative qui adapte et personnalise le diagramme de rayonnement au signal de chaque utilisateurs (Tag dans le cas de la RFID) en temps réel avec un minimum rapport signal/bruit, le signal reçu est traité numériquement par un algorithme de calcul de la DoA.

- **Répartiteurs de faisceaux analogiques :**

  - Soit des répartiteurs quasi-optiques reposant sur les techniques de l'optique géométrique comme la lentille de Rotman, lentille de Boot-lace, lentille de Lüneburg ...etc. ;
  - Soit des répartiteurs de type circuit qui sont représentés par des circuit électroniques qui peuvent être convertis à la technologie micro ruban comme la matrice de Blass, la matrice de Nolen, la matrice de Butler ...etc.

Il est à souligner qu'un réseau de formation faisceaux (Beam-Forming Networks : BFN) a la capacité de former plusieurs faisceaux dans différentes directions. Ce système fonctionne aussi bien en réception qu'en émission et de plus c'est un système passif.

La matrice de Butler (MB) est l'un des BFN les plus utilisés et répandus dans les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux. En comparaison avec les autres matrices, la MB permet de produire un nombre conséquent de faisceaux en employant des composants moins complexes. C'est pourquoi cette matrice est choisie pour la conception du réseau d'antenne de l'application.

Les composantes de la MB et leurs conceptions seront détaillées dans la section suivante. Il y sera précisé ensuite la conception de l'antenne-lecteur proposée. Alimentée par la matrice de Butler, elle est destinée à des applications de localisation-indoor.

IV.5 Conception et simulation d'un réseau d'antenne 4*4 à base de la matrice de Butler

IV.5.1 Définition, principes et structure générale de la matrice de Butler

La matrice de Butler a été introduite la première fois par Jess Butler [44]. Sa théorie remonte aux années 1960. C'est le réseau de formation de faisceaux le plus utilisé dans les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux. Elle permet de créer plusieurs faisceaux fixes se chevauchant pour couvrir la zone angulaire souhaitée. C'est un circuit réciproque passif symétrique à N ports d'entrées et N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants. Il peut produire N faisceaux orthogonaux différents, utilisés en réception et en émission. Un réseau alimenté par la matrice de Butler peut couvrir un secteur allant jusqu'à 360° en fonction des motifs d'éléments et de l'espacement entre eux [39, 40, 41, 43-49].

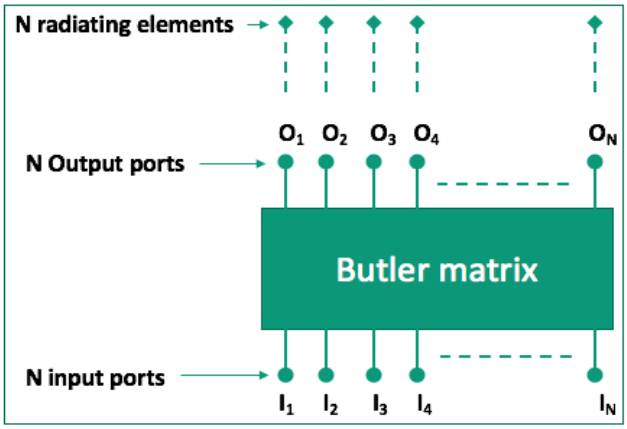


Figure IV.11 Structure générale de la matrice de Butler [39, 48]

Les ports d'entrées de la matrice sont reliés à ceux de sorties par des jonctions parallèles composées de lignes de transmission de longueurs de chemin égaux. Le même principe de la transformée FFT (Fast Fourier Transform) de fourrier est appliqué à la MB, en effet un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé sans pertes jusqu'aux ports de sortie, les pondérations en sortie sont données par la formule suivante [39] :

$$B_{nm} = \frac{e^{j\{[n-(N+1)/2][m-(N+1)/2]2\pi/N\}}}{\sqrt{N}} \qquad \textit{(Eq.IV.1)}$$

Avec :

- B_{nm} : l'amplitude du champ du $n^{ième}$ élément rayonnant lorsque le port m (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire, de phase nulle.
- N est le nombre d'éléments rayonnants.

La matrice de Butler a les propriétés suivantes [49] :

- Isolation entre les entrées et sorties
- Linéarité en phase par rapport à la position de la sortie
- L'incrémentation en phase aux sorties.

La MB est en général formée par des coupleurs directionnels, des déphaseurs fixes (Phase shifter) et des croisements (Crossover). En les reliant à un réseau d'antennes et un commutateur RF, un ensemble de faisceaux peut être réalisé en excitant un ou plusieurs ports simultanément par des signaux RF.

Un signal présent à un port d'entrée produira des excitations égales à tous les ports de sortie avec un déphasage progressif entre eux. Le faisceau résultant rayonne dans une direction précise. Un signal à un autre port d'entrée, peut former un faisceau dans une autre direction.

Chaque déphasage produit une déviation du faisceau par rapport à l'axe perpendiculaire au réseau. Ainsi chaque port d'entrée peut créer un faisceau dans une direction différente des autres ports, en l'occurrence N faisceaux peuvent être obtenus. C'est le même principe de la transformée de fourrier rapide.

La matrice de Butler est constituée de plusieurs étages de coupleurs hybrides, chaque coupleur (s'il est équilibré) divisera le signal d'entrée en deux (comme illustré par la figure IV.12). Supposons que « n » est le nombre d'étages de coupleurs de la matrice et qu'une distribution de signal uniforme en amplitude est souhaitable, nous avons alors 2^n sorties par entrées. De plus, et puisque la matrice de Butler est symétrique, le nombre de sortie est égale au nombre d'entrées. [40, 41, 43-49]

Plus généralement, avec une matrice N*N, nous avons [39, 40, 41, 43-49] :

- N.n/2 coupleurs, mis dans n rangées, où chaque rangée contient N/2 coupleurs.
- Le nombre de rangées de déphaseurs est de (n-1). Dans une matrice standard, le nombre de déphaseurs par rangée est de N/2. Ceci reste susceptible d'être changé lors de la conception de la MB dans le but d'une éventuelle optimisation

On peut distinguer deux types de matrice de Butler : les standards et les non standards [39,40,48] :

- **Les matrices standards** : emploient des coupleurs hybrides (3dB,90°), intersectés par un nombre de déphaseurs à déphasage fixe, produisant des faisceaux situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants du réseau (tout signal injecté à l'entrée produit un déphasage fixe entre les ports de sortie). Ce type de matrice est appelé symétrique.
- **Les matrices non standards** : emploient des hybrides (3dB,180°), produisant des faisceaux qui se situent de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants. Mais elles

possèdent un faisceau supplémentaire dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes. Ce type de matrice est appelé asymétrique.

Nous allons dans cette thèse nous intéresser à une MB standard 4*4. Sa structure générique est présentée dans la figure IV.12.

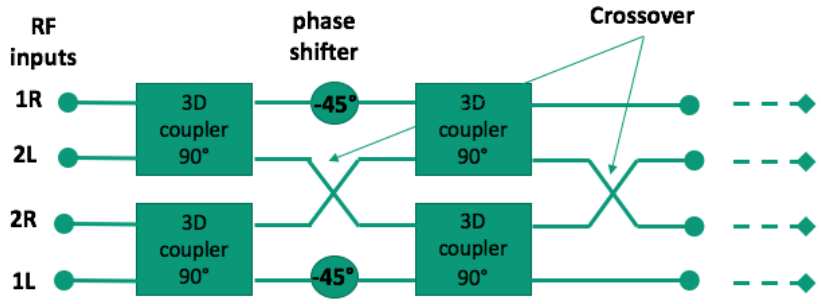


Figure IV.12 Composantes de la matrice de Butler Standard

Pour concevoir la matrice de Butler, il est impératif de commencer par la fixation du nombre de faisceaux désiré, qui est communément égale au nombre de port d'entrée. Les étages de la matrice de Butler constitués par les coupleurs et les déphaseurs qui divisent la puissance d'entrée permettent d'obtenir les phases progressives souhaitées ou encore d'incrémenter la phase d'une sortie à l'autre [48].

La matrice de Butler est connue pour son implémentation facile composée par des éléments passifs. Elle est mise en œuvre avec la technologie micro-ruban en raison des avantages des méthodes de production simples, ce qui diminue son coût. Plusieurs conceptions de la matrice de Butler en technologie micro-ruban sont détaillées dans la littérature [34, 39, 44, 50-62]. Sa conception peut aussi se faire à l'aide de la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat) [41, 54, 58, 60].

Dans la partie suivante nous traitons la conception et la simulation des composantes de la MB en technologie micro-ruban. Elles seront réalisées au moyen des deux simulateurs électromagnétiques, ADS et HFSS. Nous aborderons ensuite, la conception et la simulation de la matrice complète.

IV.5.2 Composantes de la MB : Définitions et principes de fonctionnement

Dans cette partie nous allons détailler les composantes de la matrice de Butler en donnant la structure générale de chacune d'entre elles, et en expliquant leur fonctionnement.

IV.5.2.1 Le coupleur hybride 3dB

Un coupleur hybride est un coupleur directionnel de 3dB. C'est un circuit symétrique, souvent constitué de lignes de transmission à 4 ports : le port 1 étant le port d'entrée, le port 4 est le port isolé et les ports 2 et 3 sont des ports de sortie. La figure IV.13 en fait une illustration bien détaillée [34, 39-41, 44-49, 52, 55, 59, 62-67]

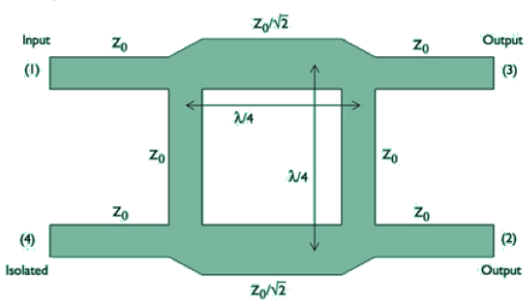


Figure IV.13 Coupleur hybride 3dB [34,39-41]

Il existe deux types de coupleur pouvant être employés dans la matrice de Butler, où la différence de phase entre les ports de sortie serait égale soit à 180°, soit à 90° [39-41, 48, 49, 65, 66]. Dans la conception de notre matrice, nous allons utiliser un coupleur hybride 90° pour les considérations suivantes.

Dans le cas idéal, la puissance entrante dans le port 1 est divisée de manière égale entre le port 2 et le port 3. Les signaux aux sorties sont atténués de trois décibels (3dB) et ont une différence de phase de 90° les uns par rapport aux autres. Ces deux ports sont appelés port de transmission et port couplé. Les deux signaux de sortie sont égaux en amplitude et en quadrature de phase et aucune puissance n'est couplée au port 4. Ce dernier est appelé port isolé [34, 39-41, 44-49, 52, 55, 59, 62-67].

Notons que pour l'hybride 90°, le port couplé est déphasé de 90° par rapport au port de transmission avec des amplitudes égales. Ce type d'hybride produit un nombre de faisceaux symétriques par rapport au centre de la matrice. Quant à l'hybride 180°, le port couplé et le port de transmission sont en opposition de phase et les faisceaux produits sont asymétriques [39-41, 48, 49, 65, 66].

L'atténuation à trois décibels signifie que 50% de la puissance d'entrée est perdue. En outre, les reflets dus à des désadaptations sont envoyés au port d'isolement (port 4), ce qui empêche tout retour de puissance du port d'entrée [63].

Comme montré dans la figure IV.14, les lignes entre les ports 1 et 2 et les ports 4 et 3, sont d'impédance 35Ω ($Z_0/\sqrt{2}$) et de longueur λ/4. Ces grandeurs permettent d'avoir une division de puissance égale (c.-à-d. un couplage de 3dB et un déphasage 90°). Les autres lignes constituant le coupleur, sont d'impédance Z_0=50Ω et aussi de longueur λ/4 pour assurer l'adaptation d'impédance [44-49,55,59,62-65].

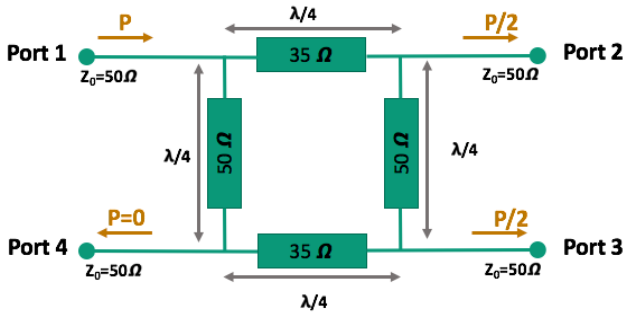


Figure IV.14 Impédances équivalentes des lignes d'un coupleur hybride 3dB [44-49]

Des couplages compris entre 3 et 9dB peuvent être obtenus en changeant la valeur de l'impédance caractéristique des tronçons des lignes quart d'onde d'impédance 50Ω. Ainsi une répartition différente de puissance sera obtenue [39].

Une matrice de Butler 2*2 (figure IV.15) est constituée par un seul coupleur hybride. Quand le port 1 est utilisé comme port d'entrée, à la sortie il y a une distribution de phases 0°, 90° et quand le port 4 est utilisé comme entrée la distribution de phases est : -90°, 0°. [41]

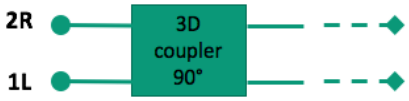


Figure IV.15 Matrice de Butler 2*2 constituée par un coupleur hybride 3dB 90°

La matrice de diffusion [S] d'un coupleur hybride 3dB est donnée par l'expression [34, 39-41, 44-49, 52, 55, 59, 62-67] :

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad \textit{(Eq.IV.2)}$$

Un coupleur hybride peut également être utilisé pour combiner des signaux de puissance avec un degré élevé d'isolement entre les ports. Ce type est appelé combineur de puissance. [39]

IV.5.2.2 Le Croisement

Un croisement est une jonction à quatre ports, qui permet de croiser deux lignes de transmission. Dans la structure planaire de la matrice de Butler, il assure l'isolation entre les signaux des lignes croisées [34, 44, 52], afin de transmettre le signal d'un coupleur à un autre sans perte d'informations [44] et sans erreur de phase [49]. Il est appelé aussi un coupleur 0dB [50,52].

Dans la plupart des cas, un croisement est conçu en cascade de deux hybrides 90°. Sa géométrie est montrée dans la figure IV.16, elle ne comporte que des lignes 50Ω [45]. Dans un croisement, le signal entrant dans le port 1 est dirigé vers le port de sortie 3, tandis que le signal entrant dans le port 4 est dirigé vers le port de sortie 2 [52].

Les croisements dans une matrice de Butler peuvent être nombreux si l'ordre de la matrice est plus grand. La matrice [S] du cross-over est donnée par l'expression [45,52] :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \textit{(Eq.IV.3)}$$

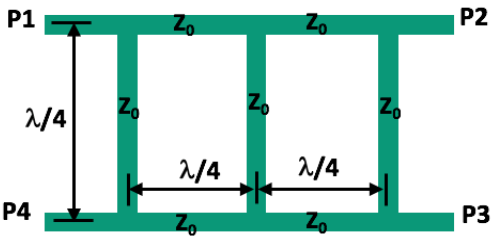


Figure IV.16 Schéma d'un croisement [45,50,52]

IV.5.2.3 Le déphaseur fixe

Les circuits déphaseurs sont des composants microondes très utiles, qui servent en premier lieu à contrôler la phase d'un signal électrique. Ils orientent le faisceau d'antenne dans la direction souhaitée sans repositionner physiquement l'antenne [54, 67]. Ils sont appliqués dans les systèmes radar, les systèmes de mesure et d'instrumentation, les systèmes d'imagerie biomédicale et surtout les systèmes de télécommunications sans fil [54].

Les déphaseurs sont classés en déphaseurs mécaniques, déphaseurs à semi-conducteurs et déphaseurs à lignes de transmission. Il existe aussi des déphaseurs variables à commande électronique qui nécessitent de l'énergie pour fonctionner, comme les déphaseurs en ferrite et les déphaseurs à diodes [54, 67]. Ces derniers engendrent des pertes importantes, sont complexes et ont un coût élevé [54]. Une autre méthode pour réaliser un déphasage est d'appliquer un DMS (Defected microstrip structure) sur une ligne micro-ruban. Cette méthode est détaillée dans la référence [68]. Dans [39] le déphaseur différentiel Schifman est étudié et dans [69] un coupleur hybride implémenté comme déphaseur est conçu. D'autres types de déphaseurs sont détaillés dans la référence [70].

Le terme "fixe" est utilisé pour désigner une invariance de fréquence, c.-à-d. que la valeur du déphasage ne varie pas avec la fréquence [39]. Les déphaseurs fixes sont des éléments passifs qui ne nécessitent pas d'énergie pour fonctionner. C'est simplement une ligne de transmission à retard de phase comme le montre la figure IV.17.

Ainsi, une ligne micro-ruban est une des structures de guidage pour les circuits hyperfréquences et millimétriques, elle a une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Cette longueur représente la distance entre deux pics ou crêtes de l'onde guidée et est équivalente à un cycle de phase (360°) [39, 54, 67, 71].

Pour créer un retard de phase θ avec une ligne micro-ruban par rapport à une autre, une longueur de ligne supplémentaire ΔL est donc ajoutée [39, 54, 67, 71, 72]. Son expression est donnée par l'équation IV.4

$$\Delta L = \theta.\frac{\lambda_g}{360°} \qquad \textit{(Eq.IV.4)}$$

Avec :

- L est la longueur de la ligne en mètres,
- θ est l'angle de déphasage en radians,
- λ_g est la longueur d'onde de guidage dans la ligne micro-ruban, exprimée par :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \textit{(Eq.IV.6)}$$

où λ_0 est la longueur d'onde de l'espace libre et ε_r est la constante diélectrique effective de la ligne micro-ruban.

Étant donné que le déphasage est mis en œuvre à l'aide d'une ligne de transmission simple, il est donc linéairement dépendant de la fréquence [71].

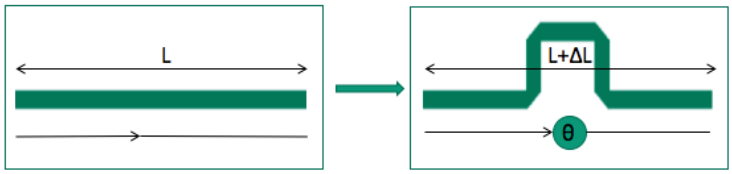


Figure IV.17 Déphasage crée à l'aide de ligne microruban à retard de phase

Dans la matrice de Butler Standard que nous évoquons dans ce chapitre, le déphaseur mis en œuvre produit un déphasage de -45°. Dans ce qui suit nous traitons sa conception et simulation.

IV.5.3 Conception et simulation de la matrice de Butler

Dans cette partie, nous allons commencer par la conception et la simulation, en technologie micro-ruban sous ADS Momentum et HFSS des différentes composantes de la matrice de Butler Standard. Ensuite, nous allons combiner toutes les composantes conçues pour former la matrice de Butler 4*4. Les résultats de simulations obtenues seront analysés séparément.

IV.5.3.1 Conception et simulation du coupleur 3dB à 2,45GHz

IV.5.3.1.1 Conception et simulation sous ADS

Il y a lieu de rappeler qu'un coupleur hybride 3dB doit fournir un déphasage de 90° entre le port couplé et le port de transmission. Il est composé des lignes quarts d'onde d'impédance 50Ω et 35Ω. La figure IV.18 montre son schématique sous ADS et son Layout équivalent.

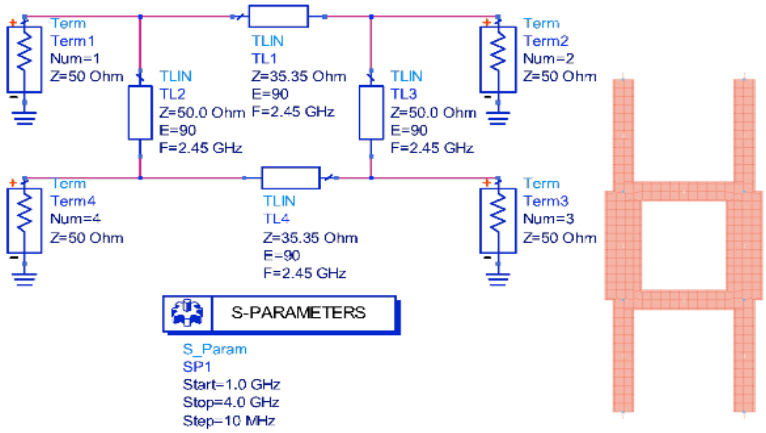


Figure IV.18 Structure du coupleur (3dB, 90°) sous ADS

A noter que dans le schématique, nous avons utilisé des tronçons de lignes en désignant seulement les impédances, pour générer le Layout équivalent sous le substrat Epoxy FR-4 (de permittivité relative 4.4 et de hauteur 1.6mm) et simuler les paramètres S et les paramètres de phase. Les dimensions (largeur et longueur) des lignes constituant le coupleur peuvent être calculées en considérant le substrat Epoxy FR-4, via l'outil LineCalc d'ADS. Ceci sera utile lors de la conception du coupleur sous HFSS.

Nous présentons dans la figure IV.19 les résultats de simulation, sous ADS, du coefficient de réflexion S11 qui atteint une valeur inférieure à -70dB à 2,45GHz. Cette valeur reflète la bonne adaptation du coupleur. De plus, la même valeur est obtenue pour le coefficient d'isolation S14, qui reflète à son tour une bonne isolation autour de 2,45 GHz.

Concernant les variations des coefficients de transmission S12 et S13, elles fournissent une valeur de -3,54dB, qui est proche de -3dB. La valeur du couplage ainsi obtenue, montre que la puissance est divisée également entre les deux ports de sortie.

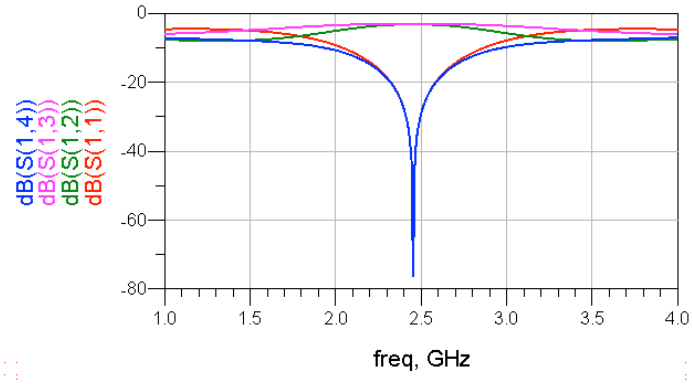


Figure IV.19 Simulation des paramètres S du coupleur 3dB sous ADS

Les variations de la différence de phase obtenue entre les ports de sortie (port 2 et port 3) sont données par la figure IV.20. Elle montre qu'elle atteint une valeur de 90° à 2,45GHz (les signaux de sortie sur les ports 2 et 3 sont exactement en quadrature de phase). Ainsi nous avons :

$$\text{Phase } S(2,1) - \text{Phase } S(3,1) = -90°-(-180°) = 90°$$

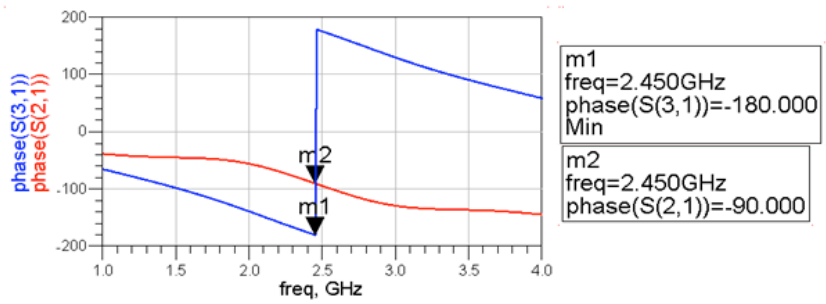


Figure IV.20 Simulation de phase du coupleur 3dB sous ADS

Le tableau suivant récapitule les résultats de simulation, sous ADS, du coupleur 3dB à 2,45GHz.

Tableau IV-2 - Récapitulatif des simulations du coupleur 3dB sous ADS

Coefficient de réflexion	S11	-78 dB à2,45 GHz	
Coefficient de transmission	S12=S21	Puissance	-3,54dB
		Phase	-90°
	S13=S31	Puissance	-3,54dB
		Phase	-180°
Paramètre d'isolation	S14	-78 dB à 2,45 GHz	

IV.5.3.1.2 Conception et simulation sous HFSS

La structure conçue sous HFSS du coupleur 3dB est donnée par la figure IV.21, cette dernière a été obtenue en optimisant les dimensions des lignes 50Ω et 35Ω obtenues par l'outil LineCalc de ADS. En effet la ligne 50Ω a une largeur de 2,91mm et une longueur de 16,85mm, et celle de 35Ω a une largeur de 5,08mm et une longueur de 16,35mm.

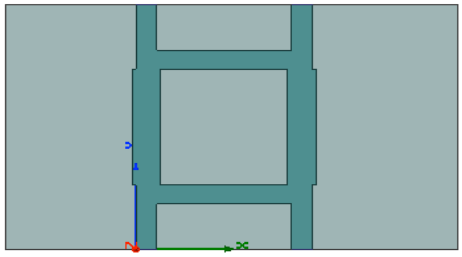


Figure IV.21 Structure du coupleur (3dB, 90°) sous HFSS

Les résultats de simulation des paramètres S sous HFSS, présentés dans la figure IV.22, fournissent les mêmes conclusions que celles de ADS. Le coefficient de réflexion obtenu à 2,45GHz est S11=-23,17dB, le coefficient d'isolation atteint une valeur de S14=-16,12dB autour de 2,45GHz, et le coefficient de transmission au niveau du port 3 (S13) est proche de -3dB, alors que celui du port 2 vaut -4,74 dB ; cette valeur, un peu loin de -3dB, sera retenue comme résultats pour la suite de la conception de la matrice de Butler.

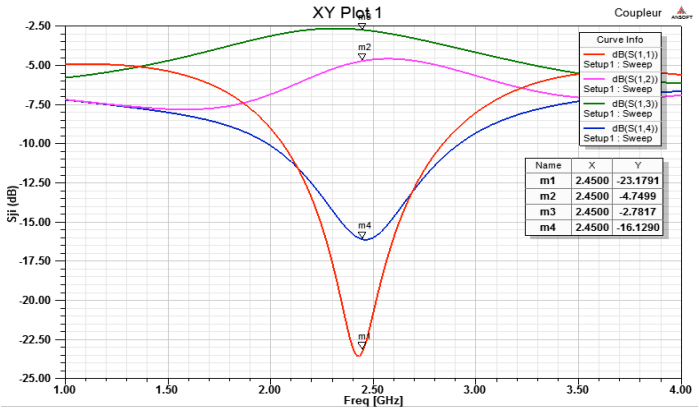


Figure IV.22 Simulation des paramètres S du coupleur 3dB sous HFSS

Les variations de la différence de phase obtenue entre les ports de sortie (port 2 et port 3) par HFSS, présentées dans la figure IV.23, montre qu'elle atteint une valeur de 90° à 2,45GHz :

Phase S(2,1) – Phase S(3,1) = 177°-87° = 90°

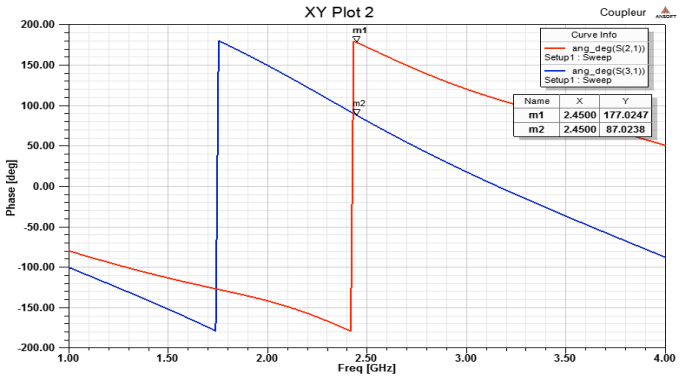


Figure IV.23 Simulation de phase du coupleur 3dB sous HFSS

IV.5.3.2 Conception et simulation du croisement à 2,45GHz

IV.5.3.2.1 Conception et simulation sous ADS

De la même manière, nous allons commencer par concevoir et simuler le croisement sous ADS. La figure IV.24 montre son schématique et le Layout ainsi obtenu. Comme mentionné dans la partie précédente, le croisement est constitué de deux coupleurs en cascade, et toutes ses lignes sont des quarts d'ondes 50 Ω.

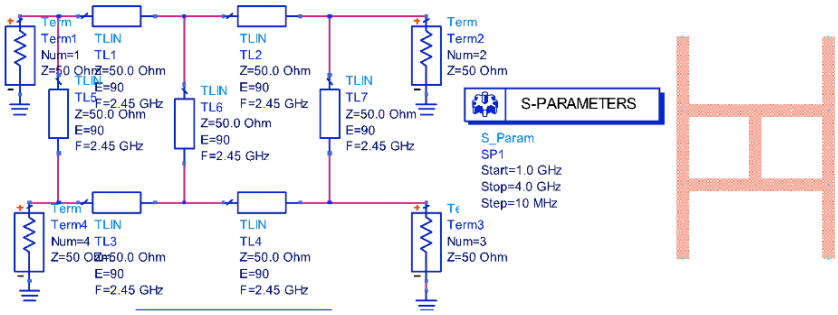


Figure IV.24 Structure du croisement sous ADS à 2,45GHz

D'après les résultats de simulation du coefficient de transmission entre le port 1 et le port 3, S13, présentés dans la figure IV.25, la valeur obtenue est -0,056dB très proche de zéro à 2,45GHz. Ceci montre qu'un minimum de couplage est obtenu et le maximum de la puissance à l'entrée du port 1 est transmise au port 3. De plus, la variation du coefficient de réflexion S11 montre la bonne adaptation du croisement, et les valeurs obtenues pour les coefficients S12 et S14 montrent qu'aucune puissance n'est fournie aux ports 2 et 4 (S12 est inférieur à -50dB et S14 est inférieur à -100dB).

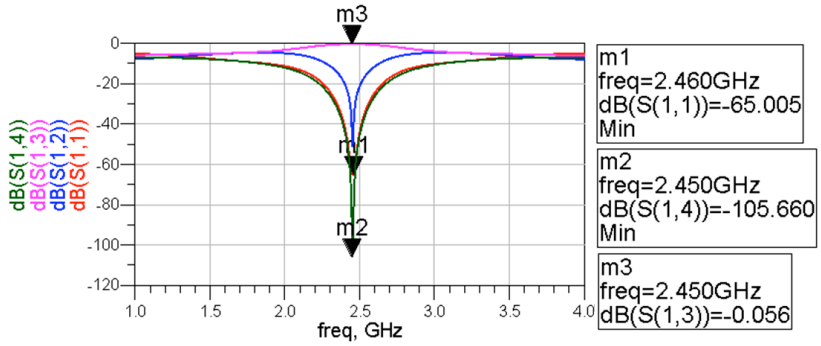


Figure IV.25 Simulation des paramètres S du croisement sous ADS

IV.5.3.2.2 Conception et simulation sous HFSS

Sous HFSS, le même croisement a été conçu et simulé, ses dimensions théoriques (obtenues par l'outil LinCalc de ADS pour le calcul des dimensions des lignes micro-ruban) ont été optimisées pour aboutir à un couplage de 0dB à ses deux sorties. Sa structure est illustrée par la figure IV.26.

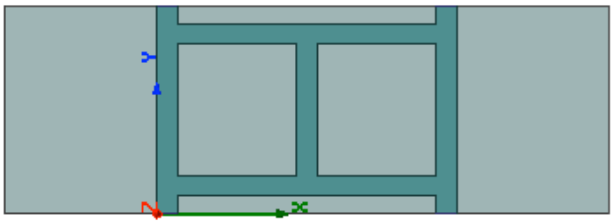


Figure IV.26 Structure du croisement sous HFSS à 2,45GHz

Les résultats de simulation du croisement sous HFSS concernent les variations du coefficient de transmission S13. Sa valeur à 2,45GHz est -0,93dB proche de zéro, comme le montre la figure IV.27. Cette dernière rapporte aussi la variation du coefficient de réflexion S11 qui atteint -34,41dB à 2,45GHz. Le pic de S12 est un peu décalé par rapport à celui obtenu par ADS, cependant, sa valeur à 2,45GHz est moins de -10dB.

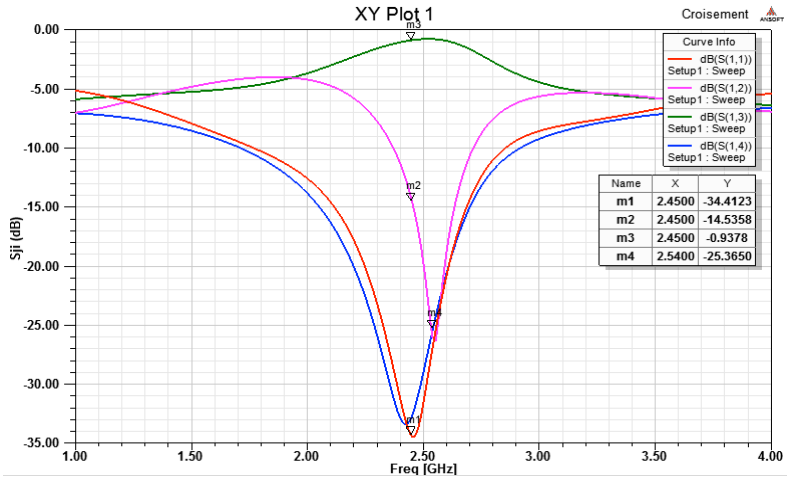


Figure IV.27 Simulation des paramètres S du croisement sous HFSS

IV.5.3.3 Conception et simulation du déphaseur 45° à 2,45GHz

IV.5.3.3.1 Conception et simulation sous ADS

Après le coupleur, le déphaseur 45° est le deuxième élément le plus important dans la conception de la matrice de Butler, sa structure repose sur une ligne micro-ruban avec l'ajout d'un tronçon de ligne pour créer le déphasage souhaité, son schématique et Layout équivalent sous ADS sont donnés par la figure suivante.

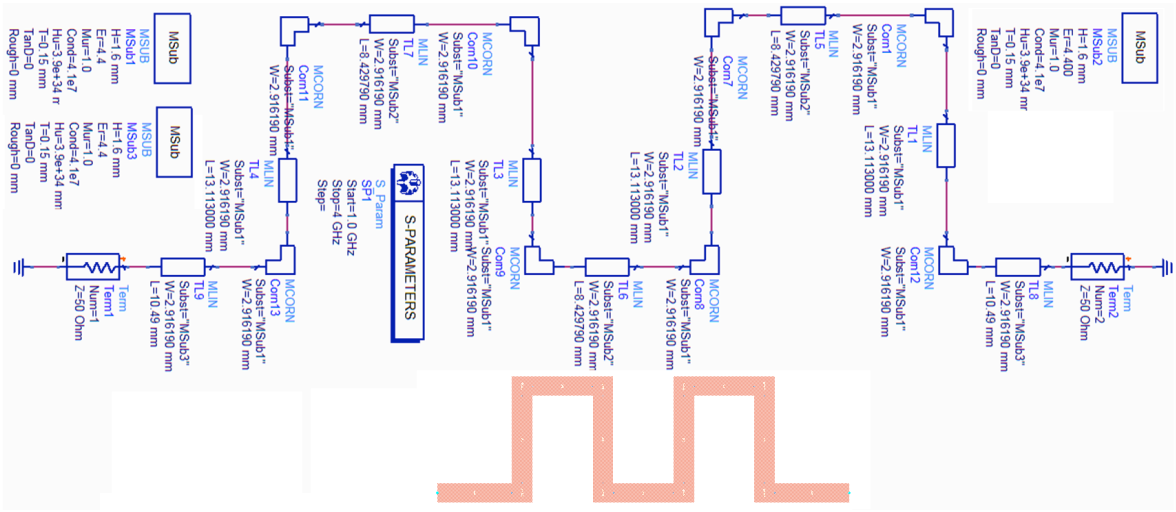


Figure IV.28 Structure du déphaseur 45° sous ADS

Le premier paramètre à vérifier pour les simulations du déphaseur est la phase créée à sa sortie. Le déphaseur conçu est symétrique, de forme méandre. Dans ce cas, et comme le montre la figure IV.29 qui donne les variations de la phase en fonction de la fréquence, la phase créée à la sortie 2 est de -45° quand l'entrée 1 est excitée. Et le même résultat est obtenu pour le cas contraire (phase S(2,1) = -45°).

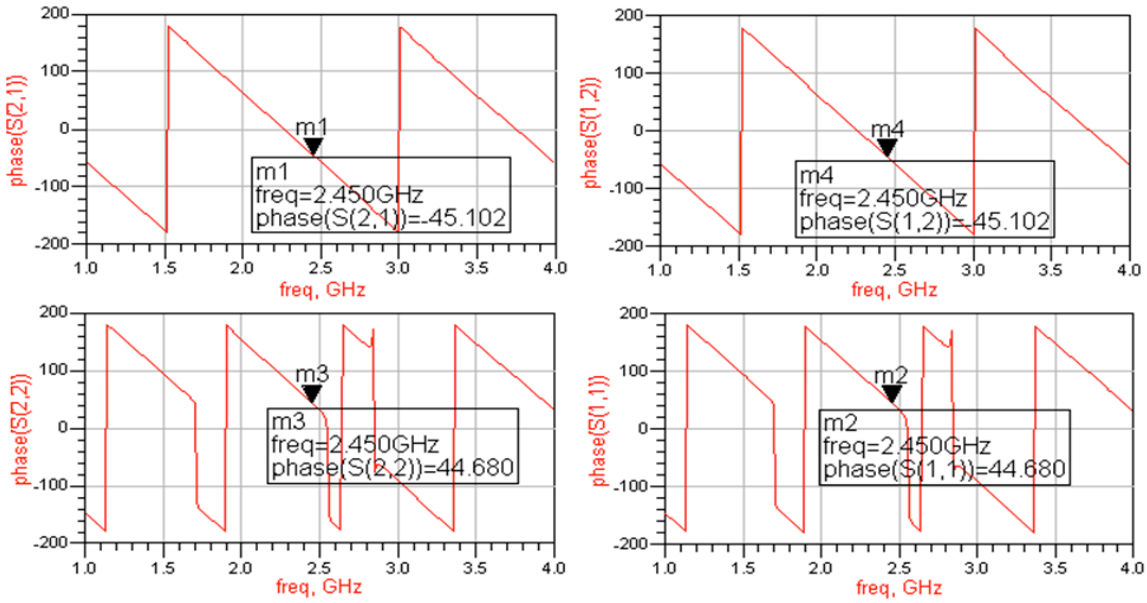


Figure IV.29 Simulation de phase du déphaseur 45° sous ADS

L'adaptation du déphaseur est vérifiée par la simulation du paramètre S11 qui vaut -65,60dB à 2,55GHz. Cette fréquence est acceptable dans la mesure où le déphasage obtenu est de -45° à 2,45GHz exactement (figure IV.30). A 2,45GHz, S11 est inférieur à -10dB.

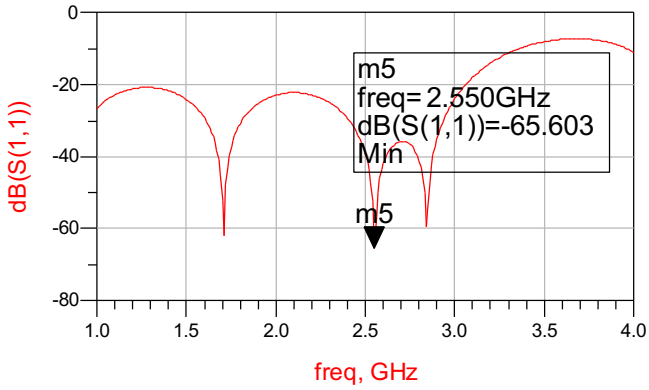


Figure IV.30 Simulation du coefficient de réflexion S11 du déphaseur 45° sou ADS

IV.5.3.3.2 Conception et simulation sous HFSS

De la même manière, le même déphaseur a été conçu et optimisé par HFSS, aboutissant ainsi à la structure présentée dans la figure IV.31. C'est aussi un circuit symétrique.

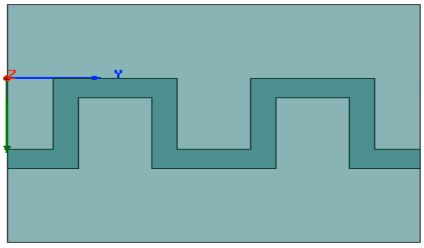


Figure IV.31 Structure du déphaseur 45° sous HFSS à 2,45GHz

La figure IV.32 rapporte les variations de la différence de phase obtenue à la sortie du déphaseur : phase S(1,2) =-46,15° à 2,45GHz, cette valeur est très proche de la valeur souhaitée.

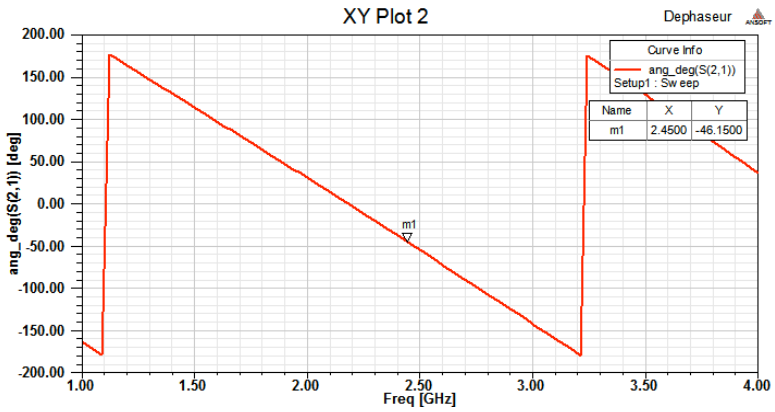


Figure IV.32 Simulation de phase du déphaseur 45° sous HFSS

De plus, selon la figure IV.33, les paramètres S montrent la bonne adaptation du déphaseur à 2,45GHz.

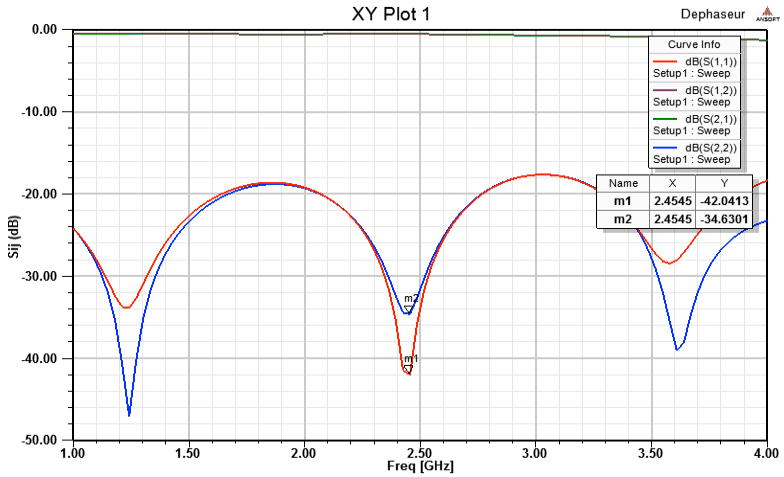


Figure IV.33 Simulation des paramètres S du déphaseur 45° sou HFSS

IV.5.3.4 Conception et simulation de la matrice de Butler

IV.5.3.4.1 Conception et simulation sous ADS

D'après la partie théorique de la MB, et dans le cas d'une matrice 4*4, nous avons deux rangées composées de deux coupleurs chacune. De plus, une telle matrice dispose de deux déphaseurs sur une seule rangée. En combinant toutes les composantes conçues et simulées auparavant (Coupleur, Croisement et déphaseur), sous ADS, le schématique et le Layout obtenu sont présentés respectivement dans les figures IV.34 et IV.35.

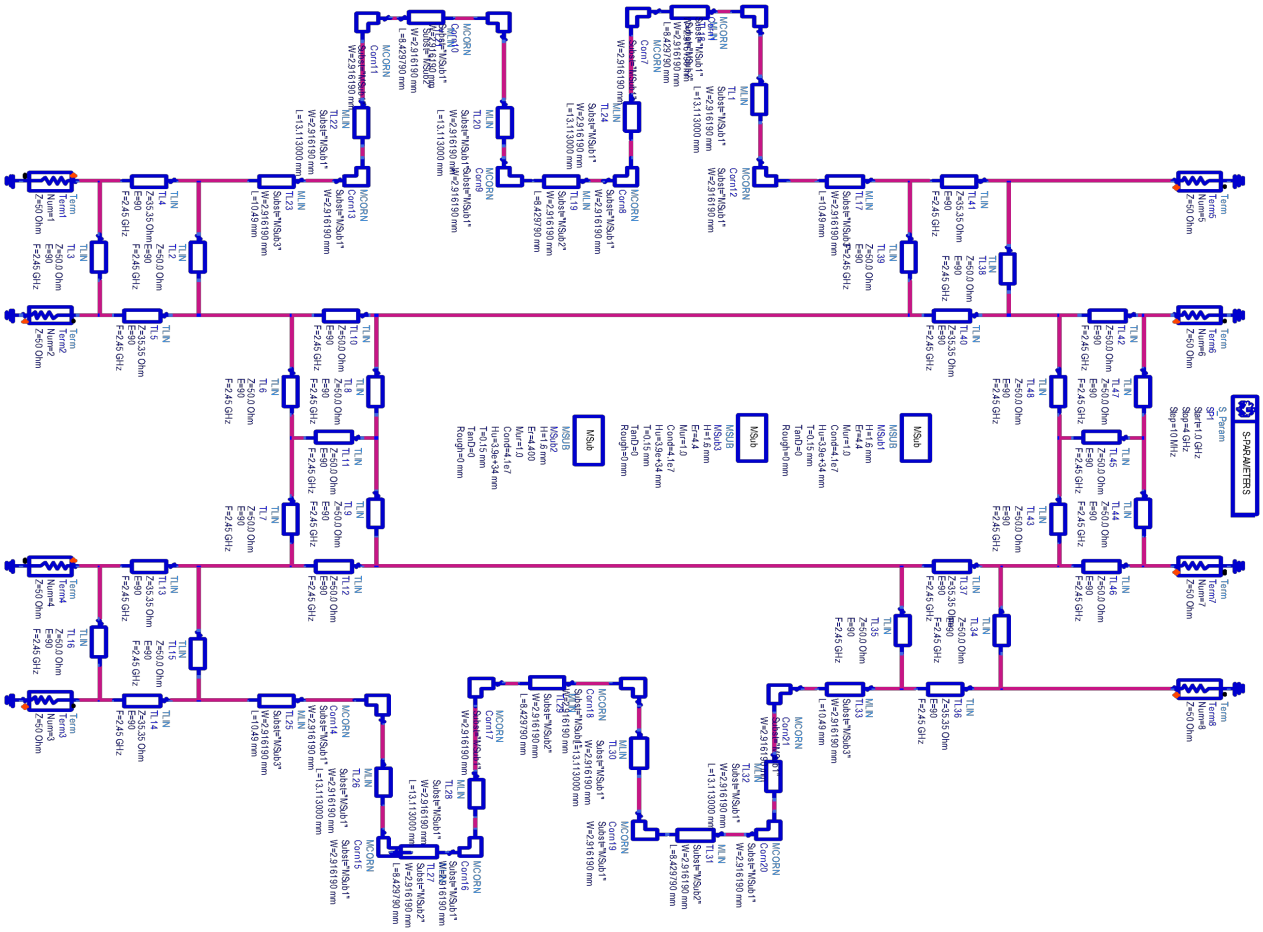


Figure IV.34 Schématique de la matrice de Butler 4*4 sous ADS

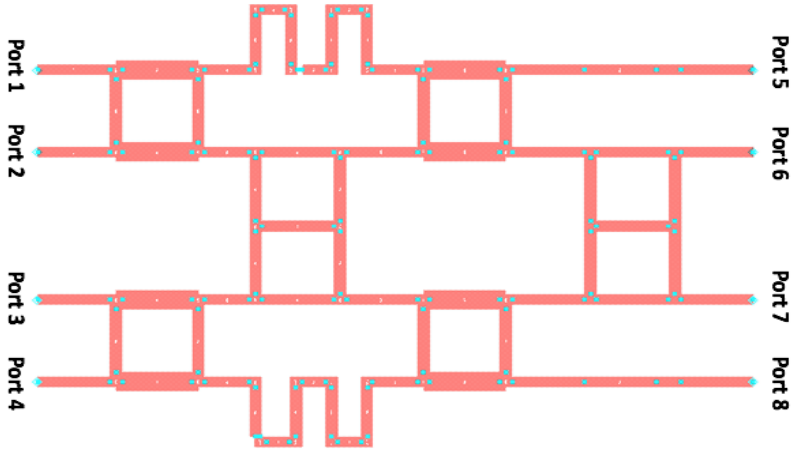


Figure IV.35 Layout de la matrice de Butler 4*4 sous ADS

Pour passer à la partie simulation de la Matrice de Butler 4*4, il faudrait connaître les valeurs des gradients de phase à chaque port de sortie de la matrice.

En effet, la MB est un répartiteur de faisceau, dont les directions générées sont symétriques à la normale [49]. Ce sont : 1R, 2L, 2R et 1L (cf la figure IV.12). Lorsqu'un port d'entrée est excité, les signaux RF créés aux ports de deux sorties adjacentes, sont d'amplitudes égales et de différence de phase progressive [40, 49].

La phase progressive β S'exprime par la relation suivante [40] :

$$\boldsymbol{\beta = \pm(2f\text{-}1)\ \frac{\pi}{N}} \qquad \textit{(Eq.IV.7)}$$

Où f est le numéro du faisceau (à droite ou à gauche) et N le nombre de port de sortie.

En effet, pour chaque port d'entrée, la différence de phase entre deux ports de sortie adjacents est fixe. Dans notre cas, où nous avons une matrice de Butler 4*4, les phases progressives aux éléments d'antennes, sont consignées dans le tableau suivant :

Tableau IV-3 - Phases crées par une MB 4*4 [39,40,49]

Port d'entrée	Désignation du faisceau	Phase Progressive β
1	**1R** (à droite)	45°
2	**2L** (à gauche)	-135°
3	**2R** (à droite)	135°
4	**1L** (à gauche)	-45°

Les résultats de simulation de la matrice de Butler vont porter essentiellement sur les paramètres Sji des deux ports 1R et 2L, et sur les paramètres de phases de ces deux ports. Les autres ports fournissent les mêmes résultats, puisque la matrice est symétrique.

a. <u>Les paramètres Sji en dB :</u>

Ces paramètres concernent les coefficients de réflexion, d'isolation et de transmission du port 1 et celles de transmission du port 2, et on a :

- Coefficients de réflexion, appelé aussi pertes de retour (S11, S22) et d'isolation du port 1 (S21, S31, S41) présentés dans la figure IV.36. Une perte de retour beaucoup plus inférieure à -10 dB est obtenue.
- Coefficients de transmission (appelé aussi pertes d'insertion) du port 1 (S51, S61, S71, S81) présentées dans la figure IV.37 qui montre que lorsque l'entrée 1 est alimentée, la puissance de sortie est divisée presque à égalité entre les quatre ports de sortie. Les simulations ainsi obtenues montrent que la matrice conçue présente des résultats satisfaisants en termes d'amplitude qui est autour de -6,07dB (correspond au quart de la puissance transmise).
- Coefficients de transmission du port 2 (S52, S62, S72, S82) présentés dans la figure IV.38 qui montre aussi que lorsque l'entrée 2 est alimentée, la puissance de sortie est divisée presque à égalité entre les quatre ports de sortie. Les mêmes valeurs sont obtenues quand le port 2 est alimenté.

Concernant les coefficients de transmission des ports 1 et 2, une équi-amplitude est obtenue qui est autour de -6dB.

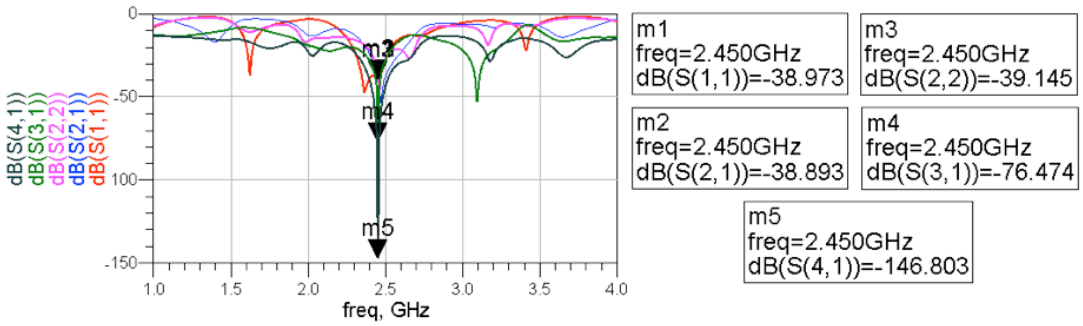


Figure IV.36 Coefficients de réflexion et d'isolation du port 1R de la MB sous ADS

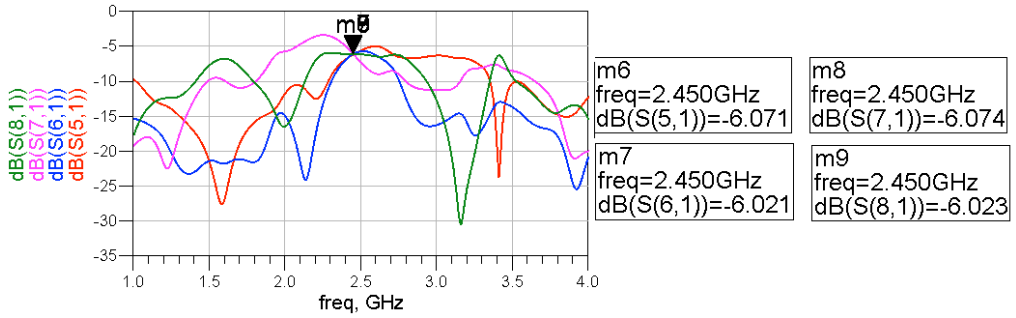


Figure IV.37 Coefficients de transmission du port 1R de la MB sous ADS

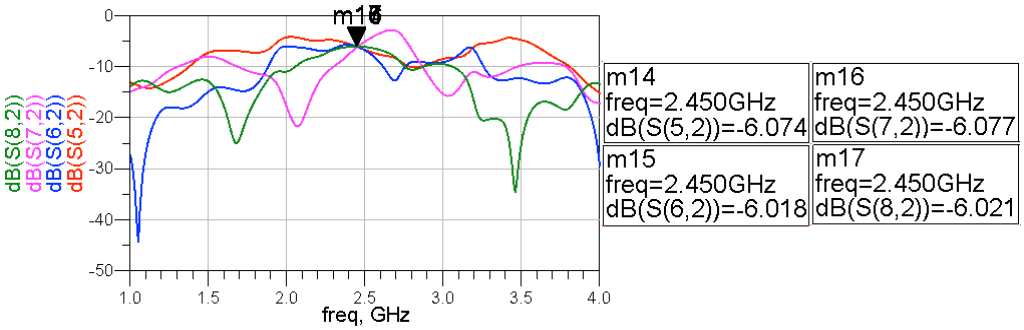


Figure IV.38 Coefficients de transmission du port 2L de la MB sous ADS

b. <u>Les paramètres S de phases en deg :</u>

Les paramètres S en phase, porte sur les coefficients de transmissions des ports 1 et 2, et sont :

- Coefficients de transmission du port 1 (S51, S61, S71, S81), présentés dans la figure IV.39, concernent les différences de phases suivantes :
    - Phase (S61 – S51)
    - Phase (S71 – S61)
    - Phase (S81 – S71)

- Coefficients de transmission du port 2 (S52, S62, S72, S82), présentés dans la figure IV.40, concernent les différences de phases suivantes
    - Phase (S62 – S52)
    - Phase (S72 – S62)
    - Phase (S82 – S72)

Les résultats de simulation des phases progressives des ports adjacents de la MB 4*4 concordent avec les phases théoriques citées auparavant (tableau IV.3).

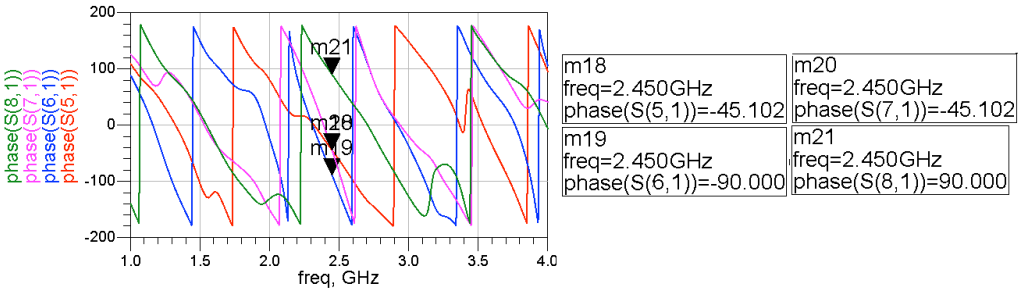


Figure IV.39 Coefficients de transmission en phase du port 1R de la MB sous ADS

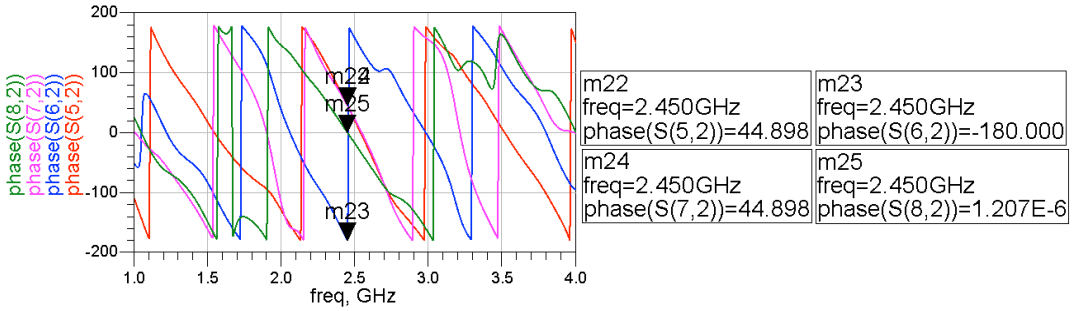


Figure IV.40 Coefficients de transmission en phase du port 2L de la MB sous ADS

Les résultats de simulation de phases pour cette matrice, montrent un gradient de phase quasi-constant pour les voies 1 et 2 vis à vis des sorties 5, 6 et 7. Cependant, pour la sortie 8, un déphasage de ±135° (phase[S81]-phase[S71]) au lieu de ±45° est fourni quand la voie 1 est alimentée, et un déphasage de ±45°(phase[S82]-phase[S72]) est obtenu au lieu de ±135° quand la voie 2 est alimentée.

Nous allons par la suite tester la même matrice sous HFSS et analyser les résultats correspondants.

IV.5.3.4.2 Conception et simulation sous HFSS

a. Première configuration de la MB 4*4

Dans cette partie nous allons concevoir la matrice de Butler 4*4 sous HFSS en respectant les désignations des impédances des lignes constituant chaque composante déjà conçue sous ADS et HFSS (en considérant le cas idéal), c'est à dire qu'aucune optimisation ne sera apportée aux différentes composantes de la matrice. Une première configuration a été obtenue notée (MB1), dont la structure est présentée dans la figure IV.41.

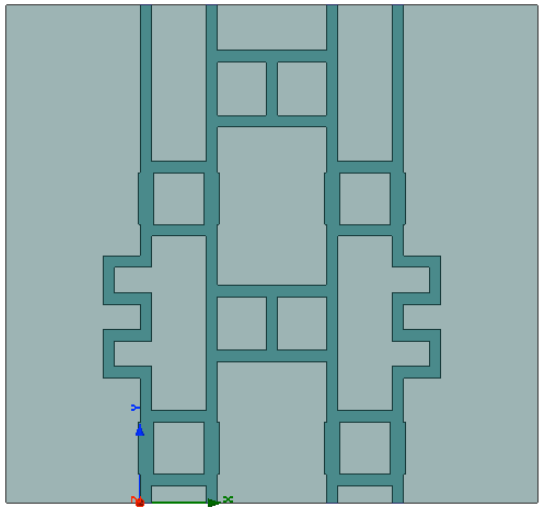


Figure IV.41 Structure de la 1^{ière} configuration de la MB 4*4 (MB1) sous HFSS

Comme dans la partie précédente, nous allons simuler les paramètres Sji. Ces derniers s'obtiennent par l'alimentation d'une seule voie d'entrée, pour étudier la puissance récupérée dans les quatre ports de sorties. Les autres ports d'entrée restent non alimentés mais adaptés à 50 Ω.

Les paramètres Sji concernent les coefficients de réflexion et d'isolation du port concernée, et les coefficients de transmissions en amplitude et en phase de ce port par rapport aux ports de sorties.

Nous allons présenter ici les simulations des paramètres Sji des voies 1R et 2L, les autres voies présentent les mêmes résultats du fait que la matrice est symétrique.

La figure IV.42, présente les résultats de simulation des coefficients de réflexion et d'isolation du port 1R de cette première configuration de la MB 4*4 (MB1), elle montre qu'une perte de retour inférieur à -10 dB est obtenue à 2,45GHz avec un décalage fréquentiel tolérable.

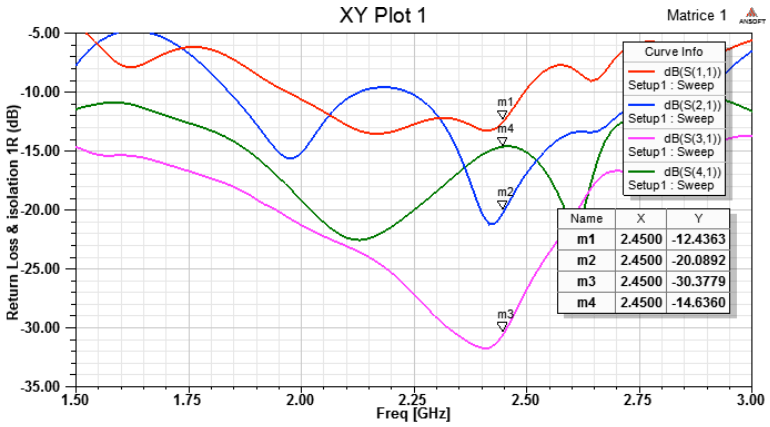


Figure IV.42 Coefficients de réflexion et d'isolation du port 1R de la MB1 sous HFSS

Les figures IV.43 à IV.46 présentent les résultats de simulation des paramètres Sji en termes d'amplitude et de phase pour les ports 1R et 2L. Les résultats ainsi obtenus, montrent un écart fréquentiel et une discordance au niveau des amplitudes et des écarts au niveau des phases.

Les coefficients de transmission montrent des valeurs inférieures à -10dB pour les ports de sorties 5 et 7 quand la voie 1R est alimentée (figure IV.43), et pour le port 6 quand la voie 2L est alimentée (figure IV.44).

Ces résultats se traduisent par fait que le comportement des coupleurs et des déphaseurs, lorsqu'ils sont isolés, ne se maintient pas quand ils sont insérés dans une matrice de Butler. Un redimensionnement et une optimisation de ces composantes s'avèrent nécessaires. Ceci fera l'objet de la conception d'une seconde configuration de la MB.

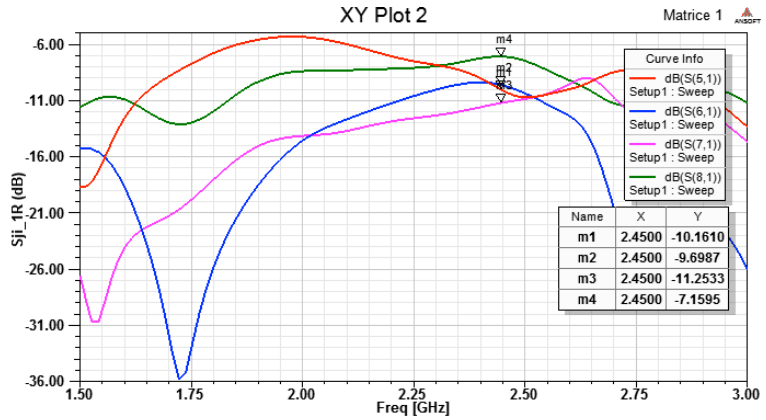


Figure IV.43 Paramètres Sji en amplitude du port 1R de la MB1 sous HFSS

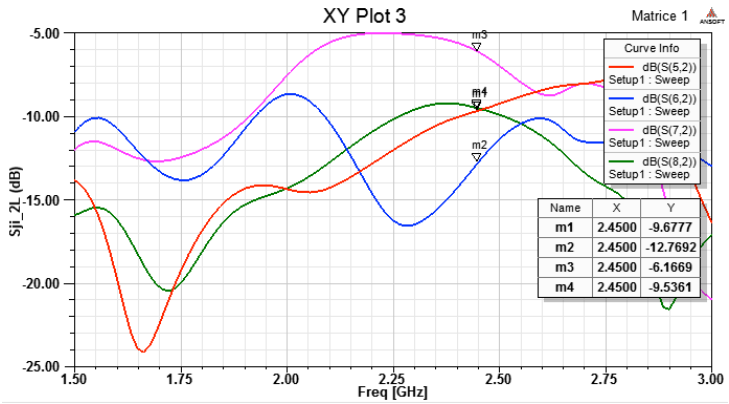


Figure IV.44 Paramètres Sji en amplitude du port 2L de la MB1 sous HFSS

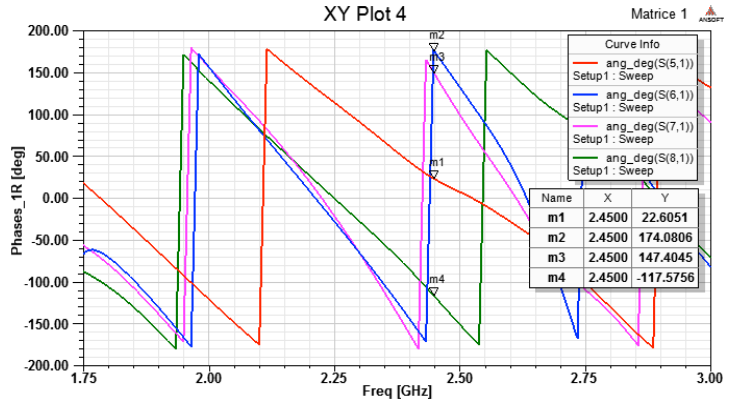


Figure IV.45 Paramètres Sji en phase du port 1R de la MB1 sous HFSS

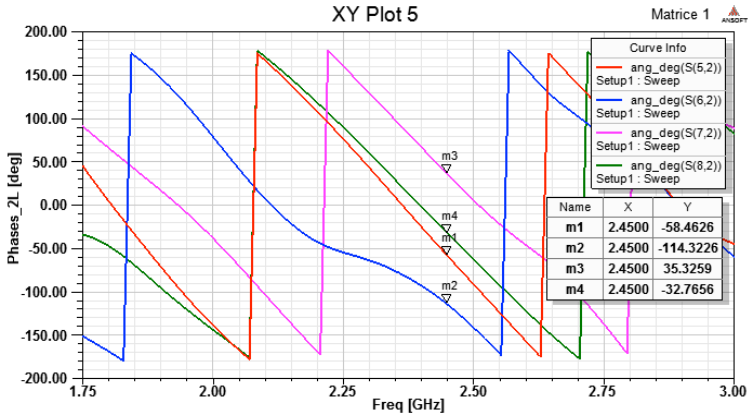


Figure IV.46 Paramètres Sji en phase du port 2L de la MB1 sous HFSS

b. Deuxième configuration de la MB 4*4 (MB2)

Pour remédier à l'écart fréquentiel et au décalage de phases obtenus pour la MB1, nous proposons de rajouter des déphaseurs aux sorties non croisées (sorties 5 et 8) de la matrice de Butler 4*4, qui sera notée (MB2).

De plus la structure de la MB1 montre que la distance entre les sorties n'est pas régulière, ceci peut être nuisible si nous souhaitons combiner des éléments rayonnants à cette matrice, tout en évitant tout couplage électromagnétique éventuel entre éléments. C'est dans ce sens que nous proposons de rajouter des déphaseurs dans les autres sorties. Ceci nous permettra d'obtenir la même distance de séparation entre sorties (sorties 6 et 7).

La structure de la configuration ainsi obtenue est présentée dans la figure IV.47 (MB2).

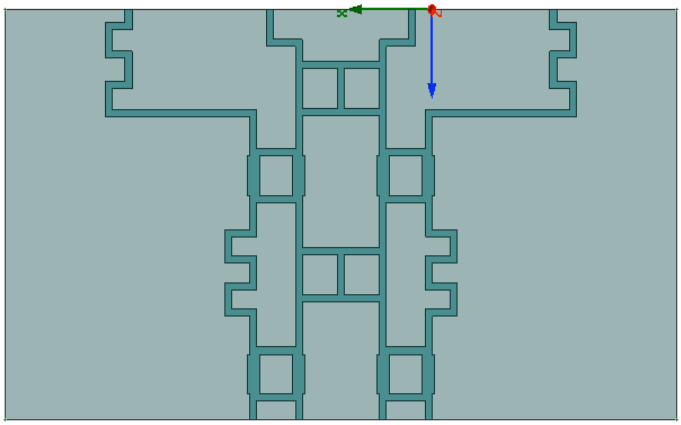


Figure IV.47 Structure de la 2ième configuration de la MB 4*4 (MB2) sous HFSS

De la même manière, les simulations ont porté sur les paramètres Sji d'amplitude et de phase.

Dans la figure IV.48, les variations des coefficients de réflexion et d'isolation du port 1R de la configuration MB2 4*4 sont présentées. Elles montrent qu'une perte de retour inférieure à -10 dB est obtenue à 2,45GHz.

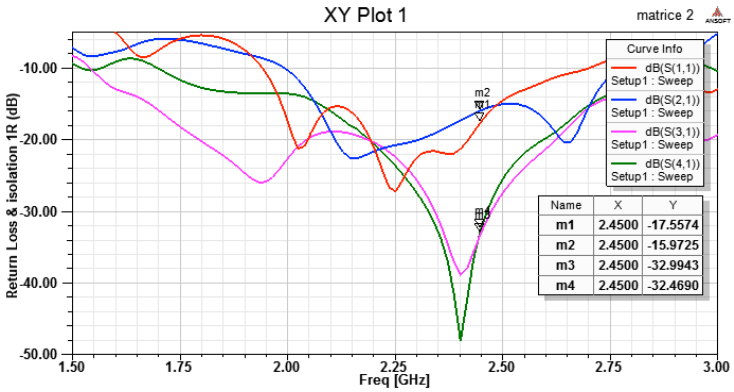


Figure IV.48 Coefficients de réflexion et d'isolation du port 1R de la MB2 sous HFSS

Les variations des paramètres Sji en amplitude pour la voie 1R, présentés dans la figure IV.49, montrent que lorsque ce port est alimenté, les ports de sorties 7 et 8, ne fournissent pas des amplitudes supérieures à -10dB.

Quand le port 2L est alimenté, tous les ports de sorties fournissent presque une équi-amplitude, à l'exception du port 5 qui fournit une valeur de -10,32dB légèrement en dessous de -10dB (figure IV.50). Ainsi la matrice présente des pertes de puissance à la sortie 5 uniquement quand 2L est alimentée.

Concernant les résultats de simulation des paramètres Sji en phase des voies 1R et 2L, ils sont présentés respectivement dans les figures IV.51 et IV.52.

Quand la voie 1R est alimentée (figure IV.51), un gradient de phase déséquilibré est obtenu entre les sorties 5 et 6, et entre 6 et 7. La phase de la sortie 8 par rapport à 7, est un peu proche de la valeur souhaitée.

Pour la voie 2L (figure IV.52), le gradient de phase est quasi-constant entre les ports de sorties 5 et 6, et entre 7 et 8. Cependant le 3ième gradient de phase (entre 6 et 7) est divergent par rapport aux deux autres.

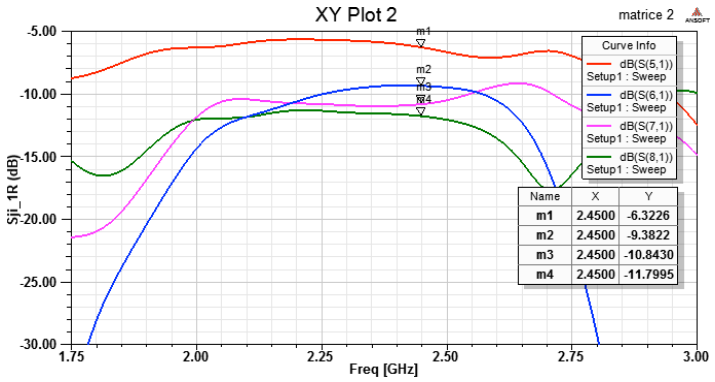


Figure IV.49 Paramètres Sji en amplitude du port 1R de la MB2 sous HFSS

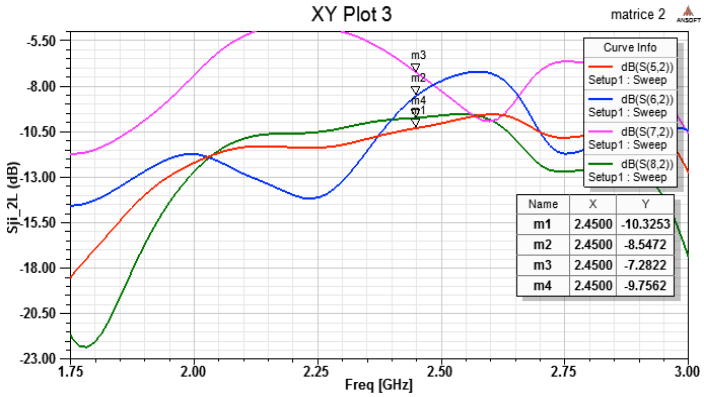


Figure IV.50 Paramètres Sji en amplitude du port 2L de la MB2 sous HFSS

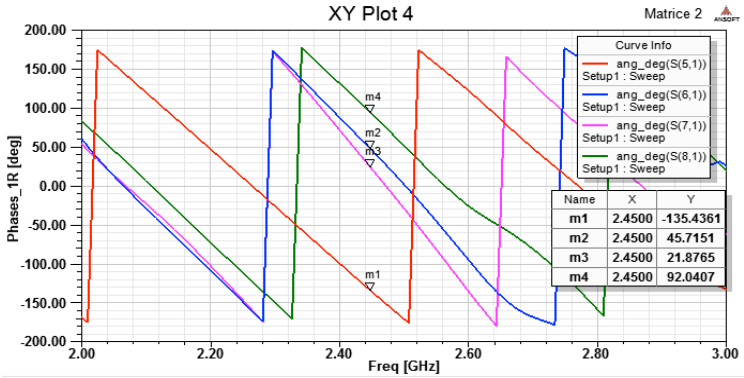


Figure IV.51 Paramètres Sji en phase du port 1R de la MB2 sous HFSS

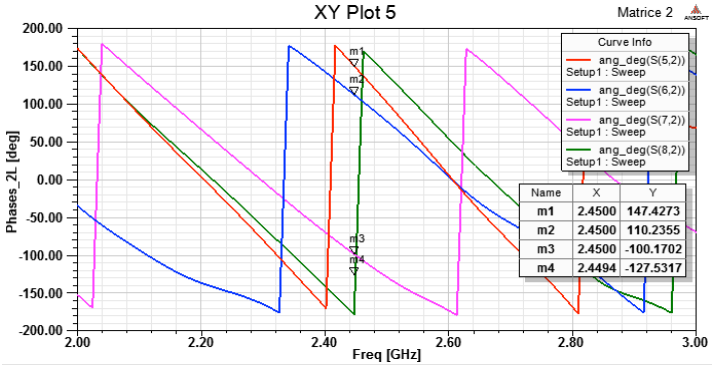


Figure IV.52 Paramètres Sji en phase du port 2L de la MB2 sous HFSS

Après la conception de cette seconde matrice, on remarque que les amplitudes obtenues ne se sont pas relativement améliorées par rapport à la MB1. Les différences de phases sont toujours en désaccord avec les résultats souhaités.

Ce déséquilibre de gradient de phase, peut être corrigé éventuellement par l'ajout de correcteurs de phases dans les voies correspondantes.

Le but de la matrice de Butler 4*4 conçue, est de constituer un réseau d'alimentation à 4 entrées/Sorties, capable de créer quatre faisceaux différents. Dans ce cas, nous allons retenir la MB2, et lui faire correspondre quatre éléments rayonnants. Dans la partie qui suit, nous analysons les résultats en termes d'adaptation et de diagramme de rayonnement.

IV.5.4 Conception et simulation d'un réseau d'antenne 4*4 alimenté par la MB

Pour montrer l'efficacité de la MB2, Conçue dans la partie précédente, dans un système d'antenne réseau à formation de faisceaux, quatre éléments rayonnant à base d'une antenne à fentes itératives, présentée dans le chapitre 2, seront associés à cette matrice. La structure obtenue est illustrée par la figure IV.53. Le réseau (MB+antennes) a pour dimensions générales : W=293,24mm et L=214,07mm.

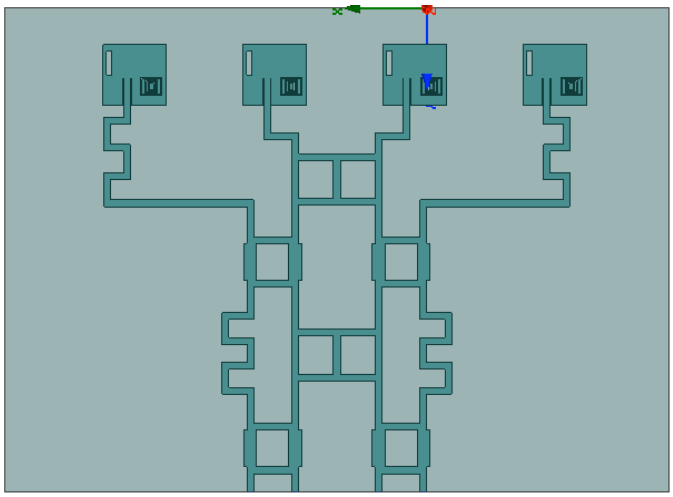


Figure IV.53 Structure de l'antenne réseau à fentes itératives alimenté par la MB 4*4

Les variation des coefficients de réflexion et de transmission du port 1, sont présentés dans la figure IV.54, les valeurs obtenues à 2,45GHz, sont inférieures à -10dB.

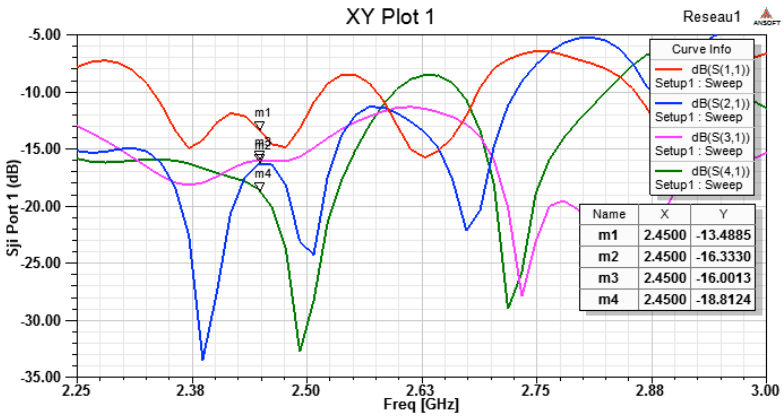


Figure IV.54 Coefficients de réflexion et d'isolation de l'antenne réseau à fentes itératives alimenté par la MB 4*4

Les variation du VSWR quand chacun des ports de la matrice est excité, sont donnés dans la figure IV.55. Les valeurs obtenues, sont toutes inférieurs à 2, ce qui montre que l'antenne réseau est bien adaptée.

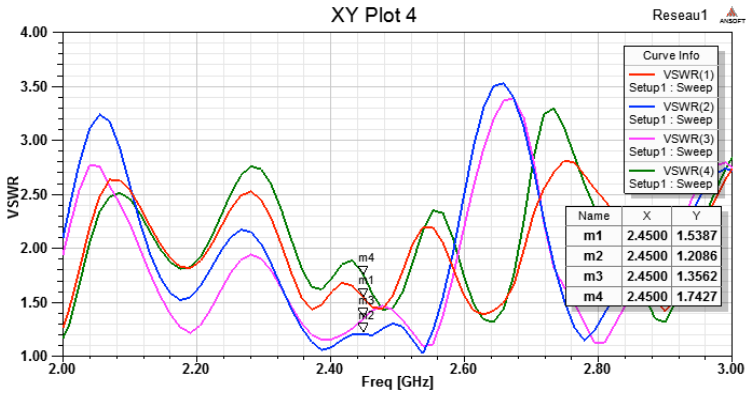


Figure IV.55 Variation du VSWR de de l'antenne réseau à fentes itératives alimenté par la MB2

Les diagrammes de rayonnement obtenu, à l'éxcitation des ports de la matrice de Butler sont présentés dans la figure IV.53.

On peut voir que, grâce à la matrice de Butler, l'antenne peut orienter le faisceau dans une direction donnée. Pour l'excitation du port 1, le faisceau est formé dans la direction de 15° (1R : Pattern 1) , Pour les ports 2, 3 et 4, les faisceaux sont situés respectivement à -30° (2L : Pattern 2), 35° (2R : Pattern 3) et -15° (1L : Pattern 4). Les faisceaux ainsi obtenus sont symétriques.

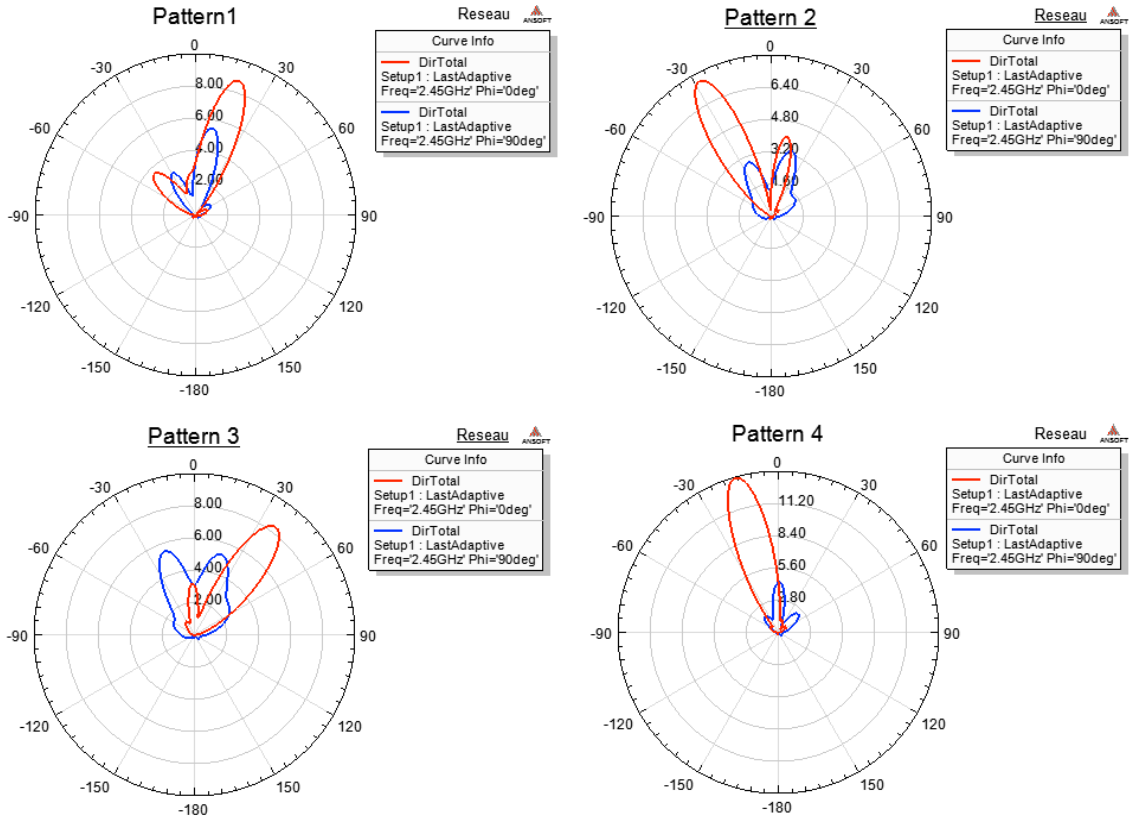


Figure IV.56 Faisceaux créés par l'antenne réseau à 2,45GHz quand : Pattern 1 : port 1R alimenté, Pattern 2 : port 2L alimenté, Pattern 3 : port 2R alimenté, Pattern 4 : port 1L alimenté

IV.6 Conclusion

Ce dernier chapitre a porté sur la conception de l'antenne dédiée à une application de localisation indoor. Il y a été d'abord abordé les différentes méthodes et techniques de localisation dans les environnements indoor, utilisant la technologie RFID.

Ensuite, le choix de l'antenne à concevoir a été traité. Ce choix a été fait en veillant à minimiser le coût et maximiser l'efficacité. En effet, les antennes omnidirectionnelles ne peuvent être utilisées, du fait qu'elles rayonnent dans toutes les directions de l'espace. Dans ce cas, la précision est minimale et les interférences seront majorées. Les antennes sectorielles peuvent remédier aux problèmes d'interférences, mais restent une solution couteuse et moins facile à mettre en œuvre vu le nombre d'antennes qui augmente dans le lecteur. La solution proposée est donc le regroupement de plusieurs antennes directionnelles.

Dans la solution proposée, le regroupement d'antennes doit aboutir à plusieurs directions de rayonnement (multifaisceaux), en l'occurrence, l'alimentation du réseau doit se faire par le biais d'un réseau de formation de faisceau. Nous avons choisi de travailler avec la matrice de Butler qui est un des réseaux de formation de faisceau le plus utilisé pour l'approximation DoA et l'estimation de la position d'un objet lors du processus de localisation.

La structure d'une MB 4*4 a été conçue en technologie micro-ruban sous ADS et HFSS à 2,45GHz. Les résultats de simulations obtenus ont été analysés en termes d'amplitude et de phase conformément à la matrice standard. Deux configurations ont été conçues et simulées. La configuration retenue a été combinée à quatre éléments rayonnants à base d'antennes à fentes itératives, déjà conçues, simulées et mesurées.

Le réseau d'antenne alimenté par la matrice de Butler 4*4, a fourni de bons résultats en termes de coefficients de réflexion, d'isolation et aussi en terme de VSWR. De plus, le réseau a fourni quatre faisceaux différents. Les résultats obtenus sont prometteurs et laissent entrevoir de nombreuses perspectives, comme l'intégration d'un système de commande de phase, ou l'adaptation de l'antenne aux applications large bande. Une miniaturisation de l'antenne est également une perspective.

IV.7 Références du chapitre 4

[1] Jiaqing Wu, " Three-Dimensional Indoor RFID Localization System", A thesis for the Degree of Doctor of Philosophy, at the University of Nebraska, December, 2012.

[2] Yi Li, "Tag Position Estimation in RFID Systems", Thesis submitted for the degree of Master of Philosophy, School of Electrical and Electronic Engineering, The University of Adelaide, Australia, December 2012

[3] L. Bràs, N. B. Carvalho, P. Pinho, L. Kulas and K. Nyka, "A Review of Antennas for Indoor Positioning Systems", Review Article, Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2012, Article ID 953269, 14 pages doi:10.1155/2012/953269

[4] T. F. Bechteler and H. Yenigün, "2-D Localization and Identification Based on SAW ID-Tags at 2.5 GHz", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 51, NO. 5, MAY 2003, Doi :10.1109/TMTT.2003.810142

[5] M. Brandl and K. Kellner, "Position Estimation of RFID based Sensors using Passive SAW Compressive Receivers", Science Direct Procedia Engineering 87 (2014) 1263 –1265

[6] C. Fu, Y. Ke, M. Li, J. Luo, H. Li, G. Liang and P. Fan, "Design and Implementation of 2.45 GHz Passive SAW Temperature Sensors with BPSK Coded RFID Configuration", Sensors publication 2017, 2017, 1849; doi:10.3390/s17081849

[7] C. Hekimian-Williams, B. Grant, X. Liu, Z. Zhang, and P. Kumar, "Accurate Localization of RFID Tags Using Phase Difference", IEEE International Conference on RFID (IEEE RFID 14-16 April 2010), pp. 89-96, DOI: 10.1109/RFID.2010.5467268

[8] ALEŠ POVALAČ , "Spatial Identification methodes ans systems for RFID Tags", PhD Thesis in METODY A SYSTÉMY PROSTOROVÉ IDENTIFIKACE RFID ETIKET, BRNO University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and communication, 2012

[9] L. Gortschacher, J. Grosinger, H. N. Khan, D. Amschl and P. Priller, "SDR Based RFID Reader for Passive Tag Localization Using Phase Difference of Arrival Techniques", IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 22-27 May 2016, DOI: 10.1109/MWSYM.2016.7538227

[10] J. Luo, S. Zhou, H. Cheng, Y. Liao, and K. Bu, "A Range-free Localization of Passive RFID Tags Using Mobile Readers", IEEE 12th International Conference on Mobile Ad Hoc and Sensor Systems, 2015, pp. 445-446, DOI: 10.1109/MASS.2015.34

[11] J. Liu, Y. Qiu, K. Yin, W. Dong and J. Luo, "RILS: RFID indoor localization system using mobile readers", International Journal of Distributed Sensor Networks 2018, Vol. 14(4), pp. 1-12, DOI: 10.1177/1550147718771288

[12] Y. M. Madany, D. A.E. Mohamed, W. A.E. Ali and R. F. Emara, "Modelling and Simulation of Indoor Reverse RFID Tag Localization Method Based on Mobile Antenna Reader Position", UK Sim-AMSS 19th International Conference on Modelling & Simulation, pp. 235-239, DOI 10.1109/UKSim.2017.33

[13] E. M. BARBOSA NOGUEIRA, « Conception d'un système d'antennes pour la localisation en temps réel avec réseau de capteurs sans fil », Thèse de Doctorat, par Hall Publications, Université de Grenoble, Spécialité : Optique et radiofréquences, 13 Décembre 2013

[14] B. Alsinglawi, M. Elkhodr, Q. V Nguyen, U. Gunawardana, A. Maeder and S. Simoff, "RFID localization for internet of things smart homes : A survey", International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol. 9, No. 1, January 2017, pp. 81-99, DOI: 10.5121/ijcnc.2017.9107

[15] Y. Sanogo, "Réalisation à l'aide d'une plate forme NI PXI-E d'un lecteur RFID reconfigurable pour des applications en milieux hostiles", Thèse de Doctorat, Université de Québec à Trois-Rivières, Novembre 2016

[16] Sergio Lluch Guirado, "Localization of RFID tags (Fixed readers)", Master thesis, Technical University of Wien Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Vienna, February 2013

[17] T. Sanpechuda and L. Kovavisaruch, "A review of RFID Localization: Applications and Techniques", Proceedings in IEEE of the 5th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 14-17 May 2008, pp. 769-772, DOI: 10.1109/ECTICON.2008.4600544.

[18] DALCE Réjane, « Méthodes de localisation par le signal de communication dans les réseaux de capteurs sans fil en intérieur », thèse de doctorat à l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA de Toulouse), 26 juin 2013

[19] H. Liu, Ho. Darabi, and J.Liu, "Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems", IEEE Transactions on systems, Man, and Cybernetics- Part C : Applications and Reviews , Vol. 37, No. 6, pp.1067-1080, November 2007 , DOI: 10.1109/TSMCC.2007.905750

[20] J. V. Marti Aviles and R. M. Prades, "Pattern Recognition Comparative Analysis applied to Fingerprint Indoor Mobile Sensors Localization", Proceeding of the 10th IEEE International Conference on Computer and Information Technology (CIT 2010), pp. 730-736, DOI : 10.1109/CIT.2010.141

[21] Z. Turguta, G. Z. G. Aydinb, and A. Sertbasa, "Indoor Localization Techniques for Smart Building Environment", Sciences Direct, The 7th International Conference on Ambient Systems, Networks and Technologies (ANT 2016), Procedia Computer Science 83 (2016), pp. 1176 – 1181, Available online at www.sciencedirect.com, doi:10.1016/j.procs.2016.04.242

[22] Y. Zhang, M. G. Amin, and S. Kaushik, "Localization and Tracking of Passive RFID Tags Based on Direction Estimation", Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation Vol. 2007, Article ID 17426, 9 pages, doi:10.1155/2007/17426

[23] Y. Gu, A. Lo, "A Survey of Indoor Positioning Systems for Wireless Personal Networks", IEEE Communications Surveys & Tutorials, Vol. 11, No. 1, First Quarter 2009, pp. 13-32, Doi: 10.1109/SURV.2009.090103.

[24] https://www.youtube.com/watch?v=UqYde-LULfs

[25] Rias Muhamed, "Direction of Arrival Estimation using Antenna Arrays", Thesis submitted to the faculty of verginia, Politechnic Institute, Blacksburg Verginia, January 1996.

[26] Y. Liu and H. Cui, "Antenna Array Signal Direction of Arrival Estimation on Digital Signal Processor (DSP)", Sciences Direct, Information Technology and Quantitative Management (ITQM 2015), Procedia Computer Science 55 (2015), pp. 782-791, Available online at www.sciencedirect.com, doi:10.1016/j.procs.2015.07.158

[27] T. Orul and E. Afacan, "Estimation of Direction of Arrival Algorithms", Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Stockholm, Sweden, August 12-15, 2013, pp. 1346-1351

[28] Constantine A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", 3rd Edition, published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, ISBN: 0-471-66782-X.

[29] L. Brás, M. Oliveira, N. Borges Carvalho, and P. Pinho, "Improved Sectorised Antenna for Indoor Localization Systems", IEEE Proceedings of the 41st European Microwave Conference, 10-13 October 2011, Manchester, UK, pp. 1003-1006, DOI: 10.23919/EuMC.2011.6101692

[30] J. Werner, J. Wang, A. Hakkarainen, N. Gulati, D. Patron, D. Pfeil, K. Dandekar, D. Cabric, and M. Valkama, "Sectorized Antenna-based DoA Estimation and Localization : Advanced Algorithms and Measurements", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 33, Issue. 11, November 2015, pp. 2272-2286, DOI: 10.1109/JSAC.2015.2430292

[31] Eric ARNAUD, "Contribution à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, 25 juin 2010.

[32] H. Satoh, S. Ito, and N. Kawaguchi, "Position Estimation of Wireless Access Point Using Directional Antennas", Springer publication proceeding of the International Symposium on Location- and Context-Awareness LoCA, Verlag Berlin , 2005, Part of the Lecture Notes in Computer Science book series (LNCS, Vol. 3479), pp 144-156.

[33] M. Mohanna, M. L. Rabeh, E. M. Zieur, and S. Hekala, "Optimization of MUSIC algorithm for angle of arrival estimation in wireless communications", National Research Institute of Astronomy and Geophysics , NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics, 8 September 2013, pp. 116-124, Available in: www.elsevier.com/locate/nrjag, http://dx.doi.org/10.1016/j.nrjag.2013.06.014

[34] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, and F. Riouch, "Broadband 4x4 Butler Matrix Using Wideband 90◦ hybrid Couplers and Crossovers for Beamforming Networks", IEEE proceeding of the International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 14-16 April 2014, Doi: 10.1109/ICMCS.2014.6911309

[35] H. Awan, K. Abdullah, S. Abbas and A. Ahsan, “Implementation of Smart Antenna System Using Genetic Algorithm and Artificial Immune System”, Thesis for B.E. degree in Telecommunication Engineering, National University of Sciences and Technology, Rawalpindi, Pakistan, March 2008

[36] H. Xiong, BEng, “Antenna Array Geometries and Algorithms for Direction of Arrival Estimation”, Thesis submitted to the University of Nottingham, Departement of Electrical and Electronic Engeneering, Sptember 2012

[37] M. Jain, and B. S. Sharma, “Implementation of Wireless Communication using Adaptive Beamforming of Smart Antenna”, IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), Vol. 7, Issue. 5, September-October 2013), pp. 65-71, e-ISSN: 2278-2834,p- ISSN: 2278-8735, www.iosrjournals.org

[38] M. Sunita Vijay, and Bombale U.L, “An Overview Of Smart Antenna And A Survey On Direction Of Arrival Estimation Algorithms For Smart Antenna”, IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), pp : 01-06, ISSN : 2278-2834, ISBN : 2278-8735, www.iosrjournals.org

[39] Christophe DALL’OMO, « Contribution à l’étude d’antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, 13 Novembre 2003

[40] Mohamed Lamine Abdelghani, « Conception et réalisation d’un système réseau d’antennes ultra large bande à formation de faisceaux basé sur la matrice de Butler », Mémoire pour grade de Maitre ès sciences (M.Sc) en télécommunications , Université du Québec, INRS Énergie Matériaux Télécommunications, 2012

[41] Tarek Djerafi, « Etude et réalisation de matrices à commutation de faisceaux en technologie Guide D’ondes Intégré au Substrat », Thèse de doctorat en philosophie, Département de Génie Electrique, Ecole Polytechnique de Montréal, Avril 2011

[42] A. M. Elmurtada Elmameen, “Smart antenna systems”, Report for degree of B.Sc. (HONS) Electrical and Electronic Engineering University of Khartoum, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronic Engineering, Sudan, Index No. 074005, September 2012.

[43] Lars Josefsson and Patrik Persson Chalmers, “Conformal array antenna theory and design”, IEEE Antennas and Propagation Society, Sponsor, IEEE Press, Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, Published simultaneously in Canada, ISBN-10 0-471-46584-4

[44] S. V. Kalam, A. B. Rathi, “Optimum Design of 4X4 Symmetrically Structured Butler Matrix”, International Journal of Scientific Research Engineering & Technology (IJSRET), Vol. 5, Issue. 1, pp. 31-34, January 2016, ISSN 2278-0882

[45] Hand book, “Fast Prototyping of a Butler Matrix Beamforming Network”, Model is licensed under the COMSOL Software License Agreement 5.3, Available in www.comsol.com/trademarks

[46] Ridha GHAYOULA, « Contribution à l’Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones », Thèse de Doctorat, Université de Tunis El Manar, 27 décembre 2008

[47] M Hook, “Development of Smart Antenna Technology”, Hand book for UK communication industry, Issue. 2, Reference number : CUL/EM/030854/RP/06, August, 2006

[48] Majed KOUBEISSI, « Etude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle topologie de matrice de Butler : Conception du dispositif de commande associé », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, 2 Octobre 2007

[49] Moez Ben Kilani, " Conception et implémentation de nouvelles cofigurations de matrice de Butler en technologies planaire et conforme", Maitrise en ingénieurie, Université de Québec En Abitibi Témiscamingue, Novembre 2012

[50] Y. Zhai, X. Fang, K. Ding, and F. He, “Miniaturization Design for 8 × 8 Butler Matrix Based on Back-to-Back Bilayer Microstrip”, Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation Vol. 2014, Article ID 583903, 7 pages, http://dx.doi.org/10.1155/2014/583903

[51] N. Soualmi, R.Ahmed, and H. Li, “A 5.8 GHz Band Smart Antenna Using 4x4 Butler Matrix”, Applied Mechanics and Materials, Vol. 610, pp 878-881, 11 August 2014, Online available at www.scientific.net, Trans Tech Publications, Switzerland doi:10.4028/www.scientific.net/AMM.610.878

[52] T. Djerafi, N. J. G. Fonseca, and K. Wu, “Design and implementation of planar 4*4 Butler matrix in SIW technology for wide band high power applications”, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 35, pp. 29-51, 7 October 2011

[53] F. Y. Zulkifli, N. Chasanah, Basari, and dan Eko Tjipto Rahardjo, “Design of Butler Matrix Integrated with Antenna Array for Beam Forming”, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 9-12 November 2015.

[54] Moustapha MBAYE, "Conception d’un réseau d’antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat)", Thèse de Doctorat en Philosophie, Département d’informatique et d’ingénierie, Université de Québec En O utaouais, 2013

[55] I. Sfar, L. Osman and A. Gharsallah, “Design of a 4x4 Butler Matrix for Beamforming Antenna Applications”, IEEE Proceedings of the Mediterranean Microwave Symposium (MMS2014), 12-14 December 2014, DOI: 10.1109/MMS.2014.7088947

[56] G. Q. Luo, X. W. Dai, W. Sun, B. Yuan, and X. H. Zhang, “Design of Tri-beam Antenna Systems (Invited)”, IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 5-8 June 2016, Beijing, China, 10.1109/ICMMT.2016.7761659

[57] S. Chen, M. Khalil, and S. Goodall, “A Butler Matrix Design for Directional Antenna”, U.S. Government Work, pp. 113-114, URSI 2017.

[58] N. Tiwari, T. R. Rao, “A switched beam antenna array with butler matrix network using substrate integrated waveguide technology for 60 GHz wireless communications”, Sciences Direct, International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), Vol. 70, pp. 850–856, 21 March 2016, www.elsevier.com/locate/aeue, http://dx.doi.org/10.1016/j.aeue.2016.03.014

[59] J. S. Néron and G-Y. Delisle, “Microstrip EHF Butler Matrix Design and Realization”, Electronics and Telecommunications Research Institute Journal (ETRI), Vol. 27, Number. 6, pp. 788-797, December 2005,

[60] H. N. Chu, and T-G. Ma, “An Extended 4 × 4 Butler Matrix With Enhanced Beam Controllability and Widened Spatial Coverage”, IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, 2017, Doi: 10.1109/TMTT.2017.2772815

[61] M. Traii, M. Nedil, A. Gharsallah, and T. A. Denidni, “A New Design of Compact 4 × 4 Butler Matrix for ISM Applications”, Hindawi Publishing Corporation, International Journal of Microwave Science and Technology Vol. 2008, Article ID 784526, 7 pages, doi:10.1155/2008/784526

[62] A. Shastrakar, “Design and Simulation of Microstrip Butler Matrix Elements Operating at 2.4GHz for Wireless Application”, International Journal of Scientific & Engineering Research, Vol. 7, Issue. 5, pp. 1528-1530, May 2016, ISSN 2229-5518

[63] J. Corsini, J. Malaver, and S. Lushllari, “90 Degree Hybrid Coupler”, Major Qualifying Project submitted to the Faculty of Worcester Polytechnic institute, for the degree of Bachelor of Science, April 25, 2013

[64] A. Sardi, J. Zbitou, A. Errkik, L. El Abdellaoui, A. Tajmouati, and M. Latrach, “A novel low cost structure of microstrip coupler 3dB”, IEEE proceeding of the International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 14-16 April 2014, pp. 1430-1434, DOI: 10.1109/ICMCS.2014.6911227

[65] S. I. Orakwue, R. Ngah, T. A. Rahman, B. M. Saad, and M. Khalily, “Steerable array antenna usign 2*2 Butler Matrix for 5G applications”, Journal Teknologi, Vol. 77, No. 10, pp. 117-121, 20 August 2015, www.jurnalteknologi.utm.my, eISSN 2180–3722

[66] T. Macnamara, “Simplified design procedures for Butler matrices incorporating 90° hybrids or 180° hybrids”, IEEE Proceedings, Vol. 134, Pt. H, No. I, pp. 50-54, February 1987

[67] R. P. Barbadekar, and A. B. Ingole, “Design and simulation of microstrip phase shifter for array antenna”, International Journal of Multidisplinar Research & Advance in Engeneering (IJMRAE), Vol. 8, No. II, pp. 7-13, August 2016, ISSN 0975-7074

[68] K. Debbarma, T. Moyra and D. Yadav, “Chapter 4 : Size Reduction of 4 3 4 Butler Matrix Using Defected Microstrip Structure”, Chapter publication in Emerging Trends in Computing and Communication, 33 Lecture Notes in Electrical Engineering 298, Springer India 2014, DOI: 10.1007/978-81-322-1817-3_4

[69] John P. Vitale, “Hybrid Coupler Implemented as a Phase Shifter”, Master's Theses, Faculty of the Graduate School, Marquette University, December 2012, Paper 181. http://epublications.marquette.edu/theses_open/181

[70] Vijay K. Varadan, K.J. Vinoy and K.A. Jose, “Micromachined phase shifters”, Chapter publication in RF MEMS and Their Applications, pp. 285-308, 2003, John Wiley & Sons publisher, ISBN: 0-470-84308-X

[71] H. A. R. Al Habibi, “Design of a 4x4 Butler Matrix for Vehicle Radar Beamforming Antenna systems at 24 GHz”, M.Sc Thesis, Gaza-Palestine, 2014.

[72] V. M. Jayakrishnan, and K. M. Sreedevi, “Realization of Butlermatrix for Beamforming in Phased Array System”, Science Direct Procedia Computer Science 93, 6th International Conference On Advances In Computing & Communications, ICACC 2016, pp. 223-229, 6-8 September 2016, Cochin, India, Available online at www.sciencedirect.com, doi:10.1016/j.procs.2016.07.204.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse a été principalement focalisé sur la conception d'une antenne patch micro-ruban, pour lecteur RFID, destinée à des applications de localisation indoor RFID.

Ce type d'applications utilise différentes méthodes et approches de localisation, dont les paramètres principaux doivent être performants en termes de précision, de portée de lecture et de niveau d'interférences. Ce dernier paramètre peut être défini à partir du type d'antenne utilisée, et du diagramme de rayonnement qu'il fournit. Dans le but de concevoir une antenne lecteur pour des applications de localisation qui répond à ces exigences, nous avons utilisé la technologie micro-ruban, en partant de l'antenne de base jusqu'à l'antenne lecteur.

Nous avons commencé par introduire la technologie RFID, en décrivant le système qui y est associé et ses composantes, son principe de fonctionnement, ses avantages et inconvénients ainsi que son large éventail d'applications. Les normes utilisées pour la technologie RFID ainsi que les organismes qui les gèrent ont été aussi détaillés. Les fréquences allouées et les spectres électromagnétiques utilisés par cette technologie ont été décrits. Vers la fin de ce premier chapitre, nous avons présenté le cahier de charge. Une fréquence d'opération microondes à 2,45GHz pour les applications de localisation indoor a été choisie.

La théorie de la technologie micro-ruban et celle des antennes patchs a été abordée dans le deuxième chapitre. L'état de l'art des propriétés et les caractéristiques de telles structures ont été étudiées. Puis nous nous sommes focalisés sur la conception d'une antenne de base élémentaire, de forme simple, en l'occurrence rectangulaire. Ses caractéristiques ont été améliorées en appliquant certaines techniques d'optimisation tels, l'insertion des fentes et/ou la modification du plan de masse. Qui ont permis d'améliorer considérablement les propriétés de rayonnement. Les résultats de simulation de l'antenne élémentaire dans sa forme optimisée ont été confrontés aux mesures de l'antenne réalisée. Un bon accord entre les deux a été observé.

La mise en réseau des antennes patch a été appliquée, avec comme antenne élémentaire, l'antenne à fentes itératives adoptée sur des réseaux de deux, puis de quatre éléments. Dans les deux cas, elle a montré que les paramètres de rayonnement dans le champ lointain, notamment le gain, la directivité, l'efficacité et le diagramme de rayonnement, s'améliorent dans la mesure ou la distance de séparation entre deux éléments consécutifs est respectée, et au fur et à mesure que le nombre d'éléments rayonnant se multiplie. Cependant, la bande passante se rétrécit, et la fréquence de résonnance s'écarte de la fréquence fixée. Ceci a été corrigé par l'application d'un plan de masse partiel, qui a contribué à l'amélioration de la bande passante, adaptée pour des applications à bande passante étroite, et l'ajustement de la fréquence sans pour autant altérer le gain et l'efficacité. Les résultats de simulation ont été comparés à ceux des mesures pour un réseau 1*2 avec un plan de masse total et partiel. Un bon accord a été obtenu.

Le diagramme de rayonnement obtenu pour les antennes réseau 1*2 et 1*4, fournit un comportement directionnel. Afin de balayer tout l'espace indoor, nous avons utilisé le concept des antennes réseaux intelligentes à commutation de faisceaux, qui fournissent un diagramme de rayonnement multidirectionnel avec la propriété du guidage (steering) de faisceaux.

Pour répondre à l'exigence d'un rayonnement multidirectionnel, nous avons proposé une antenne à commutation de faisceau avec la matrice de Butler comme réseau d'alimentation spécifique. Nous avons conçu et simulé deux configurations différentes de cette matrice, qui a été combinée à quatre éléments rayonnants à base d'antennes à fentes itératives. Les résultats obtenus sont prometteurs. En effet, quatre différents faisceaux symétriques ont été obtenus, ce qui offre la possibilité d'utiliser cette antenne aussi dans les systèmes intelligents. L'antenne lecteur RFID conçue, pourra être implantée dans un système de localisation indoor, utilisant la méthode d'estimation de la position DoA, avec un schéma de lecteur fixe.

En perspective, nous envisageons d'une part la réalisation et le test de l'antenne réseau à commutation de faisceau 4*4 alimentée par la matrice de Butler, et d'autre part la conception et la modélisation d'un circuit de commande de phase, pour la commutation du faisceau.

Bien que l'antenne 4*4 à commutation de faisceaux alimenté par la MB est adaptée aux applications de localisation RFID indoor utilisant un schéma de lecteur fixe, l'optimisation de ses dimensions est un défi pour les travaux à venir, via l'utilisation des techniques de miniaturisation.

Annexe A
Estimation DoA par l'algorithme MUSIC

- **Principe de l'estimation DoA :**

Une antenne intelligente maximise le signal dans une direction privilégiée, selon le scénario de localisation fixé à l'avance. Ceci est possible par l'estimation de la Direction d'Arrivée (Direction of Arrival : DoA) qui repose sur :

- Le calcul des angles de localisation des unités par rapport à plusieurs points de référence.
- Cet angle peut être lié à sa propre unité ou même à un second signal reçu par l'unité.
- DoA est réalisée à l'aide de plusieurs réseaux d'antennes directives.

La problématique DoA est illustré dans la figure A.1. Plusieurs signaux (M), appelés sources, se répercutent sur un réseau d'antennes linéaire (ULA), avec N éléments équidistants appelé capteurs (sensors). Chacune des sources a une direction $\boldsymbol{\phi} i$ = 1,2,3.

L'objectif de l'estimation de DOA est d'utiliser les données reçues dans le réseau pour déterminer les directions $\boldsymbol{\phi}$i, i = 1, . . .M (On admet que M<N).

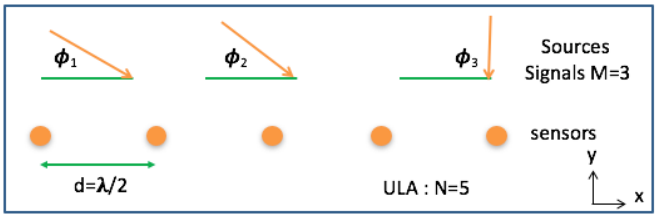


Fig A.1. Problématique de l'estimation DoA

Dans les cas pratiques, l'estimation DoA est rendue difficile et complexe, car il existe un nombre inconnu de signaux sur le réseau, venant de directions inconnues et avec des amplitudes inconnues. Ces signaux reçus sont toujours corrompus par le bruit. Cependant, il existe plusieurs méthodes pour estimer le nombre de signaux et leurs directions, on en site quelques-uns :

- La liaison Cramer-Rao (Cramer-Rao Bound).
- Estimation de DOA en utilisant la corrélation.
- Estimateur de vraisemblance maximale (Maximum Likelihood).
- L'algorithme MUSIC (MUltiple SIgnal Classification).
- L'algorithme ESPRIT : Estimation des paramètres de signal par les techniques d'induction de rotation.
- Techniques de l'invariance.
- Matrice de Pencil.

Dans cet annexe, nous allons donner un aperçue générale et une courte application de l'algorithme MUSIC.

- **Principe de l'algorithme MUSIC :**

L'algorithme MUSIC est la technique la plus populaire pour l'estimation du spectre spatial en générale, et l'estimation DoA d'un signal en particulier. C'est une méthode de classification de signaux multiples à haute résolution pour les signaux du faisceau d'antenne.

Il utilise les valeurs propres de la matrice de covariance des signaux incidents, et dépend de la matrice de corrélation des données, tout comme les autres algorithmes adaptatifs utilisé dans les antennes intelligentes.

L'idée de base de l'algorithme MUSIC est d'effectuer une décomposition caractéristique de la matrice de covariance de toute donnée de sortie du réseau, ce qui donne un sous-espace de signal orthogonal avec un sous-espace de bruit correspondant aux composantes du signal. Ensuite, ces deux sous-espaces orthogonaux sont utilisés pour constituer une fonction spectrale, obtenue par la recherche de pic spectral et la détection des signaux DOA. Grâce à l'algorithme MUSIC, le nombre de signaux, la direction d'arrivée (DOA), les intensités et les corrélations croisées des signaux incidents et l'intensité du bruit peuvent être estimés.

L'algorithme MUSIC, offre la possibilité de mesurer simultanément plusieurs signaux, et de réaliser un traitement en temps réel après l'utilisation d'une technologie de traitement à haute vitesse.

Plusieurs variantes de cette méthode sont utilisées, comme : Root-MUSIC, Smooth-MUSIC, Lissage spatiale…etc.

La formulation du signal MUSIC qui maximise la direction, suit plusieurs étapes, comme le montre la figure A.2, on site :

1. Formation des signaux de base
2. Formation de la matrice d'autocorrélation
3. Décomposition en valeurs propres
4. Décomposition en valeurs singulières (signal et bruit)
5. Création des vecteurs directionnels
6. Calcul du spectre MUSIC

Les piques donnés par le spectre MUSIC, peuvent fournir une estimation des angles (AoA) et des directions (DoA) à la fois.

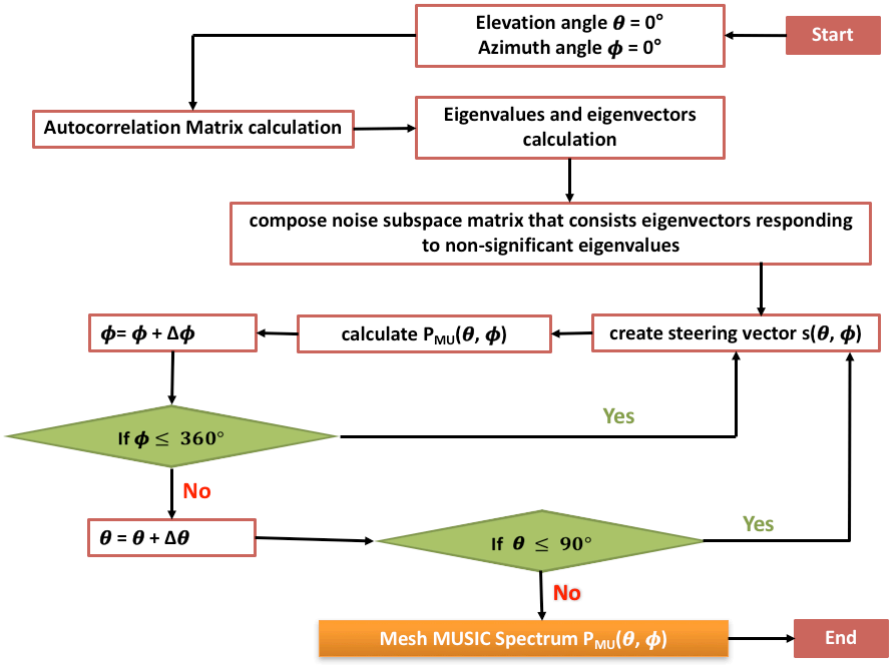


Fig A.2. Etapes de formulation du spectre MUSIC

- **Programme MATLAB :**

Nous allons considérer un plan de sorte que seul l'angle θ sera considéré et que le réseau sera linéaire uniforme avec un espacement inter élément d de λ/2. Nous cherchons à maximiser le spectre MUSIC dans les angles 35° et 70°, à travers le programme Matlab de la figure A.3.

La fonction du spectre obtenue par l'algorithme MUSIC est donnée par la figure A.4.

music_ikram.m

```
N=5;
d = 0.5;
Ths = [35 70].*pi/180;
M=length(Ths);
% Steering matrix
for k=1:M
    phis = 2*pi*d*cos(Ths(k)*pi/180);
    as(:,k) = exp(j*(0:(N-1))'*phis);
end
% Sources
s=randn(M,256);
% Signals
x=as*s;
% Autocorroletion matrix
Rxx = x*x';
% Singular value Decomposition SVD
[U V W]=svd(Rxx);
% Noise subspace
Eb=U(:,M+1:N);
% MUSIC cost function
ang_scan_tx=0*pi/180:1*pi/180:180*pi/180;
P_music=zeros(length(ang_scan_tx));
i=0;
for teta_t = ang_scan_tx
    i=i+1;
    % Steering vector
    phis = 2*pi*d*cos(teta_t*pi/180);
    at  = exp(j*(0:(N-1))'*phis);
    P_music(i)=1./(at'*Eb*Eb')*at;
  end
figure,
plot(0:1:180,(20*log10(abs(P_music))));
grid on
```

Fig A.3. Programme Matlab pour la formulation du spectre MUSIC

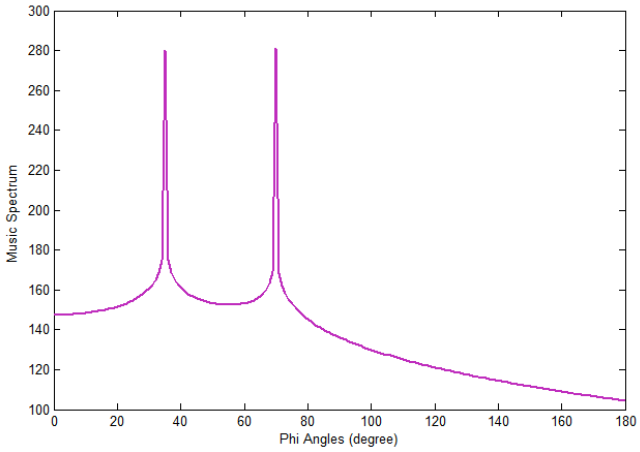


Fig A.4. Fonction du spectre obtenue par l'algorithme MUSIC