

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des nouvelles technologies de l'information et de la communication
Département d'électronique et de télécommunication



Mémoire de Master Académique

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Télécommunication

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Thème

**Étude et conception d'une étiquette RFID à résonateur
diélectrique dans la bande UHF**

Présenté par :

Bouafia Rihab et Bouafia Baraa

Soutenu publiquement :

Le 20/06 / 2023

Devant le jury :

Mr.Chebbara foad	Président	Professeur	UKMOuargla
Mr. BELHEDRI abdelkarim	Encadrant/rapporteur	MAA	UKMOuargla
Mr. MKIMEH Boualem	Co- Encadrant	MCA	UKMOuargla
Mr.Chenina hachemi	Examineur	MCB	UKMOuargla

ANNÉE UNIVERSITAIRE 2022/ 2023

Remerciement

Nous remercions tout d'abord, ALLAH qui nous a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de fin d'étude mené au niveau du département d'électronique et de télécommunication, Université Kasdi Merbah, Ouargla.

Nous tenons à remercier notre encadrant : **Dr. Belhedri Abdelkarim** est maître Asistante de première classe à l'Université Kasdi Merbah pour sa patience et son soutien continu pour nous fournir un bon environnement de travail et un contrôle qualité.

Nous remercier notre co-encadrant é **Dr. MKIMEH Boualem** de l'Université Kasdi Merbah de Ouargla est maitre de conférences de première classe à l'Université Kasdi Merbah.

Nous tenons à remercier au professeur président et à l'examineur pour avoir accepté de discuter de ce mémoire. Nous apprécions leur collaboration et leur intérêt pour notre sujet, ainsi que leurs efforts pour nous guider tout au long de ce processus crucial.

Nous remercions tous nos professeurs d département des communications et de l'électronique à l'université Kasdi Merbah.

Nous tenons également à remercier nos chers amis et collègues en particulier Omar Kafi et tous ceux qui ont aidé de près ou de loin afin pour mener à bien ce travail.

Sans oublier tous les enseignants qui ont contribué à notre formation de l'école primaire aux études universitaires.

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail
A la lumière de ma vie, mes très chers parents.*

A ma très chère sœur : Anfal

A mes très chers frères : Ayoub, Abd Eloihad, Youssaf, Abd El motalib

Mon fiancé Monir.

A mes grandes mères, Hafcia, Aïcha.

A toutes la famille de bouafia.

A mes meilleurs (es) amis (es)

Rihab, Chaïma, Kouthar, Nour, Asma, Radia, Hala, Achwak,.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

Mes tantes et leurs enfants.

Mes oncles et leurs enfants

Rihab

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail
A la lumière de ma vie, mes très chers parents.*

A ma très chère sœur : soundes

A mes très chers frères : Ramy, mohamed deyaa.

A ma grande père abd Ellah

A mes grandes mères, mariam, Aïcha.

A toutes la famille de bouafia, khaldî

A mes meilleurs (es) amis (es)

marina, sbrina, salsabil.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

Mes tantes et leurs enfants.

Mes oncles et leurs enfants.

Baraa

Table des matières

Table des matières

Remerciement	I
<i>Dédicace</i>	II
Table des matières	IV
Nomenclature	VII
Abréviation	VIII
Introduction générale	1
Chapitre 1 :	3
1.1 Introduction	4
1.2 Définition	4
1.3 Caractéristiques d’antennes	4
1.3.1 Coefficient de réflexion S11	4
1.3.2 Rendement	5
1.3.3 Directivité	5
1.3.4 Le Gain	5
1.3.5 Bande passante et facteur de qualité	5
1.3.6 Diagramme de rayonnement	6
1.3.7 Impédance d’entrée	7
1.4 Compromis entre taille, bande passante et efficacité	7
1.5 Techniques de miniaturisation	8
1.5.1 Miniaturisation par structuration	8
1.5.1.1 Antennes filaires	8
1.5.1.2 Repléments des brins	8
1.5.1.3 Antenne IFA	9
1.5.1.4 Antennes fractales	9
1.5.1.5 Antennes volumiques	10
1.5.1.6 Insertion des fentes	10
1.5.2 Utilisation de matériaux pour la miniaturisation	11
1.5.2.1 Utilisation d’un diélectrique à fort permittivité	11
1.5.2.2 Matériaux magnéto-électriques	11
1.5.2.3 Méta-matériaux	11
1.6 Technique d’alimentation de l’élément rayonnant	12
1.6.1 Alimentation avec contact	12
1.6.1.1 Alimentation par sonde coaxiale	12

1.6.1.2 Alimentation par ligne micro ruban.....	12
1.6.2.1 Alimentation par couplage	13
1.6.2.2 Alimentation par fente :.....	13
1.7 Radiofréquence identification	14
1.7.1 Historique de RFID.....	14
1.7.2 Composants des systèmes RFID	14
1.7.2.1 Lecteur	14
1.7.2.2 Etiquettes (tag)	16
1.7.3 Principes de fonctionnement de RFID	16
1.7.4 La bande de fréquences et le domaine d'utilisation	17
1.7.5 Spectres alloués à la RFID UHF passive en fonction de la Région	18
1.7.6 Lecteurs à distance.....	19
1.7.7 Méthodes d'adaptation d'impédance des antennes de tags RFID UHF passifs	19
1.7.7 .1 T-match.....	20
1.7.7.2 Boucle avec couplage inductif	21
1.7.7 .3 Structure de Nested-Slot.....	22
1.8 Conclusion.....	22
Chapitre 2 :.....	23
2.1 Introduction.....	24
2.2 Historique	24
2.3 Définition.....	24
2.4 Formes de résonateurs diélectriques antennes (DRA)	25
2.5 Amélioration de la largeur de bande	25
2.6 Amélioration du gain des DRA	26
2.7 Résonateurs diélectriques cylindriques.....	26
2.8 Mode de résonance.....	27
2.8.1 Modes transverses électriques ou modes TEm,n,p.....	28
2.8.2 Modes transverses magnétiques ou modes TM m,n,p	28
2.8.3 Modes hybrides ou modes HEM.....	28
2.9 Carte des champs	28
2.9.1 Mode TE01δ	30
2.9.2 Mode TM01δ	30
2.9.3 Mode HEM11δ	31
2.10 Fréquence de résonance.....	32
2.10.1 Mode TE01δ	33
2.10.2 Mode TM01δ	33

2.10.3 Mode HEM₁₁₀	34
2.11 Avantages et inconvénients des antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD)	34
2.11.1 Avantages	34
2.11.2 Inconvénients	35
2.12 Etude comparative entre les antennes DRA et les antennes planaire	35
2.12.1 Antenne planaire (patch)	35
2.12.2 Conception et comparaison	36
2.12.2.1 DRA	36
2.12.2.2 PATCH	37
2.13 Conclusion	39
Chapitre 3 :	40
Résultat et discussion	40
3.1 Introduction	41
3.2 La méthodologie de conception d'une antenne à diélectrique résonateur de tags RFID passive	41
3.3 Choix des matériaux	42
3.4 Conception d'une antenne a base du résonateur cylindrique	42
3.4.1 Adaptation d'impédance d'antenne	43
3.5 Etude paramétrique	50
3.5.1 Influence du paramètre "a" sur l'adaptation de l'antenne	50
3.5.2 Influence du paramètre "b" sur l'adaptation de l'antenne	52
3.5.3 Influence du paramètre "d" sur l'adaptation de l'antenne	53
3.5.3 Influence du paramètre "r" sur l'adaptation de l'antenne	55
3.6 Comparaison des résultats	63
3.7 Conclusion	64

Liste des figures

Chapitre 1

Figure 1.1 : Bande passante et coefficient de réflexion.....	5
Figure 1.2 : illustre le diagramme de rayonnement d'une antenne.....	6
Figure 1.3 : Monopole quart d'onde ($\lambda /4$) sur un plan de masse infini et son image.....	7
Figure 1.4: Dipôles droit et méandré	8
Figure 1.5 : Antenne IFA repliée (chargement capacitif).....	8
Figure 1.6 : Monopoles à géométries fractales de Koch.....	9
Figure 1.7 : (a) Exemple d'une antenne spirale, (b) antenne hélicoïdale de Best.....	10
Figure 1.8: Antenne PIFA avec fente non débouchant (a) et fente débouchant (b).....	10
Figure 1.9 : Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale [8].....	11
Figure 1.10 : Alimentation par ligne micro ruban.....	12
Figure 1.11 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande.....	12
Figure 1.12 : alimentation par a fente.....	13
Figure 1.13 : lecteur RFID fixe.....	14
Figure 1.14 : lecteur RFID mobile.....	15
Figure 1.15 : Fonctionnement d'un système RFID [15].....	16
Figure 1.16 : Récapitulation des différentes fréquences d'utilisation.....	17
Figure 1.17 : Exemple T-match pour un dipôle planaire et leur circuit équivalent.....	20
Figure 1.18: Exemple d'une boucle proche au corps rayonnant et leur circuit équivalent.....	21
Figure 1.19: Exemple géométrie d'un patch avec emplacement imbriqué (Nested-slot).....	22

Chapitre 2

Figure 2.1: Schéma d'antenne à résonateur diélectrique.....	25
Figure 2.2 : les formes d'antenne DRA.....	25
Figure 2.3 : DRA cylindriques.....	27
Figure 2.4 : Différents plans du résonateur isolé.....	29
Figure 2.5: Cartes de champ du mode TE ₀₁ δ	30
Figure 2.7 : Cartes de champ du mode HEM ₁₁ δ	32
Figure 2.9 : Schéma d'antenne patch.....	36

Figure 2.10 : antenne DRA à réaliser en CST.....	37
Figure patch à réaliser en CST 2.12 : antenne	39
Figure 2.13 : Coefficient de réflexion et bande passant d'antenne à résonateur diélectrique et patch.....	40

Chapitre 3

Figure 3.1 : Méthodologie de conception d'une antenne étiquette RFID passive à résonateur diélectrique.....	43
Figure 3.2 : Structure d'antenne cylindrique.....	44
Figure 3.3 : Structure de boucle avec couplage inductif.....	45
Figure 3.4 : Partie réelle de l'impédance d'entrée d'antenne cylindrique en fonction de la fréquence.....	46
Figure 3.5 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'antenne cylindrique en fonction de la fréquence.....	46
Figure 3.6 : Coefficient de réflexion d'antenne cylindrique en fonction de la fréquence.....	47
Figure 3.7 : Structure d'antenne cuboïde.....	47
Figure 3.8 : Partie réelle de l'impédance d'entrée d'antenne cuboïde en fonction de la fréquence.....	48
Figure 3.9 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'antenne cuboïde en fonction de la fréquence.....	48
Figure 3.10 : Coefficient de réflexion d'antenne cuboïde en fonction de la fréquence.....	49
Figure 3.11 : Structure d'antenne en forme de lettre "B".....	49
Figure 3.12 : Partie réelle de l'impédance d'entrée avant adaptation en fonction de la fréquence.....	50
Figure 3.13 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée avant adaptation en fonction de la fréquence.....	50
Figure 3.14 : Coefficient de réflexion avant adaptation en fonction de la fréquence.....	51
Figure 3.15 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "a"	53
Figure 3.16 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "a".....	53
Figure 3.17 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "b".....	54

Figure 3.18 : partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre "b".....	54
Figure 3.19 : Modélisation de la puce sur CST.....	55
Figure 3.20 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "d".....	56
Figure 3.21 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction du de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre "d".....	56
Figure 3.22 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "d".....	57
Figure 3.23 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "r".....	57
Figure 3.24 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "r".....	57
Figure 3.25 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "r".....	58
Figure 3.26 : Partie réelle de l'impédance d'entrée après adaptation en fonction de la fréquence.....	60
Figure 3.26 : Partie réelle de l'impédance d'entrée après adaptation en fonction de la fréquence.....	60
Figure 3.28 : Coefficient de réflexion après adaptation en fonction de la fréquence.....	61
Figure 3.29 : VSWR en fonction de la fréquence.....	61
Figure 3.30 : Directivité en fonction de fréquence.....	62
Figure 3.31 : Gain en fonction de fréquence.....	62
Figure 3.32 : Le rendement en fonction de fréquence.....	63
Figure 3.33 : Représentation polaire du diagramme de rayonnement (a) $\theta=0$, (b) $\theta=90$, (c) $\phi=0$, (d) $\phi=90$	64
Figure 3.34 : Diagramme de rayonnement 3D (a) gain, (b) directivité.....	65

Liste des tableaux

Chapitre 1

Tableau 1.1 Spectres alloués à la RFID UHF passive en fonction de la région.....	19
--	----

Chapitre 2

Tableau 2.1 : représente le critère d'antenne D.....	37
Tableau 2.2 : représente le critère d'antenne patch.....	38
Tableau 2.3 : représente les performances de chaque type d'antenne.....	39

Chapitre 3

Table 3.1 : Dimension d'antenne.....	43
Tableau 3.2 : Dimension de boucle avec couplage inductif.....	43
Tableau 3.3 : Comparaison entre les trois antennes.....	49
Table 3.4 : Impédance de l'antenne pour différent valeur de "a" à 915 MHz.....	51
Tableau 3.5 : Impédance de l'antenne pour différent valeur de "b" à 915 MHz.....	52
Tableau 3.6 : Impédance d'entrée, coefficient de réflexion pour différentes valeur de "d" à 915 MHz.....	55
Tableau 3.7 : Impédance d'entrée, coefficient de réflexion et de gain pour différentes valeur du paramètre "r" à 915 MHz.....	57
Tableau 3.8 : Impédance d'entrée, coefficient de réflexion, VSWR, directivité, gain et rendement pour les valeurs optimales à 915 MHz.....	57
Tableau 3.9 : Comparaison de l'antenne proposée avec d'autres travaux.....	64

Nomenclature

Nomenclature

Symboles	Désignations	Unité
$D(\theta, \varphi)$	Directivité de l'antenne lecteur dans la direction (θ, φ)	dB
$G_{(\theta, \varphi)}$	Gain de l'antenne lecteur dans la direction (θ, φ)	dB
BP	Bande passante	Hz
R	Résistance d'antenne	Ohm
T	coefficient de transmission	W/Km
r	distance théorique de lecture.	M
Gt	gain de l'antenne d'émission	dB
Gr	gain de l'antenne de réception	dB
Pr	puissance collectée sur l'antenne de réception	W
λ	Longueur d'onde	M
p_a	puissance d'antenne.	W
p_{th}	Sensibilité	dBm

Nomenclature

Abréviation

RFID	Radio frequency identification
IFA	Inverted-F-Antenna
3D	3 dimensional
SAW	Surface Acoustics Wave
LF	Low frequency
HF	Haute fréquence
UHF	Ultra Haute fréquence
SHF	Super haute fréquence
EHF	Extrêmement haute fréquence
RF	Radio fréquence
PIRE	Puissance isotope rayonnée équivalente.
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
DRA	Dilectric resonteur antenna
CST	Computer Simulation Technology
CDRA	Cylndrical Dilectric resonteur antenna

Introduction générale

Avec l'émergence des technologies de capteurs distribués et sans fil, les tags lisibles seront capables de collecter une grande quantité de données qui peuvent être traitées pour fournir de nouvelles informations. Ces informations sont d'une importance considérable dans des environnements critiques tels que les aéroports, les bases militaires et les entrepôts, où il est essentiel de surveiller et d'identifier les personnes afin de lier différents services et de créer un système plus flexible. La technologie RFID passive est largement répandue et s'avère particulièrement utile dans la surveillance, l'identification et le suivi des personnes sur les lieux de travail [1]

Les antennes résonateurs diélectriques deviennent de plus en plus attrayantes pour de nombreuses applications dans la communication sans fil en raison de leurs caractéristiques intéressantes telles que leur grande efficacité. Au cours des deux dernières décennies, les antennes micro-ruban, les antennes à fente et les antennes résonateurs diélectriques (DRAs) ont été largement étudiées comme antennes appropriées pour les applications sans fil [2].

L'objectif de ce travail est d'étudier et de concevoir une antenne résonante diélectrique pour les applications RFID dans la bande UHF. La distance de lecture qui permet l'établissement d'une communication entre le lecteur (Reader) et l'étiquette (Tag) est un paramètre déterminant pour établir la liaison pour laquelle elle est conçue. Les paramètres essentiels qui permettent de déterminer cette distance sont l'adaptation, le gain et le seuil de détection de la puce. Le choix de la puce dépend essentiellement de la plage de variation de l'impédance de l'antenne qui est elle-même dépendante des paramètres géométriques de l'antenne.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à une présentation générale des antennes et ses caractéristiques, Les techniques de miniaturisation des antennes ,les différents mécanismes d'alimentation et nous allons définir la technologie RFID et expliquer leur principe de fonctionnement, la bande de fréquence et les domaines d'application ,en fin nous expliquons les méthodes d'adaptation l'impudence des antennes des tags RFID UHF passifs.

Dans le deuxième chapitre, nous parlerons sur les antennes à résonateur diélectrique(ARD), en mentionnant les avantages et les inconvénients les plus importants.

Dans le troisième chapitre nous présenterons les résultats de simulations de l'antenne à résonateur diélectrique étudié à savoir le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, le gain, la bande passante, et surtout la portée.

Chapitre 1 :

Généralité sur les antennes

1.1 Introduction

L'antenne est une partie essentielle dans le domaine des communications modernes, permettant la transmission de signaux faibles sur de longues distances. Dans ce chapitre, nous mettrons en lumière les aspects généraux des antennes utilisées dans la technologie RFID.

1.2 Définition

Une antenne est un dispositif permettant de rayonner et/ou de recevoir des ondes électromagnétiques. En d'autres termes sert à transformer une énergie électrique en une énergie électromagnétique rayonnée et réciproquement. Dans un système de communication sans fil, nous pouvons définir une antenne émettrice, recevant une puissance électrique fournie par un bloc d'émission, comme un dispositif qui peut être utilisé pour diffuser cette puissance dans l'espace environnant, sous forme d'ondes électromagnétiques. Une antenne réceptrice peut également capter ces ondes électromagnétiques et fournir une puissance électrique à une charge dans la partie réception [3].

1.3 Caractéristiques d'antennes

1.3.1 Coefficient de réflexion S11

Le coefficient de réflexion tire sa définition de l'adaptation. Une meilleure adaptation mène à un transfert maximal de la puissance entre l'alimentation et l'antenne. Le rapport entre la puissance réfléchie au niveau de l'entrée de l'antenne et la puissance émise définit alors le coefficient de réflexion Γ ou S11. Il est directement lié à l'impédance caractéristique et l'impédance d'entrée selon la relation.

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{entrée} - Z_c}{Z_{entrée} + Z_c} \quad (1.0)$$

$Z_{entrée}$: Impédance d'entrée de l'antenne.

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne.

Pour : $Z_{entrée} = Z_c = \Leftrightarrow S_{11} = 0$, dans ce cas, il n'y a pas d'onde réfléchie, on parle de l'adaptation de l'impédance d'entrée de la ligne [4].

1.3.2 Rendement

Soit P_a la puissance d'alimentation d'une antenne. Cette puissance est transformée en une puissance rayonnée P_r . L'efficacité de l'antenne est définie par [5]:

$$\eta = \frac{P_r}{P_a} \quad (1.1)$$

1.3.3 Directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée (θ, φ) et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope [5] :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (1.2)$$

1.3.4 Le Gain

C'est le rapport entre la puissance rayonnée P_r sur la puissance d'alimentation P_a . Il dépend de sa directivité, c'est le rapport entre la puissance rayonnante dans le lobe principal et la puissance rayonnée par une antenne de référence [6], il est exprimé par :

$$G_{(\theta, \varphi)} = 4\pi \cdot \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (1.3)$$

$P(\theta, \varphi)$: Puissance rayonné dans une direction.

P_a : Puissance rayonnée par l'antenne.

La relation entre le gain et la directivité d'une antenne est donnée par l'équation suivant :

$$G_{(\theta, \varphi)} = \eta D_{(\theta, \varphi)} \quad (1.4)$$

1.3.5 Bande passante et facteur de qualité

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Il n'y a pas de critères précis pour la limite du

coefficient de réflexion. Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB ou -15 dB sur la bande passante [14], comme montre la figure 1.1.

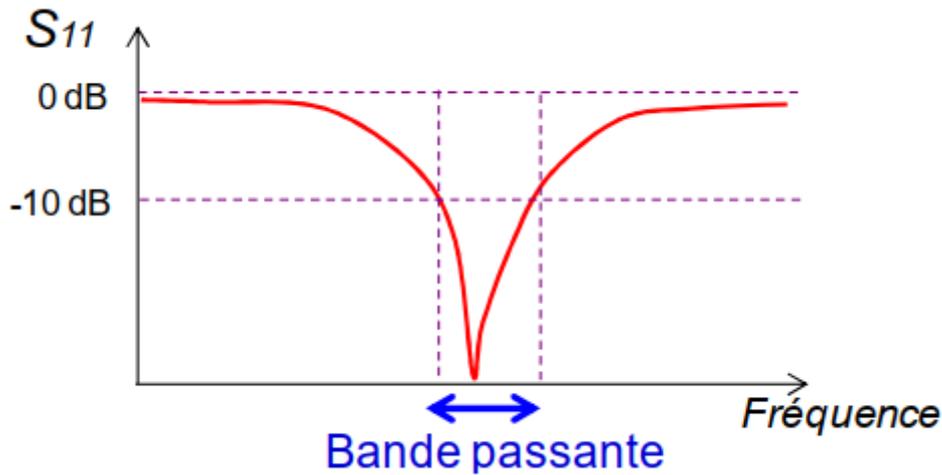


Figure 1.1 : Bande passante et coefficient de réflexion.

D'un point de vue électrique, nous avons vu que l'antenne pouvait être vue comme un circuit résonant RLC. La bande passante BP (bande passante à -3 dB de la valeur du champ) est liée au Facteur de qualité Q du circuit RLC à la fréquence de résonance f_{Res} . Le facteur de qualité représentée la quantité de résistance présente lors de la résonance. [7]

$$Q = \frac{f_{Res}}{BP} \quad (1.5)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_{ant}}{2\pi f_{Res} L_{ant}} \quad (1.6)$$

Une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence très étroite, ce qui peut limiter les interférences hors bande. Cependant, si la bande passante est trop étroite, tout signal émis ou reçu près des bornes de la bande de fréquence de fonctionnement sera atténué. Une antenne avec un faible facteur de qualité est large bande mais collecte le bruit présent sur la bande de fonctionnement, dégradant ainsi la qualité du signal reçu.

1.3.6 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, le profil de rayonnement est déterminé dans la

secteur du champ éloigné et est représenté selon les coordonnées de direction [4]. La représentation du diagramme, illustré dans la figure 1.2.

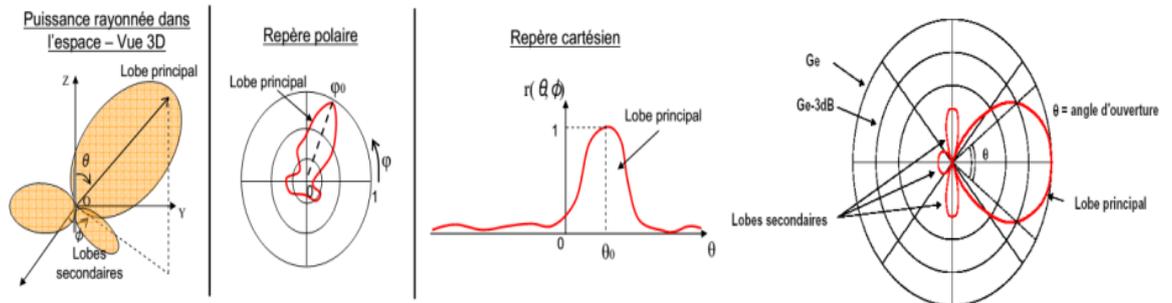


Figure 1.2 : illustre le diagramme de rayonnement d'une antenne.

1.3.7 Impédance d'entrée

Une antenne agit généralement comme un circuit résonant, dont la fréquence de résonance centrale dépend des valeurs de l'inductance (L) et de la capacité (C). Ces valeurs sont généralement liées à la structure de l'antenne, à ses dimensions et à son environnement. Dans un système, l'antenne est connectée aux autres éléments par une ligne de transmission, généralement d'une impédance de 50 ou 75 ohms. La réponse fréquentielle d'une antenne est caractérisée par l'évolution de son impédance d'entrée complexe en fonction de la fréquence [8] :

$$Z_{in}[W] = R[W] + jX[W] \quad (1.7)$$

$R[W]$: résistance d'antenne

$X[W]$: réactance d'antenne.

1.4 Compromis entre taille, bande passante et efficacité

Dans la conception d'une antenne, il est important de spécifier le volume souhaité ou autorisé. Des limites théoriques existent entre bande passante et l'efficacité rayonnée. En effet, plus l'encombrement de l'antenne est faible, plus son efficacité de rayonnement diminue [9].

En général, il est important de trouver un équilibre entre la taille, la bande passante et l'efficacité de l'antenne qui convient le mieux aux besoins spécifiques de l'application. Par exemple, les antennes utilisées pour les communications à longue distance peuvent être plus grandes et plus efficaces, tandis que les antennes utilisées pour les communications mobiles peuvent être plus

petites et avoir une plus grande bande passante pour pouvoir fonctionner sur un large éventail de fréquences.

1.5 Techniques de miniaturisation

La miniaturisation des antennes est un domaine de recherche évolution exponentielle, car les antennes sont de plus en plus utilisées dans des applications telles que les télécommunications, les radars, la télédétection, les systèmes de navigation, RFID etc. Les techniques de miniaturisation des antennes sont importantes car elles permettent de réduire la taille de l'antenne tout en conservant ou améliorant ses performances.

Voici un état de l'art sur les techniques de miniaturisation d'antenne [9].

1.5.1 Miniaturisation par structuration

1.5.1.1 Antennes filaires

Les antennes filaires sont des antennes qui servent souvent de références. Les principales antennes filaires sont le dipôle et le monopole. Le dipôle demi-onde ou $\lambda/2$ est composé de deux demi-brins de longueur $\lambda/4$. Il doit être alimenté en mode différentiel, ce qui est en général assez difficile à réaliser. Le monopole quart d'onde ou $\lambda/4$ est utilisé avec un plan de masse infini. Le plan masse introduit un effet d'image et donc la longueur du monopole à considérer sera en réalité le double de la longueur physique [9].

La Figure 1.3 ci-dessous représente un monopole avec un plan de masse et montre la théorie de l'image.

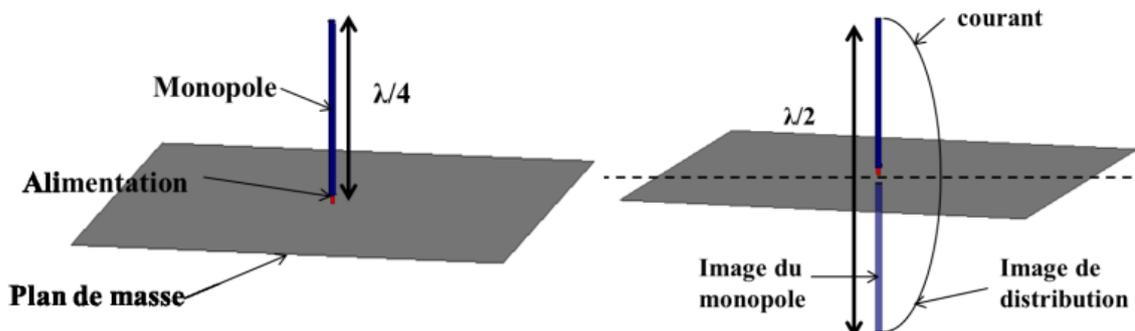


Figure 1.3 : Monopole quart d'onde ($\lambda/4$) sur un plan de masse infini et son image.

1.5.1.2 Replissements des brins

Une des méthodes les plus courantes est de miniaturiser l'antenne en effectuant des méandres.

En effet, cette technique permet de réduire l'encombrement afin de faciliter son intégration dans différentes applications [9], comme montre la figure 1.4.

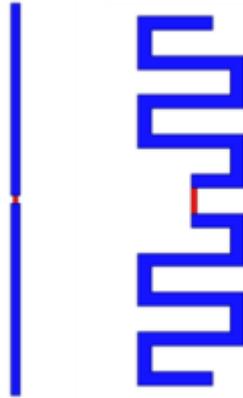


Figure 1.4: Dipôles droit et méandré .

1.5.1.3 Antenne IFA

Partant de l'antenne monopole, l'antenne IFA (Inverted-F-Antenna), qui consiste à replier le brin rayonnant sur lui-même parallèlement au plan de masse afin de conserver la longueur électriquement de l'antenne [9], comme montre la figure 1.5.

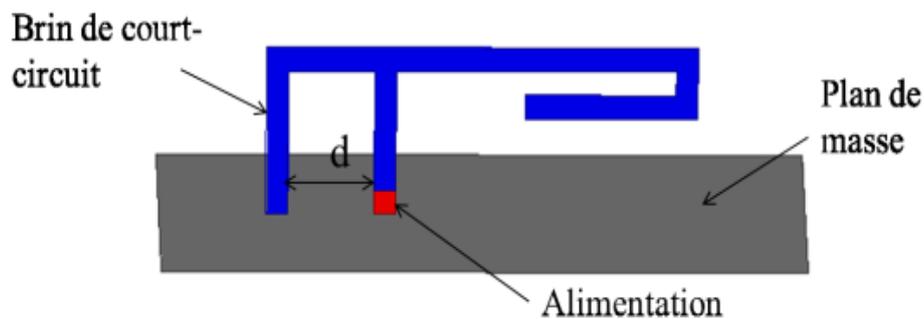


Figure 1.5 : Antenne IFA repliée (chargement capacitif).

1.5.1.4 Antennes fractales

Une autre méthode de miniaturisation est l'utilisation de géométries fractales. Celles-ci augmentent le chemin du courant et donc entraînent une réduction de la taille de l'antenne si l'on désire conserver le même chemin parcouru par le courant. La figure 1.6 montre une antenne monopole de Koch à plusieurs itérations [9].

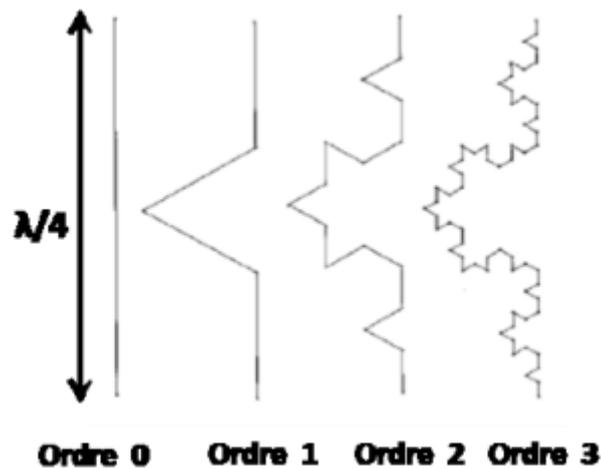


Figure 1.6 : Monopoles à géométries fractales de Koch.

1.5.1.5 Antennes volumiques

Plusieurs études ont montré que les antennes qui occupent le mieux la sphère de Chu, ont des performances optimales en termes de bande passante et d'efficacité. Par exemple, l'encombrement d'une antenne spirale dans un plan sera réduit en augmentant sa hauteur. Mais cette technique diminuera l'encombrement que dans un seul plan, tout en l'augmentant dans un autre. En plus la fabrication d'une telle antenne est complexe. Ci-dessous un exemple d'antennes spirales en 3D [9], comme montre la figure 1.7.

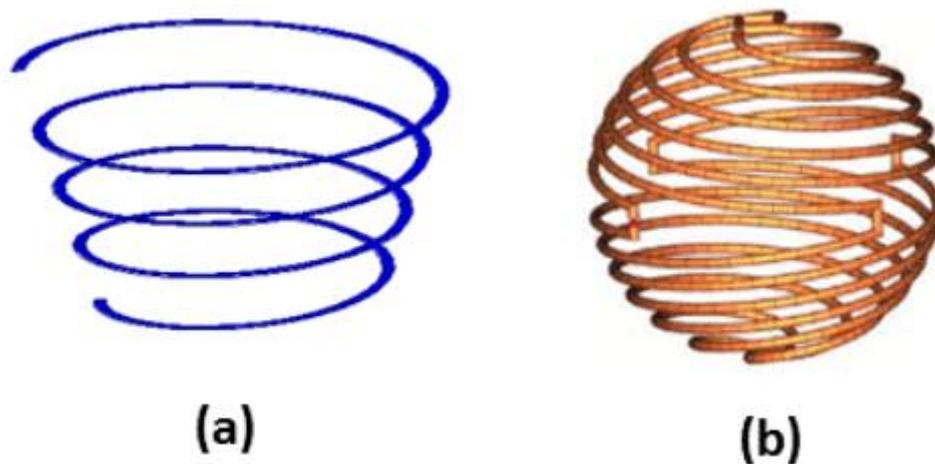


Figure 1.7 : (a) Exemple d'une antenne spirale, (b) antenne hélicoïdale de Best.

1.5.1.6 Insertion des fentes

L'insertion de fentes dans l'élément rayonnant implique une augmentation du trajet des courants surfaciques. En effet, les courants qui circulent d'un bout à l'autre de cette partie métallique seront obligés de contourner ces fentes et devront donc emprunter un chemin plus long que le chemin emprunté sur la structure sans fente. La longueur électrique sera ainsi augmentée.[9],comme montre la figure 1.8.

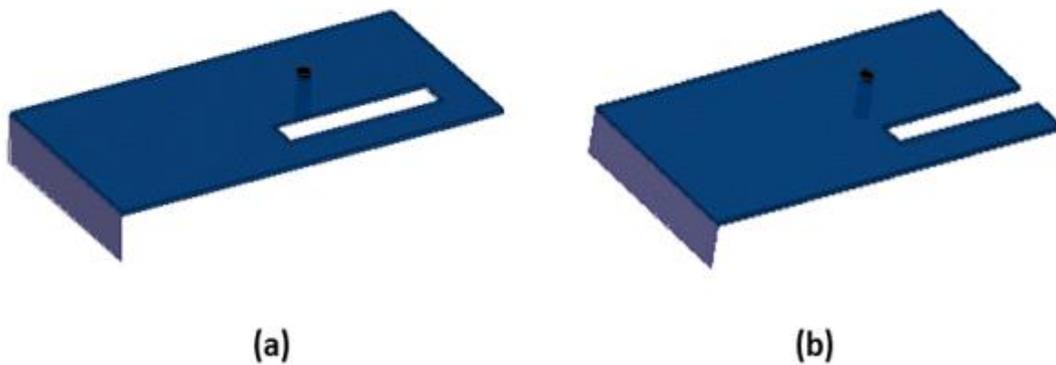


Figure 1.8 : Antenne PIFA avec fente non débouchant (a) et fente débouchant (b).

1.5.2 Utilisation de matériaux pour la miniaturisation

1.5.2.1 Utilisation d'un diélectrique à fort permittivité

Pour réduire l'encombrement, on peut aussi jouer sur les propriétés diélectriques des matériaux. En effet de nombreux travaux ont montré que les substrats à forte permittivité, typiquement de l'ordre de 10 à 20 permettaient de réduire les dimensions d'une antenne sans en modifier la géométrie [9].

1.5.2.2 Matériaux magnéto-électriques

Ce sont des matériaux qui ont des perméabilités relatives $\mu_r > 1$. Ainsi grâce à leur indice de réfraction élevé ($n = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$), ils permettent de réduire la taille des antennes imprimées car les dimensions de l'antenne sont inversement proportionnels à l'indice de réfraction du substrat [9]

1.5.2.3 Méta-matériaux

L'utilisation de ce type de matériaux est assez récente. Ils se définissent comme des matériaux artificiels homogènes macroscopiquement possédant des caractéristiques électromagnétiques inhabituelles obtenues par la mise en œuvre de structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d'onde. En effet, si l'on combine deux ou plusieurs matériaux, par exemple des

inclusions métalliques (cellules) intégrées au sein d'une matrice diélectrique, le matériau résultant ainsi obtenu aura des propriétés macroscopiques artificiels. Ce nouveau matériau ainsi obtenu sera appelé méta-matériau ou matériau composite artificiel. Plusieurs études ont montré que lors de la fabrication de ces substrats, la maîtrise de la permittivité ϵ_r et de la perméabilité μ_r joue un rôle essentiel dans la miniaturisation [9].

1.6 Technique d'alimentation de l'élément rayonnant

1.6.1 Alimentation avec contact

1.6.1.1 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par câble coaxial peut être représentée comme étant un courant électrique filiforme, allant du plan de masse vers la plaque conductrice de l'antenne. Ce type d'alimentation simple, directement compatible avec les câbles coaxiaux facile à obtenir une correspondance d'entrée en ajustant la position d'alimentation [10], comme représente

La figure 1.9

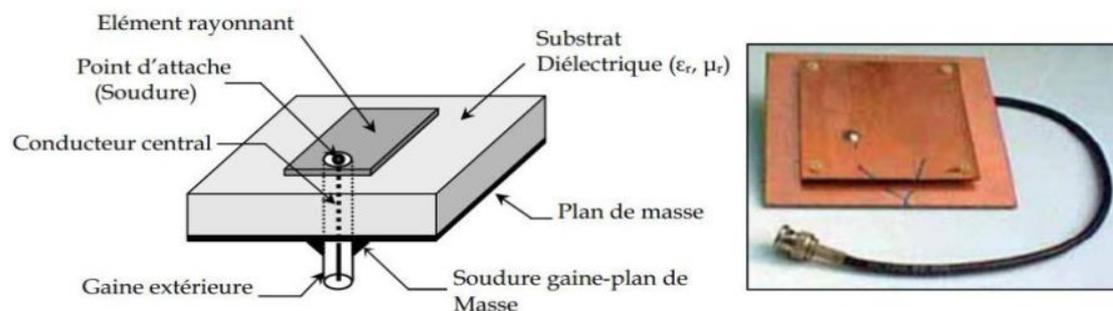


Figure 1.9 : Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale [10].

1.6.1.2 Alimentation par ligne micro ruban

L'alimentation la plus simple consiste à utiliser une ligne micro ruban sur le même plan que le antenne rayonnant figure 1.10.

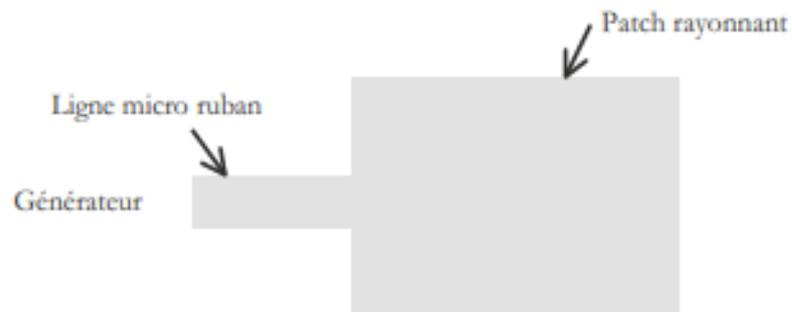


Figure 1.10 : Alimentation par ligne micro ruban.

Cette disposition présente un inconvénient si la ligne rayonne. C'est le cas en très haute fréquence. Le rayonnement de la ligne perturbe alors celui de l'antenne qui ne présente pas la même pureté de polarisation. Cependant pour les cas usuels, cette technique très utilisée, présente le grand avantage de la simplicité de réalisation [10].

1.6.2 Alimentation sans contact

1.6.2.1 Alimentation par couplage

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur [10].

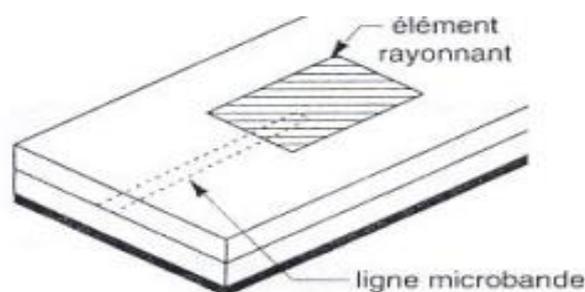


Figure 1.11 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande.

L'avantage principal de cette technique est :

- Bande passante plus large par augmentation de la hauteur.
- Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens.

1.6.2.2 Alimentation par fente

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la figure 1.12, La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse .Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du antenne.[11].

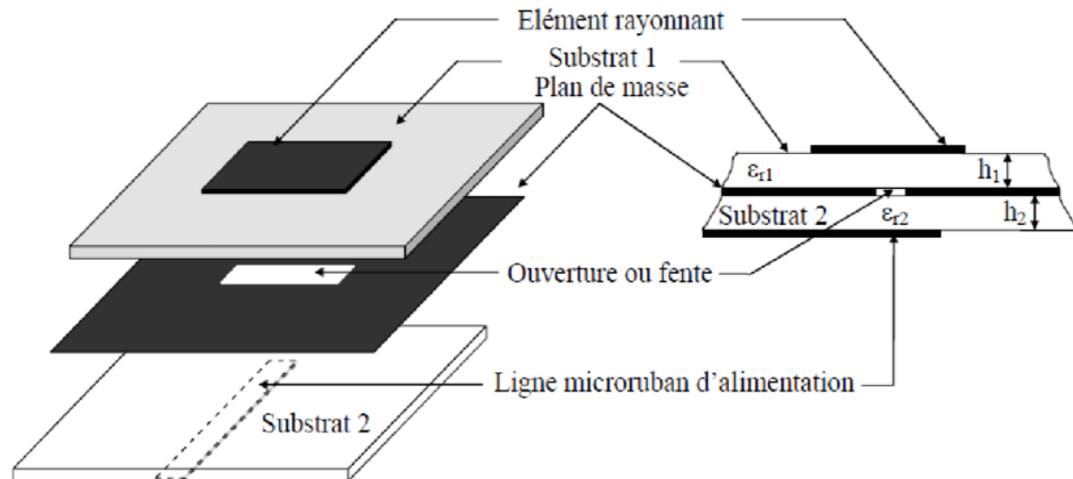


Figure 1.12 : alimentation par a fente.

1.7 Radiofréquence identification

1.7.1 Historique de RFID

L'histoire de la technologie de l'identification par radiofréquence (RFID) remonte à plusieurs décennies. Pendant la Seconde Guerre mondiale, le principe de l'identification a été utilisé pour la première fois afin de distinguer les avions alliés des avions ennemis. Après la guerre, l'utilisation de la technologie RFID est restée confidentielle et les armées l'ont utilisée pour contrôler l'accès aux sites sensibles. Dans les années 1980, les tags passifs ont fait leur apparition dans la technologie RFID, et dans les années 1990, les premières normes ont été établies pour assurer l'interopérabilité des équipements RFID. À partir de 2005, la technologie RFID a bénéficié des avancées dans les micro-puces électroniques et la réduction de la taille des antennes, et elle est devenue largement utilisée dans divers domaines et industries tels que l'aéronautique, l'automobile, la logistique, le transport, les soins de santé et la vie quotidienne [12].

1.7.2 Composants des systèmes RFID

1.7.2.1 Lecteur

Qui sont des émetteur – récepteurs radio bidirectionnels, communiquent avec l'étiquette en lui envoyant un signal et en lisant sa réponse, il y a deux types de lecteur [13].

1.7.2.1.1 Lecteur fixe

Sont installés afin de fournir une zone d'interrogation distincte pouvant être strictement réglementée .cela permet d'avoir une région de lecteur qui est très clairement définie pour quand les tags entrent et sortent de la zone où ils sont interrogés [13],

Comme montre la figure 1.13.

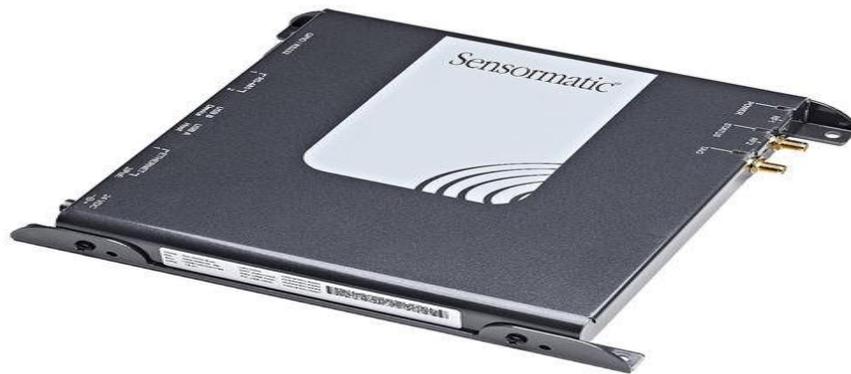


Figure 1.13 : lecteur RFID fixe.

1.7.2.1.2 Lecteurs mobiles (portables)

Sont également disponibles, en plus de ceux qui peuvent être installés sur des chariots ou des voitures [13], comme montre la figure 1.14.



Figure 1.14 : lecteur RFID mobile.

1.7.2.2 Etiquettes (tag)

1.7.2.2.1 Etiquettes (tag) avec puce

Les étiquettes RFID peuvent être classées en trois grandes catégories : les étiquettes passives, les étiquettes semi-passives (ou semi-actives) et les étiquettes actives [14]

- **Tag passif** : il s'agit de la forme la plus simple des tags RFID. Un tag passif contient une petite antenne connectée à une puce. Ce tag est passif dans le sens où il ne dispose pas de source d'énergie embarquée. Il récolte l'énergie électromagnétique émise par le lecteur et la convertit en courant continu pour alimenter sa puce. Il utilise la rétrodiffusion du signal (backscattering) pour communiquer avec le lecteur.
- **Tag semi passif** : il dispose d'une batterie pour faire fonctionner sa puce, mais il utilise le même principe que le tag passif pour la communication.
- **Tag actif** : il fonctionne grâce à une batterie intégrée qui l'alimente en énergie. Ainsi, il est capable de répondre aux requêtes des lecteurs avec son propre signal RF au lieu de la réflexion du signal du lecteur comme pour les tags précédents. Cette caractéristique fournit de nouvelles fonctionnalités comme la communication tag-à-tag, la possibilité d'intégrer des capteurs pour la mise à jour dynamique des informations contenues dans la mémoire du tag (ex., un thermomètre associé à un tag actif pour suivre la chaîne du froid d'un aliment).

1.7.2.2.2 Etiquettes sans Puce

Ce sont des étiquettes qui ne contiennent pas des puces RFID ni aucun autre circuit électronique, elles exploitent des propriétés physiques et chimiques de certaines structures et matériaux pour encoder les données. Ce type d'étiquette sans puce permet d'avoir des coûts de fabrication très bas, cela est dû au fait que le coût de puce et d'assemblage antenne/puce, représentent une proportion considérable sur le coût total d'un tag. Actuellement, il n'existe sur le marché que les étiquettes sans puce de type SAW (Surface Acoustics Wave) [15].

1.7.3 Principes de fonctionnement de RFID

L'identification par radiofréquence est une méthode visant à lire et stocker des données à distance en utilisant un dispositif appelé étiquette RFID. Un système RFID classique se compose de trois éléments, une étiquette, un émetteur-récepteur et un système d'informations :
– L'étiquette RFID se compose d'une puce électronique et d'une antenne, le tout packagé sous divers conditionnements (carte, pastille, gélule, jeton, étiquette autocollante...). Elle constitue le support d'information (données, fonctions et caractéristiques physiques de l'étiquette).

- Un émetteur-récepteur (un lecteur fixe ou portable associé à une antenne), communiquant par voie hertzienne avec l'étiquette
- Un système d'information gérant les fonctions et processus agissant ou utilisant les données échangées avec l'étiquette [16], comme montre la figure 1.15

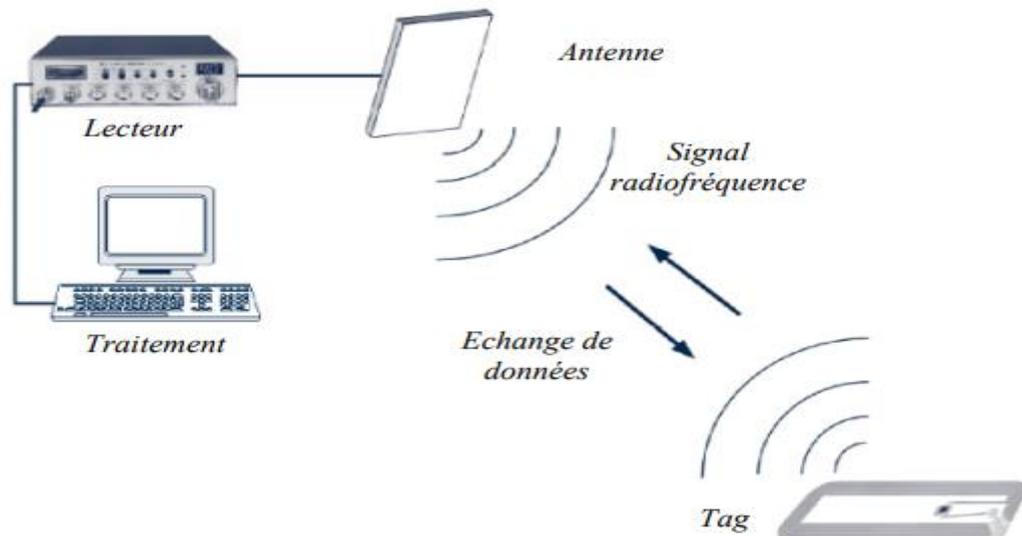


Figure 1.15 : Fonctionnement d'un système RFID [17].

1.7.4 La bande de fréquences et le domaine d'utilisation

Les fréquences des bandes RFID varient en fonction des normes et des applications spécifiques. Voici quelques exemples des fréquences de bande couramment utilisées dans la technologie RFID [18]:

- LF (Basse Fréquence) : Les fréquences LF sont comprises entre 30 KHz et 300 KHz. Elles sont généralement utilisées dans des applications telles que la traçabilité des animaux domestiques et le contrôle d'accès.
- HF (Haute Fréquence) : Les fréquences HF se situent autour de 13,56 MHz. Elles sont utilisées dans des applications telles que les cartes de paiement sans contact (NFC) et le suivi des actifs.
- UHF (Ultra Haute Fréquence) : Les fréquences UHF se situent entre 860 MHz et 960 MHz. Elles sont utilisées dans des applications telles que la gestion de la chaîne d'approvisionnement et la traçabilité logistique.
- Fréquences micro-ondes : Cela inclut les fréquences des ondes super hautes fréquence (SHF) et des ondes extrêmement haute fréquence (EHF), qui sont généralement utilisées dans des applications avancées telles que le suivi aérien et la localisation précis

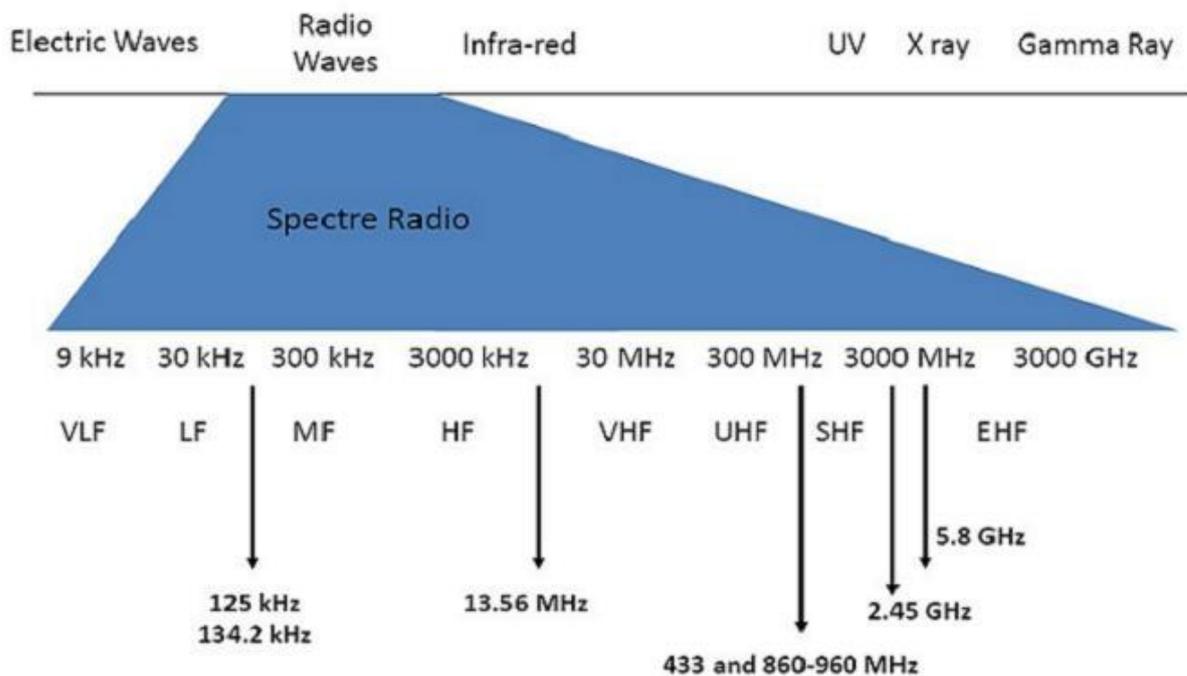


Figure 1.16 : Récapitulation des différentes fréquences d'utilisation.

1.7.5 Spectres alloués à la RFID UHF passive en fonction de la Région

La régulation régissant les systèmes RFID UHF dépend des autorités publiques. Ses objectifs sont de permettre l'interopérabilité et la protection des données sensibles, de garantir les libertés, ainsi que de protéger la santé. Elle est cependant différente d'un pays à l'autre, ce qui ne facilite pas la mise en place d'un système universel particulièrement intéressant pour la logistique dans le contexte de la mondialisation. Le tableau 1.1 présente en fonction de la région les spectres alloués à la RFID UHF passive [19].

Tableau 1.1 Spectres alloués à la RFID UHF passive en fonction de la région.

Régions	Spectres alloués à la RFID UHF passive
1 (Europe)	<p>869,4 à 869,65 MHz – 500 mW ERP – 10% DC</p> <p>865 à 868 MHz – 100 mW ERP – LBT</p> <p>865,6 à 867,6 MHz – 2 W ERP – LBT (10 canaux de 200 kHz)</p> <p>865,6 à 868 MHz – 500 mW ERP – LBT</p>
2 (Amérique)	<p>902 to 928 MHz – 4 W EIRP – FHSS (80 canaux de 325 kHz)</p>

3 (Asie et Océanie)	<i>Japon</i> : 952 à 954 MHz – 4 W EIRP <i>Corée</i> : 908,5 à 914 MHz – 4 W EIRP <i>Australie</i> : 915 à 928 MHz – 1 W EIRP
------------------------	---

1.7.6 Lecteurs à distance

La portée de lecture d'une étiquette RFID est la distance maximale à laquelle le lecteur RFID peut détecter le signal réfléchi par l'étiquette. Elle est déterminée par le seuil de réponse de l'étiquette et est affectée par des facteurs tels que l'orientation de l'étiquette, le matériau de support et l'environnement de propagation. Le modèle de l'espace libre de Friis peut être utilisé pour calculer la portée de lecture [20].

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{PIRE \cdot G_r \cdot \tau}{p_{th}}} \quad (1.8)$$

$$PIRE = P_t \cdot G_t \quad (1.9)$$

$$\tau = \frac{4R_c R_a}{|Z_c + Z_a|^2} \quad 0 < \tau < 1 \quad (1.10)$$

$Z_c = R_c + jX_c$: L'impédance de la puce.

$Z_a = R_a + jX_a$: impédance de antenne.

r : La distance théorique de lecture.

PIRE : puissance isotope rayonnée équivalente.

G_t : le gain de l'antenne d'émission.

G_r : le gain de l'antenne de réception.

P_r : la puissance collectée sur l'antenne de réception.

λ : Longueur d'onde.

τ : coefficient de transmission.

p_{th} : La sensibilité.

1.7.7 Méthodes d'adaptation d'impédance des antennes de tags RFID UHF passifs

Comme nous l'avons vu l'impédance des puces RFID est complexe. L'antenne doit être adaptée à la valeur conjuguée de cette impédance. Parfois, nous disposons de modèle mathématique permettant de déterminer l'impédance d'entrée d'une antenne comme dans le cas des antennes patchs ou des antennes dipôles Cependant ce n'est pas toujours le cas, lorsque nous nous

intéressons à des antennes moins usuelles. Une façon de faire peut consister à réaliser, en simulation, une étude paramétrique afin de déterminer le comportement de l'impédance complexe d'entrée en fonction de la géométrie de l'antenne. Cela permet d'extraire des variables ayant un effet prédominant sur la partie réelle ou imaginaire de l'impédance d'entrée et de pouvoir faire l'adaptation [17].

1.7.7 .1T-match

Cette technique facilite l'adaptation. Un T-match, composé d'une boucle rectangulaire, permet d'ajuster facilement l'impédance de l'antenne à celle de la puce. La variation de la longueur et de la largeur de la ligne de boucle modifie la résistance et la réactance de l'antenne [21].

L'impédance au point de source donné par :

$$Z_{in} = \frac{2zt(1+a)^2}{2zt+(1+a)^2za} \tag{1.11}$$

L'impédance de court de circuit formé par les conducteur t-match :

$$Z_t = jZ_0 \tan\left(\frac{ka}{2}\right) \tag{1.12}$$

L'impédance caractéristique des deux lignes transmission espacé avec b :

$$z_0 \cong 276 \log_{10} \frac{b}{\sqrt{r_e r_e'}} \tag{1.13}$$

Avec :

$$r_e = 0.25w' \quad / \quad r_e' = 8.25 w' \quad / \quad a = \ln\left(\frac{b}{r_e'}\right) / \left(\frac{b}{r_e}\right)$$

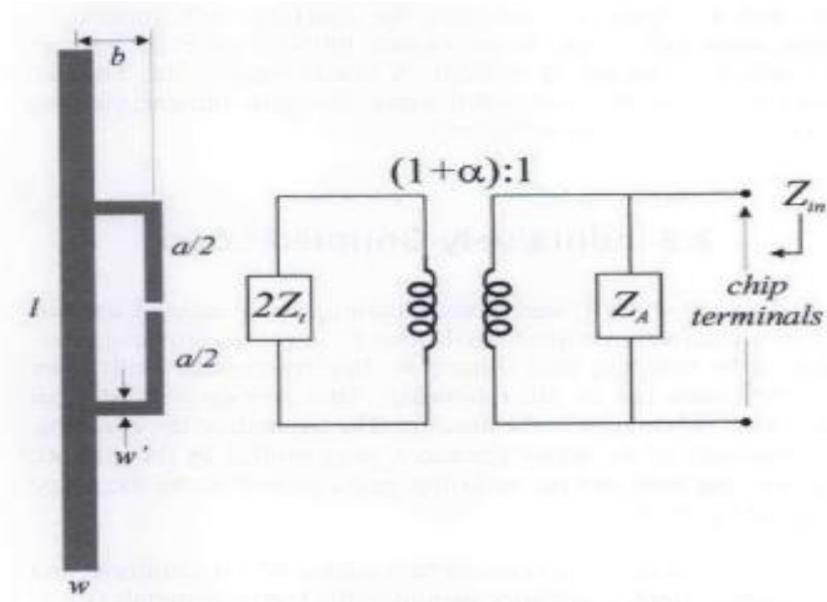


Figure 1.17 : Exemple T-match pour un dipôle planaire et leur circuit équivalent.

1.7.7.2 Boucle avec couplage inductif

Le fonctionnement de cette méthode est presque identique à la méthode précédente (T-match). Un dipôle rayonnant peut également être excitée par le biais d'une petite boucle avec couplage inductif, placée à proximité du corps rayonnant où les bornes de la boucle sont connectées à la puce. La force du couplage est contrôlée par la distance entre la boucle et le corps rayonnant, et l'adaptation de l'impédance est maîtrisée en variant les dimensions de la boucle [21].

Le couplage inductif peut modéliser comme un transformateur, et l'impédance d'entrée au borne de la boucle est donné par :

$$Z_{in} = Z(\text{boucle}) + \frac{(2\pi f M)^2}{Z_a} \quad (1.14)$$

Où l'impédance de la boucle est :

$$Z(\text{boucle}) = j2\pi f L(\text{boucle}) \quad (1.15)$$

La réactance totale dépend de l'inductance L :

$$X_{in}(f_0) = 2\pi f_0 L(\text{boucle}) \quad (1.16)$$

Tandis que la résistance est liée :

$$R_{in}(f_0) = \frac{(2\pi f M)^2}{R_a(f_0)} \quad (1.17)$$

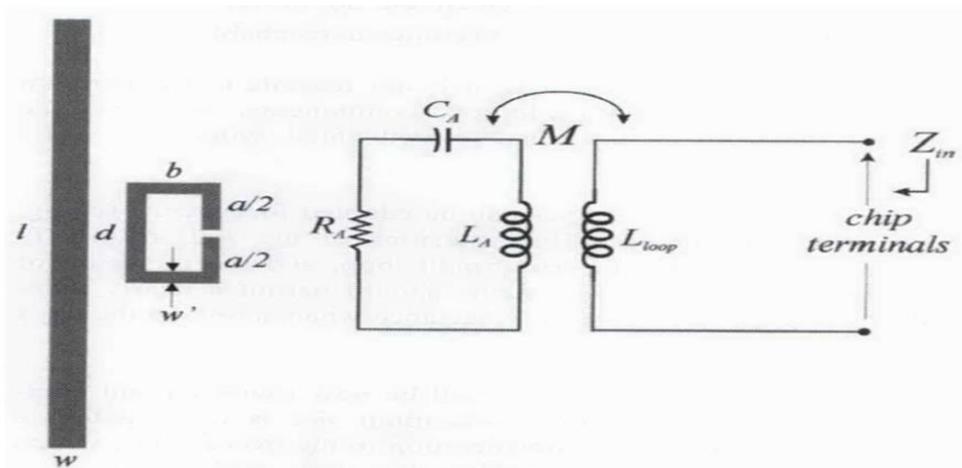


Figure 1.18: Exemple d'une boucle proche au corps rayonnant et leur circuit équivalent.

1.7.7 .3 Structure de Nested-Slot

Il s'agit d'une approche complètement différente par rapport aux deux précédentes. Des fentes sont créées pour l'adaptation, ces fentes sont équivalentes à des résistances et des inductances qui permettent de stocker et de rayonner l'énergie électromagnétique. Avec plusieurs degrés de liberté, cette configuration contribue à réduire la taille et à réaliser des structures multi-bandes [21].

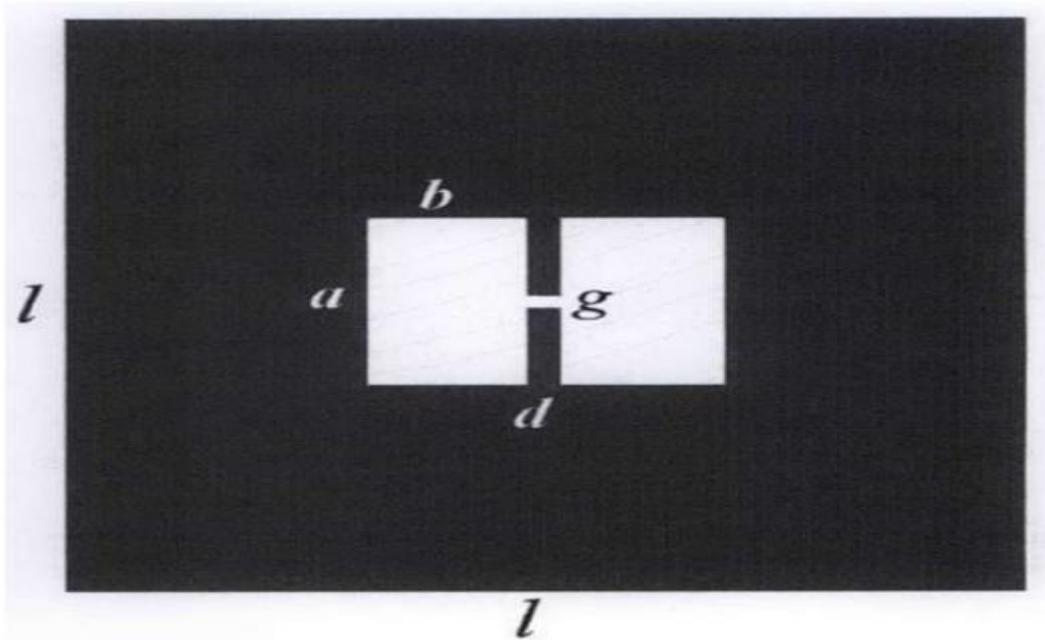


Figure 1.19: Exemple géométrie d'un patch avec emplacement imbriqué (Nested-slot).

1.8 Conclusion

En conclusion, la technologie RFID est largement utilisée dans une variété d'applications à travers les ondes radio, ce qui la distingue des autres technologies. Dans ce chapitre, nous avons découvert cette technologie et quelques notions générales sur les antennes utilisées dans ce domaine.

Chapitre 2 :

Les antennes à résonateurs diélectriques

2.1 Introduction

L'importance des antennes à résonateur diélectrique (DRA) réside dans leur capacité à fournir des performances optimales telles qu'une augmentation du gain et une large bande passante. Les antennes DRA sont utilisées dans une variété d'applications, notamment les communications sans fil et la RFID. Dans ce chapitre, nous allons étudier ce type d'antennes et comparer leurs caractéristiques avec celles des antennes planaires.

2.2 Historique

La découverte en 1983 qu'un objet diélectrique non métallisé placé dans un environnement ouvert pouvait rayonner a dégagé la perspective d'un nouveau type d'antennes : les antennes à résonateurs diélectriques. Ce nouveau type d'antennes composé principalement de résonateurs de formes variées constitue une alternative intéressante [23].

2.3 Définition

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles céramiques polycristallines nues ou métallisées, utilisées dans le domaine des hyperfréquences comme circuits résonants de base dans la réalisation, par exemple, de filtres, des oscillateurs etc... Utilisés comme filtres, ils permettent la sélection d'une bande de fréquence et peuvent servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphone, la séparation des voies d'émission et de réception etc. grâce à leurs permittivités élevées (entre 6 et 100) et leurs fréquences propres de résonance (modes). Plus la permittivité du matériau diélectrique utilisée est élevée, plus les champs électromagnétiques (électrique et magnétique) sont confinés à l'intérieur du matériau, l'utilisation d'un résonateur diélectrique (ou plus) permet une meilleure pureté spectrale et une stabilisation de la fréquence du signal généré. [22]

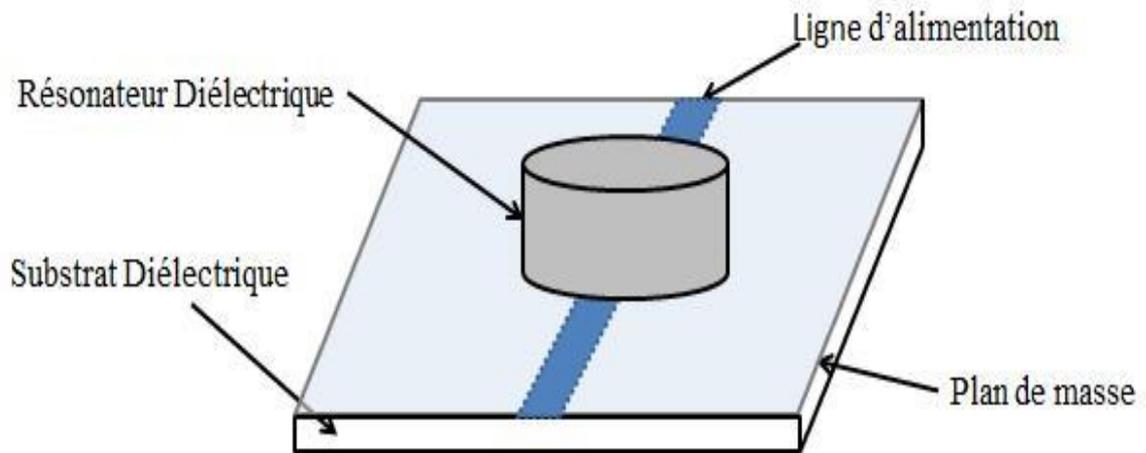


Figure 2.1: Schéma d'antenne à résonateur diélectrique.

2.4 Formes de résonateurs diélectriques antennes (DRA)

Les DRA (Dielectric Resonator Antennas) sont des antennes utilisant des résonateurs diélectriques. Elles se déclinent en différentes formes, comme les cylindres, les rectangles, les sphères, les cônes et les cubes. Ces formes influencent les performances de l'antenne, notamment le gain, la directivité et la largeur de bande. Le choix de la forme appropriée dépend des besoins spécifiques de l'application. Comme montré sur la figure 2.2 [23].



Figure 2.2 : les formes d'antenne DRA.

2.5 Amélioration de la largeur de bande

Il y a plusieurs techniques ont été proposées pour augmenter la bande passante des antennes résonateur diélectrique [24] :

- Tout d'abord, il a été démontré expérimentalement que l'empilement de deux résonateurs diélectriques l'un sur l'autre peut augmenter la bande passante jusqu'à 25%.
- Un arrangement annulaire des résonateurs diélectriques peut également augmenter la bande passante.
- fabriquer un résonateur diélectrique à plusieurs couches de différents matériaux diélectriques, ce qui peut également augmenter la bande passante.
- Récemment, une autre approche a été envisagée, qui utilise un simple résonateur diélectrique tel que la configuration de cylindre divisé. Cette structure montre que l'on peut atteindre environ 35% de bande passante.

2.6 Amélioration du gain des DRA

En général, le gain d'une antenne à résonateur diélectrique est limité (environ 5 dBi). A cet égard, plusieurs techniques ont été étudiées pour remédier à cette limitation, comme par exemple l'utilisation des cavités. Aussi, des réseaux à rotation séquentielle ont été réalisés avec des résonateurs diélectriques pour augmenter le gain, pour améliorer le gain en utilisant une surface sélective de fréquence passe-bande (FSS) comme superstrat. Plus tard, une autre étude a été menée pour examiner l'influence d'un gap d'air étroit entre un résonateur diélectrique et le plan de masse sur les paramètres de rayonnement de l'antenne, fonctionnant en modes d'ordre supérieur. Cette étude a révélé une amélioration au niveau du gain pour une taille optimale du gap d'air [23].

2.7 Résonateurs diélectriques cylindriques

Le résonateur diélectrique cylindrique est connu pour sa facilité de fabrication et sa symétrie de rotation simplifie son étude. Cependant, les valeurs du rayon et de la hauteur du résonateur ne peuvent pas être choisies arbitrairement, car la fréquence de résonance et le diagramme de rayonnement en dépendent. Trois modes de résonance sont possibles : TE, TM et hybride. Les modes TE et TM ont des champs asymétriques qui ne varient pas dans le plan, tandis que les modes hybrides dépendent de la direction azimutale. Les modes hybrides se divisent en deux groupes : HE et EH, avec des composantes différentes. La figure 2.3 illustre un résonateur diélectrique cylindrique [25].

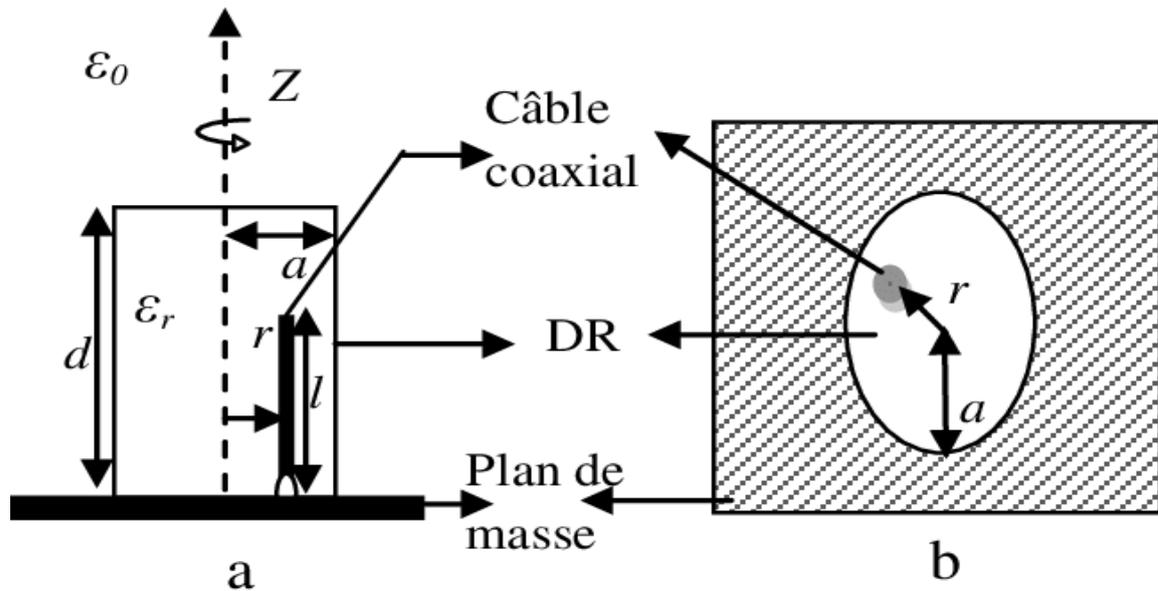


Figure 2.3 : DRA cylindriques.

2.8 Mode de résonance

Comme pour toutes les cavités, un grand nombre de modes peuvent être excités. Il en existe trois catégories qui permettent d'obtenir différentes caractéristiques de rayonnement selon les applications souhaitées [5].

Les modes d'un RD cylindrique isolé peuvent être divisés comme suit :

- Les modes transverses électriques (TE).
- Les modes transverses magnétiques (TM).
- Les modes hybrides (HEM) On nomme aussi la sous famille HE et HM.

Dans le cas des modes TE et TM, les champs sont à symétrie de révolution c'est à dire qu'ils ne présentent pas de dépendance azimutale. Les modes hybrides au contraire, présentent une dépendance suivant φ .

Dans les modes hybrides HEM, nous distinguons la sous famille des modes HE à forte ressemblance TM, c'est-à-dire que la composante H_z du champ H est négligeable devant la composante E_z du champ E, et la sous famille des modes HM à forte ressemblance TE, c'est-à-dire que la composante E_z du champ E est négligeable devant la composante H_z du champ H. La configuration spatiale du champ électromagnétique des modes est indiquée par les trois entiers m, n, p représentant le nombre de variations du champ suivant les trois directions du repère cylindrique :

- m ($m = 0, 1, 2, \dots$) représente le nombre de variations azimutales du champ (en φ)

- n (n = 1, 2, 3...) représente le nombre de variations radiales du champ (en r)
- p (p = 0, 1, 2...) représente le nombre de variations longitudinales du champ (en z).

2.8.1 Modes transverses électriques ou modes TEM_{n,p}

Les modes transverses électriques purs ne possèdent pas de variations azimutales (m=0). Les composantes radiale et axiale du champ électrique E_r, et E_z sont nulles. La composante azimutale du champ magnétique est également nulle [5]. Les champs électrique et magnétique peuvent se décomposer par les relations suivant.

$$\vec{E} = E_\varphi \vec{e}_\varphi \quad \text{et} \quad \vec{H} = H_r \vec{e}_r + H_z \vec{e}_z$$

2.8.2 Modes transverses magnétiques ou modes TM_{m,n,p}

Ce type de mode électromagnétique est la réciproque du précédent, la composante axiale du champ magnétique H_z est nulle [5]. Les champs électriques et magnétiques se décomposent par les relations :

$$\vec{H} = H_\varphi \vec{e}_\varphi \quad \text{et} \quad \vec{E} = E_r \vec{e}_r + E_z \vec{e}_z$$

2.8.3 Modes hybrides ou modes HEM

Les modes hybrides HEM possèdent six composantes non nulles du champ électromagnétique. Ces modes peuvent être excités indifféremment par un couplage de type électrique ou magnétique [5].

2.9 Carte des champs

Nous présentons ici le tracé des champs électrique et magnétique d'un résonateur isolé dans différents plans, parallèles à l'axe de rotation du cylindre (plan méridien) et perpendiculaires (plan équatorial). (La figure 2.4) montre les plans choisis :

- Deux plans méridiens : l'un en $\varphi=0^\circ$, l'autre en $\varphi=90^\circ$
- Deux plans perpendiculaires à l'axe de rotation : l'un équatorial (passant au centre du résonateur), l'autre plus proche de la face inférieure au RD

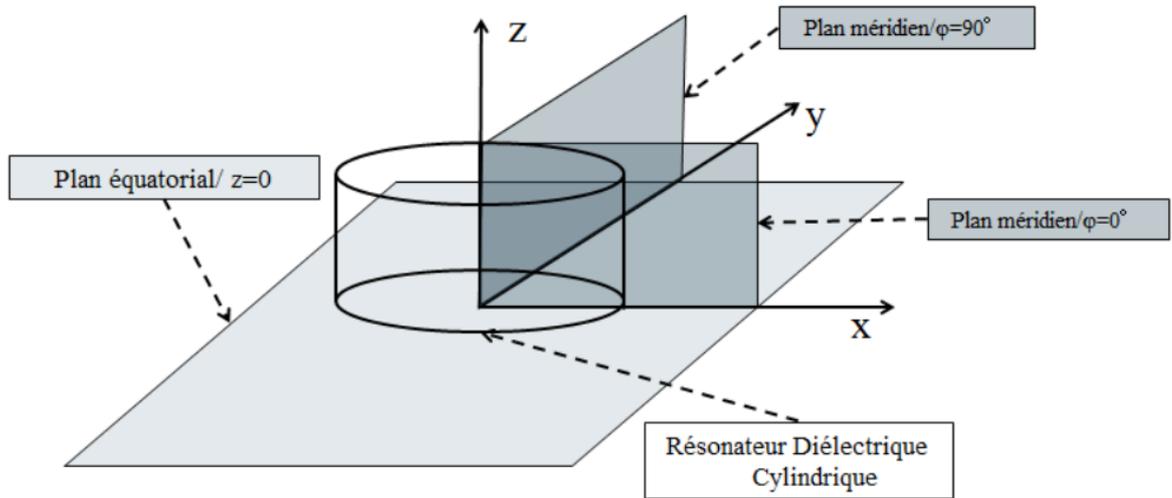


Figure 2.4 : Différents plans du résonateur isolé.

- Pour le plan méridien correspondant à une vue latérale du résonateur cylindrique, la coupe visualisée sera rectangulaire, Les cartes de champ des modes données en fonction de Bessel sont celles d'un résonateur de rayon R, de hauteur H, et de permittivité ϵ_r . Les expressions de H_z et E_z , respectivement pour les modes TE et TM sont données par les équations (2.0) et (2.1) comme suit :

$$TE : H_z^{mnp} = J_n\left(\frac{X_{np}^{TE}}{R} r\right) \begin{cases} \sin(n\varphi) \\ \cos(n\varphi) \end{cases} \sin\left(\frac{(2m+1)\pi Z}{2H}\right) \quad (2.0)$$

$$TM : E_z^{mnp} = J'_n\left(\frac{X'_{np}^{TM}}{R} r\right) \begin{cases} \sin(n\varphi) \\ \cos(n\varphi) \end{cases} \cos\left(\frac{(2m+1)\pi Z}{2H}\right) \quad (2.1)$$

Dans cette relation :

- In fonction de Bessel du nième ordre de première espèce et d'argument
 - $(X_{np}^{TE}), (X'_{np}{}^{TM})$.
 - $J_n(X_{np}^{TE}) = 0$ et $J'_n(X'_{np}{}^{TM}) = 0$, p ième racines

Seules sont présentées les composantes tangentielles des champs au plan d'observation, et leurs amplitudes sont données en des points équidistants à l'intérieur de ce plan. Les flèches doubles indiquent des valeurs normalisées de champ pour des niveaux compris entre 0 et -3dB les flèches longues indiquent des niveaux compris entre -3 dB et -10 dB, et les flèches simples plus courtes, des niveaux compris entre -10 dB et -30 dB [3].

2.9.1 Mode $TE_{01\delta}$

Dans le plan équatorial, on décrit le champ électrique, tandis que dans le plan méridien, on décrit le champ magnétique. Les composantes tangentielles de ce dernier sont nulles dans le plan équatorial. Grâce à sa symétrie de révolution, le champ magnétique reste constant dans chaque plan méridien. Au centre du résonateur, le champ électrique présente un minimum, tandis que le champ magnétique atteint un maximum et diminue progressivement vers les bords du résonateur. La figure 2.5, illustre la répartition du champ électrique et du champ magnétique du mode $TE_{01\delta}$ [26].

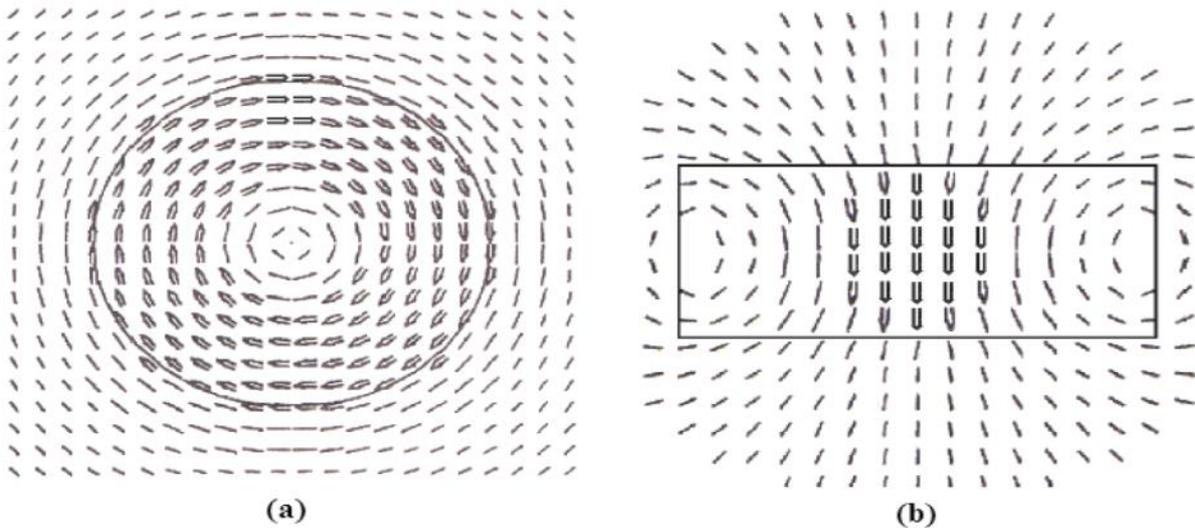


Figure 2.5: Cartes de champ du mode $TE_{01\delta}$.

(a) Distribution du champ électrique dans le plan équatorial.

(b) Distribution du champ magnétique dans le plan méridien [26].

2.9.2 Mode $TM_{01\delta}$

La propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur du corps du résonateur diélectrique, pour le mode $TM_{01\delta}$, se divise en deux champs : le champ électrique et le champ magnétique, comme illustré dans la figure 2.6. Le champ magnétique est confiné à l'intérieur du résonateur, tandis que le champ électrique est relativement fort au centre du résonateur.[26]

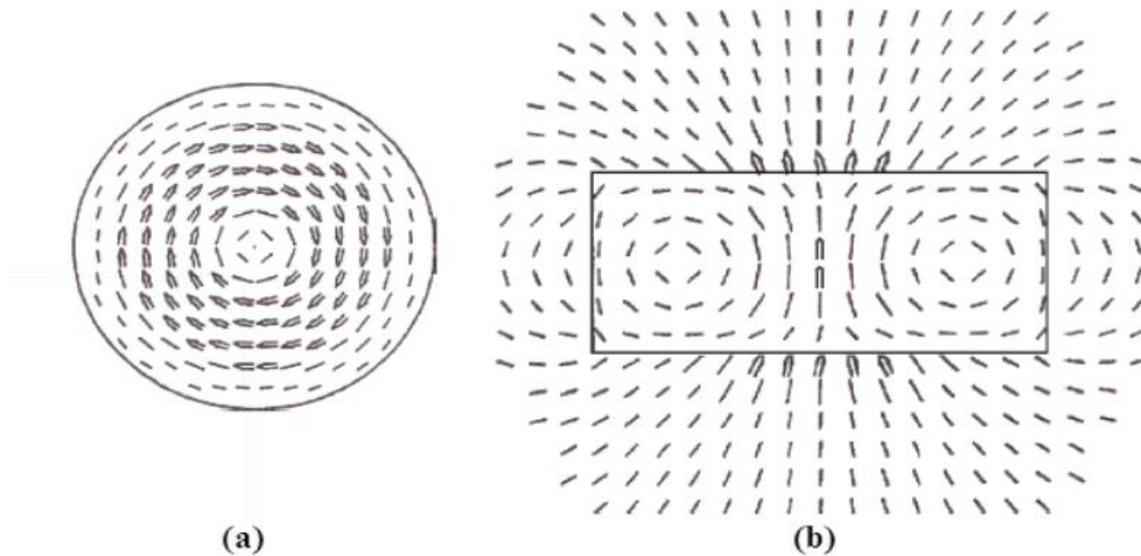


Figure 2. 6 : Cartes de champ du mode $TM_{01\delta}$:

(a) Distribution du champ magnétique dans le plan équatorial

(b) Distribution du champ électrique dans le plan méridien.

2.9.3 Mode $HEM_{11\delta}$

La répartition du champ électrique dans le plan méridien à $\varphi = 0^\circ$ présente une symétrie impaire par rapport au plan équatorial. Ainsi, la carte du champ électrique est représentée dans le plan parallèle à l'axe équatorial, près de la face inférieure du RD. Le champ électrique atteint sa valeur maximale dans le plan méridien à $\varphi = 0^\circ$. En ce qui concerne le champ magnétique, il est maximal dans le plan méridien à $\varphi = 90^\circ$. Les cartes de champ du mode hybride $HEM_{11\delta}$ sont présentées sur (les figures 2.7 et 2.8) [26].

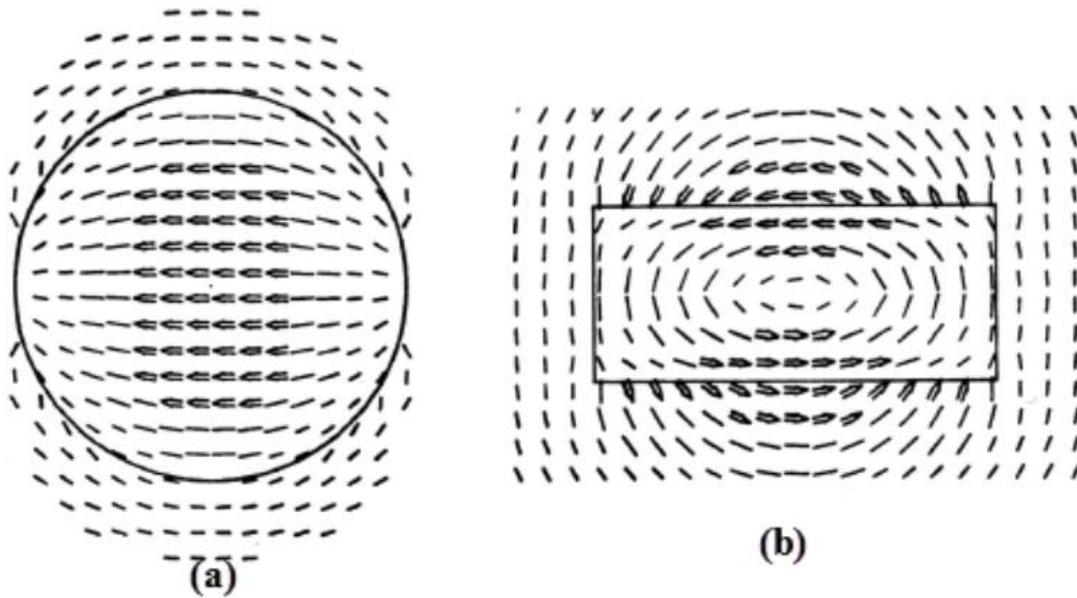


Figure 2. 7 : Cartes de champ du mode $HEM_{11\delta}$:

- (a) Distribution du champ électrique dans un plan parallèle au plan équatorial.
 (b) Distribution du champ électrique dans le plan méridien ($\varphi = 0^\circ$).

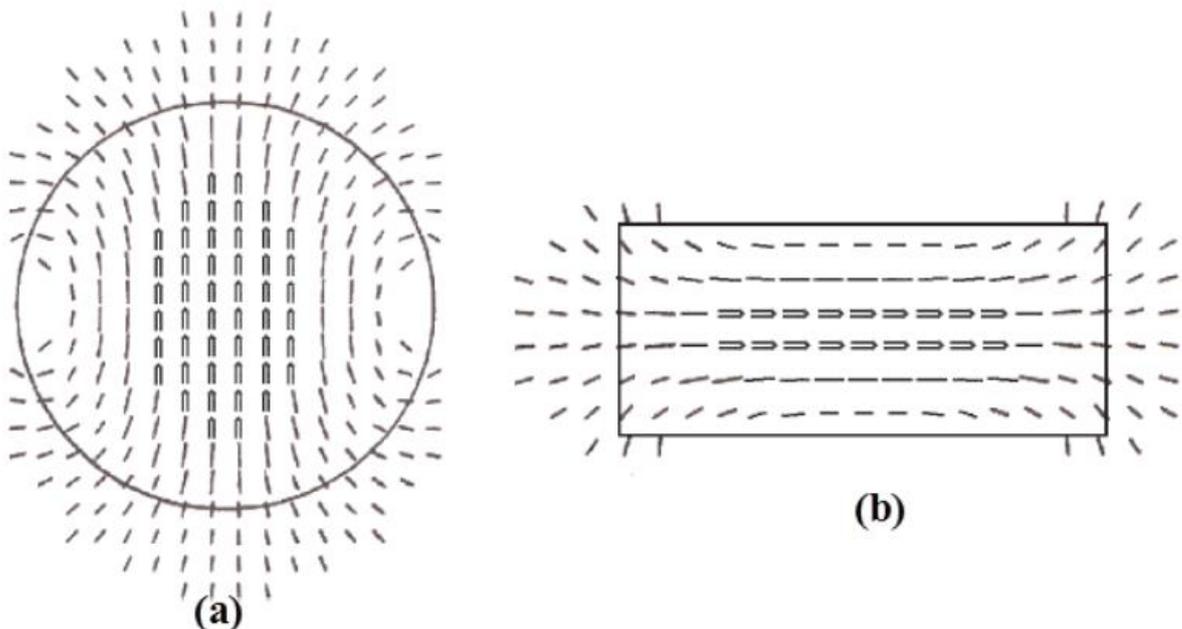


Figure 2. 8: Cartes de champ du mode $HEM_{11\delta}$.

- (a) distribution du champ magnétique dans le plan équatorial.
 (b) Distribution du champ électrique dans le plan méridien ($\varphi = 90^\circ$).

2.10 Fréquence de résonance

Il existe des formules analytiques qui permettent de déterminer de manière approximative les fréquences de résonance des résonateurs diélectriques isolés. Ces relations ont été

obtenues à partir de résultats numériques utilisant différentes méthodes et dépendent des paramètres physiques des résonateurs.

Les champs présentent une symétrie de révolution, ce qui signifie qu'ils ne dépendent pas de l'angle azimutal. Le plan horizontal $z=0$ est considéré comme un mur électrique parfait, tandis que toutes les autres surfaces sont considérées comme des murs magnétiques parfaits

$E \cdot \eta = 0$ Cette relation entre les nombres d'ondes permet de caractériser les champs [26-27].

$$K_0^2 = K_x^2 + K_y^2 + K_z^2 \quad (2.2)$$

Où K_0 représente le nombre d'onde tel μ_r que :

$$K_0 = \frac{\omega_0}{v} = \frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}{c} \quad (2.3)$$

- K_x, K_y, K_z sont les nombres d'ondes dans les directions x, y et z.

2.10.1 Mode TE_{01δ}

La fréquence de résonance f_0 du mode TE_{01δ} (ou EH) d'un résonateur cylindrique est donnée par l'expression suivante [26-27]:

$$\begin{aligned} f_{mnp} &= \frac{c}{2\pi \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \sqrt{(X_{np})^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2H}\right)^2} \\ &= \frac{c}{2R\pi \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \sqrt{(X_{np})^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi R}{2H}\right)^2} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Où $c = 3 \times 10^8$ m/s représente la vitesse de la lumière dans le vide

X_{np} représente le $p^{\text{ième}}$ zéro de la fonction de Bessel d'ordre n.

- R : rayon du cylindre
- H : hauteur du cylindre
- ϵ_r : permittivité relative du diélectrique

2.10.2 Mode TM_{01δ}

Pour le mode TM_{01δ} (ou HE) la fréquence de résonance est donnée par l'expression suivante [24-25] :

$$\begin{aligned}
 f_{mnp} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X_{mp}}{R}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2H}\right)^2} \\
 &= \frac{c}{2R\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{(X_{mp})^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi R}{2H}\right)^2}
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

X_{mp} Représente le $p^{\text{ième}}$ zéro de la fonction de Bessel d'ordre n .

2.10.3 Mode HEM₁₁₀

En ce qui concerne ce mode, sa fréquence de résonance f_0 est donnée par la formule approchée [24-25]

$$f_0 = \frac{c}{2\pi R\sqrt{\epsilon_r+1}} \left[0.27 + 0.36 \left(\frac{R}{H}\right) - 0.02 \left(\frac{R}{H}\right)^2 \right]
 \tag{2.6}$$

Ces formules approchées donnent la fréquence de résonance avec la précision de l'ordre de 2 % par rapport aux méthodes numériques basées sur une modélisation exacte et sur des résultats expérimentaux.

2.11 Avantages et inconvénients des antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD)

2.11.1 Avantages

- Largeur de bande : Les antennes DRA offrent une largeur de bande relativement large par rapport à d'autres types d'antennes. Cela signifie qu'elles peuvent être utilisées pour prendre en charge plusieurs fréquences ou différents canaux de communication.
- Faible perte d'insertion : Les antennes DRA ont une faible perte d'insertion, ce qui signifie qu'elles ont une efficacité élevée lors de la transmission ou de la réception des signaux.
- Directivité élevée : Les antennes DRA peuvent être conçues pour avoir une directivité élevée, ce qui permet de concentrer le faisceau radioélectrique dans une direction spécifique. Cela peut être bénéfique pour les communications à longue distance ou pour éviter les interférences indésirables.
- Faible profil : Les antennes DRA ont généralement un profil bas, ce qui les rend discrètes et faciles à intégrer dans différents dispositifs ou systèmes.
- Stabilité thermique : Les antennes DRA sont souvent fabriquées à partir de matériaux diélectriques de haute qualité, ce qui leur confère une bonne stabilité thermique. Elles

peuvent fonctionner dans des environnements à température élevée sans subir de dégradation significative des performances. [28]

2.11.2 Inconvénients

- Complexité de conception : La conception des antennes DRA peut être complexe et exigeante en termes de calculs et de simulations électromagnétiques. La forme, les dimensions et les propriétés diélectriques du matériau doivent être soigneusement optimisées pour obtenir de bonnes performances.
- Sensibilité à la polarisation : Les antennes DRA peuvent être sensibles à la polarisation des signaux. Cela signifie qu'elles peuvent avoir une réponse différente selon que le signal est polarisé verticalement, horizontalement ou circulairement. Il est donc important de prendre en compte cette sensibilité lors de la conception et de l'installation.
- Bande étroite dans certaines configurations : Bien que les antennes DRA offrent généralement une largeur de bande importante, certaines configurations spécifiques peuvent présenter une bande étroite. Cela peut limiter leur utilisation dans certaines applications où une largeur de bande plus large est requise [29].

2.12 Etude comparative entre les antennes DRA et les antennes planaire

2.12.1 Antenne planaire (patch)

Le concept d'antennes patch est apparu dans les années 50, mais le véritable développement ne s'est fait que dans les années 70. Les antennes imprimées ou micro ruban, ou « patch » en anglais sont des éléments rayonnants planaires. Elle présente l'avantage du faible poids sur certaines antennes décrites précédemment. L'antenne est réalisée par gravure d'un circuit imprimé. De par leur technologie de fabrication, ceux-ci peuvent être intégrés au plus près des circuits électroniques en occupant un volume réduit et se conformant à différents types de surface. Leur principal avantage réside dans leur faible coût de fabrication, Antennes multi bandes, multi polarisations possibles [5-30]. Les antennes patch sont utilisées dans de nombreuses applications à partir des bandes VHF.

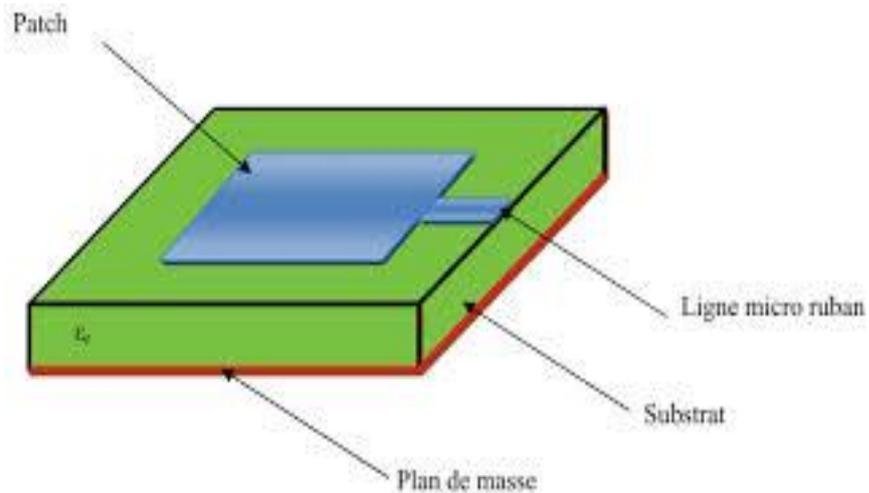


Figure 2.9 : Schéma d'antenne patch.

Comme chaque antenne a des avantages, elle présente également des inconvénients. Parmi les inconvénients principaux d'antenne planaire :

- Bande passante souvent étroite.
- Supportent uniquement des faibles puissances.
- Rendement limité de surface.
- Risque de rayonnement parasite dû aux jonctions avec l'alimentation. [31]

2.12.2 Conception et comparaison

Dans cette partie, on va présenter une étude comparative entre deux types d'antennes (antenne patch et antenne résonateur diélectrique). La comparaison est établie pour des antennes opérantes autour de **5 GHz**.

2.12.2.1 DRA

DRA de résonateur isolant en forme de cylindre (CDRA), (le tableau 2.1) représente le critère de cette antenne, qui émet des ondes électromagnétiques lorsqu'il est excité. Dans la gamme 5GHz, comme montre (la figuier 2.10).

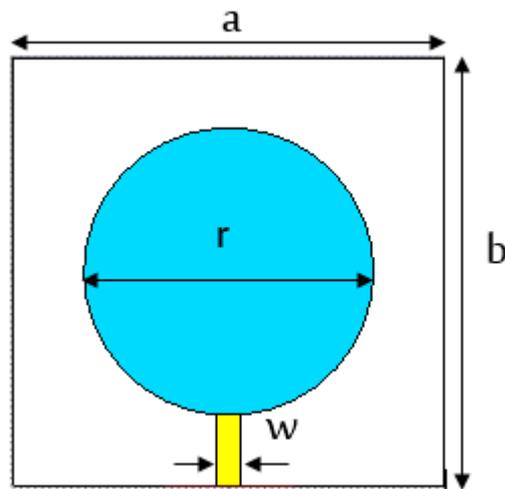


Figure 2.10 : antenne DRA à réaliser en CST.

Tableau2.1 : représente le critère d'antenne D.

DRA dimensions	Nom	Valeur <i>mm</i>
Largeur d'antenne	<i>a</i>	60
Longueur d'antenne	<i>b</i>	60
Largeur de DRA	<i>r</i>	40
Hauteur de DRA	<i>d</i>	12
Hauteur de plan de masse	<i>t</i>	0.035
Hauteur de substrat	<i>h</i>	1.45
Largeur de ligne micro-ruban	<i>w</i>	3.31
Port	<i>K</i>	5

2.12.2.2 PATCH

On réalise Une antenne patch sous la forme rectangulaire (la figure2.12), (le tableau 2.2) représente le critère de cette antenne.

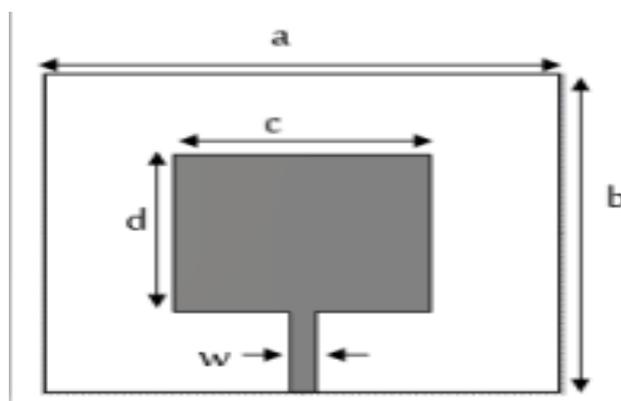


Figure patch à réaliser en CST 2.12 : antenne.

Tableau 2.2 : représente le critère d'antenne patch.

Patch dimensions	Nom	Valeur mm
Largeur d'antenne	a	63
Longueur d'antenne	b	53
Largeur de patch	c	31.5
Longueur de patch	d	26
Hauteur plan de masse	t	0.035
Hauteur de substrat	h	1.45
Largeur de ligne micro- ruban	w	3.31
Port	K	5

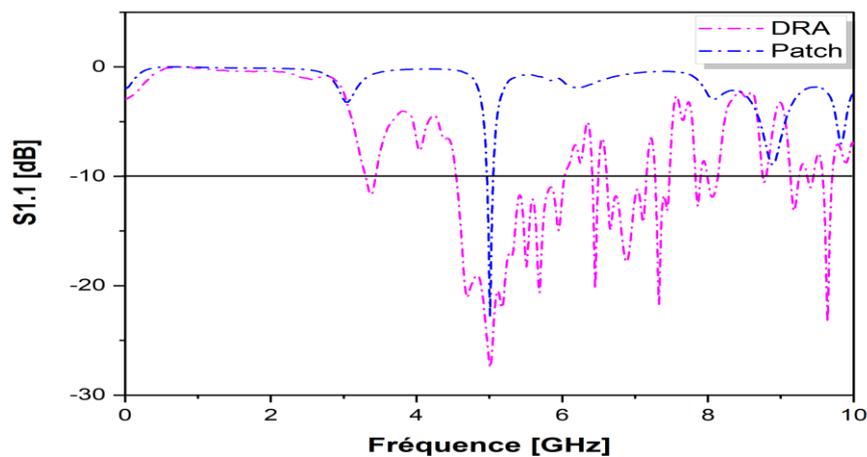


Figure 2.13 : Coefficient de réflexion et bande passante d'antenne à résonateur diélectrique et patch.

- Le tableau ci- dessous représente le résumé des performances de chaque type d'antenne

Tableau 2.3 : représente les performances de chaque type d'antenne.

Paramètre	Patch	CDRA
VSWR	1.21	1.09
Linear valeur de gain	4.97	3.64
Largeur de lobe	53.2 deg	84.8 deg
Largeur de bande	0.07 GHz	1.48 GHz
Efficacité	94.69%	96.27%

D'après les résultats du (tableau II.3), on constate que l'antenne à résonateur diélectrique (CDRA), offre des meilleures performances en termes de, bande passante et efficacité de rayonnement. Par contre l'antenne patch est la plus directive.

Après avoir comparé Antenne Patch avec le diélectrique résonateur antenne, nous avons obtenu une antenne DRA qui couvrait les défauts d'Antenne Patch de la largeur de fréquence au coefficient de réflexion et ainsi de suite, ce qui joue un rôle important dans le développement de télécommunication.

2.13 Conclusion

Nous pouvons conclure que les antennes à résonateur diélectrique (DRA) jouent un rôle important dans le domaine des communications, et dans ce chapitre, vous avez été introduit aux formes les plus importantes de ces antennes. Vous avez également appris les méthodes d'élargissement de la bande passante et d'augmentation du gain. Enfin, nous avons comparé cette antenne avec les antennes planaire.

Chapitre 3 :

Résultat et discussion

3.1 Introduction

Notre objectif dans ce chapitre est de concevoir une étiquette RFID passive fonctionnant dans la bande UHF. L'antenne de cette étiquette est conçue avec des résonateurs diélectriques pour fonctionner à 915 MHz. La conception se base sur l'étude paramétrique de l'antenne pour réaliser l'adaptation de cette antenne avec celle de la puce. L'adaptation consiste à concevoir l'antenne de telle sorte que l'impédance de l'antenne soit égale au conjugué de l'impédance d'entrée de la puce à 915 MHz.

L'étude paramétrique se base elle-même sur l'utilisation du balayage des paramètres (parametr sweep) pour déterminer les balayages des paramètres optimaux qui donnent la meilleure adaptation.

3.2 La méthodologie de conception d'une antenne à diélectrique résonateur de tags RFID passive

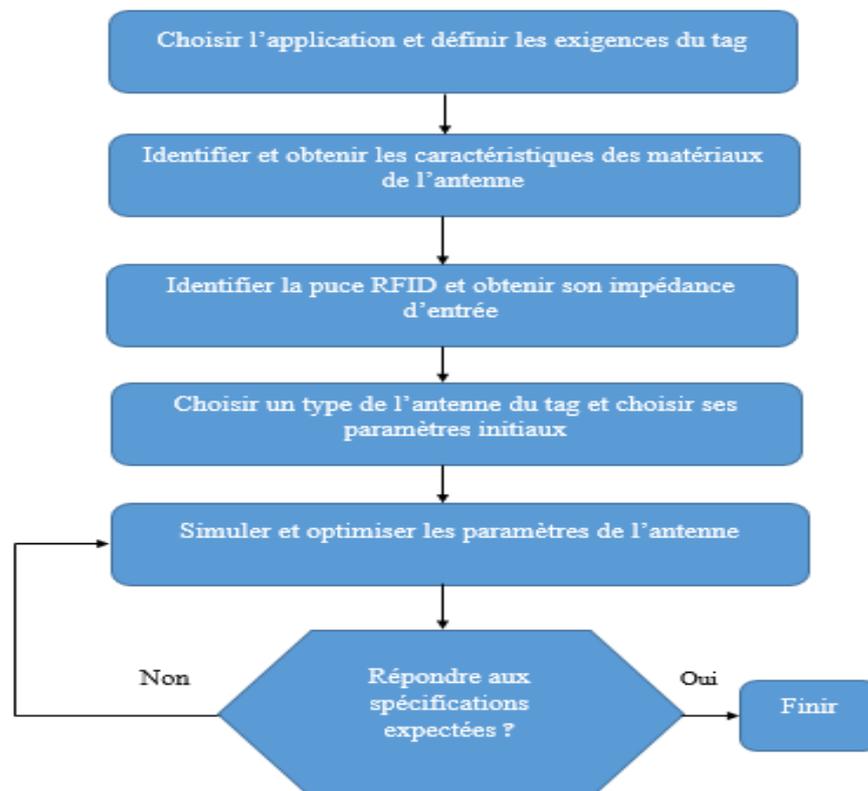


Figure 3.1 : Méthodologie de conception d'une antenne étiquette RFID passive à résonateur diélectrique.

La conception de l'antenne d'étiquette RFID UHF passive nécessite de mettre en œuvre une méthodologie de développement dont l'organigramme est présenté dans la figure 3.1.

La première étape de la conception de ces antennes consiste à sélectionner les applications RFID appropriées. Ensuite, les exigences et contraintes du système seront alignées avec celles de l'étiquette. Après cela, l'étiquette sera généralement conçue à l'aide d'un logiciel

de simulation électromagnétique 3D afin d'optimiser les performances telles que la distance de lecture, le gain et l'impédance de l'antenne.

Enfin, une fois la conception terminée, nous passons à la réalisation de prototypes d'antennes. Ensuite, nous mesurons le coefficient de réflexion (S_{11}) pour vérifier si la conception répond aux besoins de l'application. Si c'est le cas, le processus de conception est considéré comme réussi. Sinon, nous continuons à ajuster et à optimiser l'antenne jusqu'à ce que les exigences soient satisfaites [32].

3.3 Choix des matériaux

La permittivité diélectrique du substrat est l'un des paramètres les plus sensibles dans l'évaluation de l'antenne car la petite variation de la permittivité due à la température peut décaler la fréquence de résonance. Notons bien que les matériaux ayant une constante diélectrique plus faible permettent d'obtenir une bande passante plus large et par la suite on aura une antenne plus directive et plus efficace [6].

Les caractéristiques du matériau choisi dans notre conception sont les suivantes :

- **Substrat** : Roger RO4450F de permittivité relative $\epsilon_r = 3.52$, de tangente de perte $\tan\delta = 0.004$ et d'une épaisseur $h = 1.524$ mm.
- **Résonateur diélectrique** : Alumina 99.5% ayant une permittivité $\epsilon_r = 9.9$.

3.4 Conception d'une antenne à base du résonateur cylindrique

L'antenne représentée dans la figure 3.2, est composée de quatre diélectriques résonateurs en forme de cylindre, avec une distance c entre leurs centres, déposée sur un substrat d'une taille $L \times L_s \times h$, les valeurs des dimensionnements sont présentées dans le tableau 3.1.

La fréquence de résonance désirée est de 915 MHz. Qui sera expliquée dans la section 3.4.1.

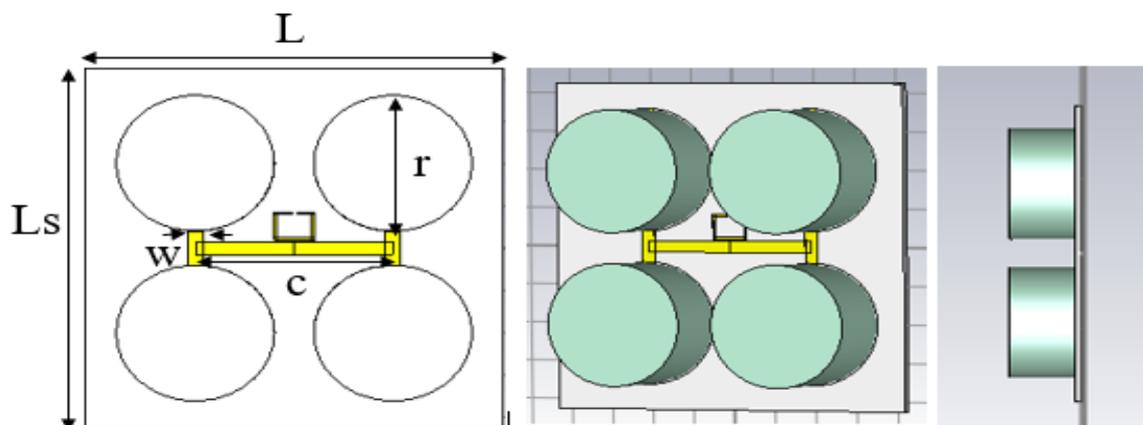


Figure 3.2 : Structure d'antenne cylindrique.

Table 3.1 : Dimension d'antenne.

Paramètre	Valeur <i>mm</i>
<i>L</i>	85
<i>Ls</i>	85
<i>r</i>	34
<i>d</i>	18
<i>c</i>	40
<i>h</i>	1.524
<i>t</i>	0.035
<i>w</i>	3

3.4.1 Adaptation d'impédance d'antenne

Pour adapter l'impédance d'antenne on ajoute une boucle avec couplage inductif [21].

Cette étape consiste à adapter l'impédance complexe de l'antenne pour avoir le conjugué de l'impédance de la puce choisie TI RI-UHF-Strap-08 avec $Z_p = 10 - j64 \Omega$ de sensibilité de lecture $P_{th} = -13 \text{ dBm}$ [36] à la fréquence 915 MHz.

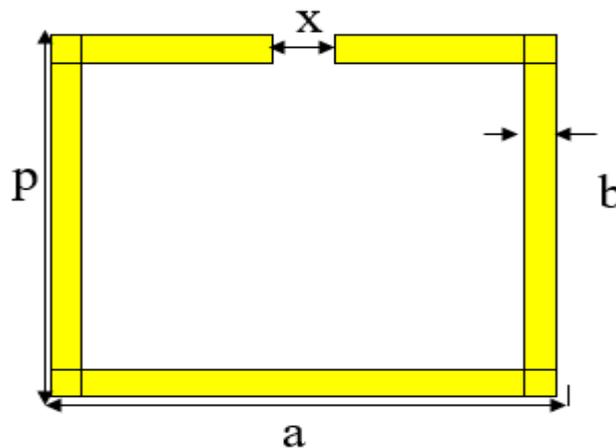


Figure 3.3 : Structure de boucle avec couplage inductif.

Tableau 3.2 : Dimension de boucle avec couplage inductif.

Paramètre	Valeur <i>mm</i>
<i>a</i>	7
<i>b</i>	0.3
<i>X</i>	1
<i>P</i>	6

Après simulation les résultats obtenus sont mentionnés dans les figures 3.4, 3.5 :

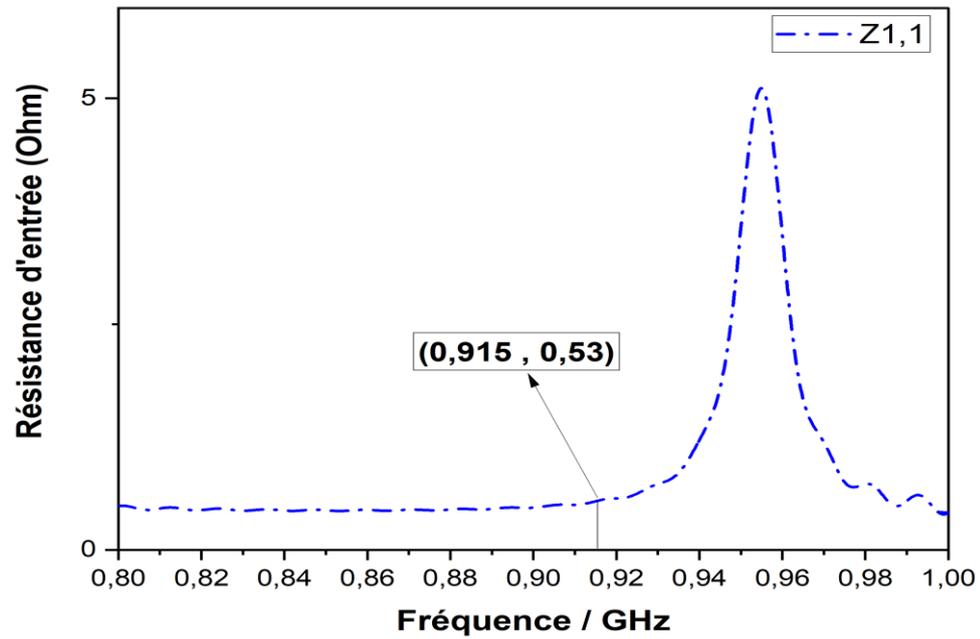


Figure 3.4 : Partie réelle de l'impédance d'entrée d'antenne cylindrique en fonction de la fréquence.

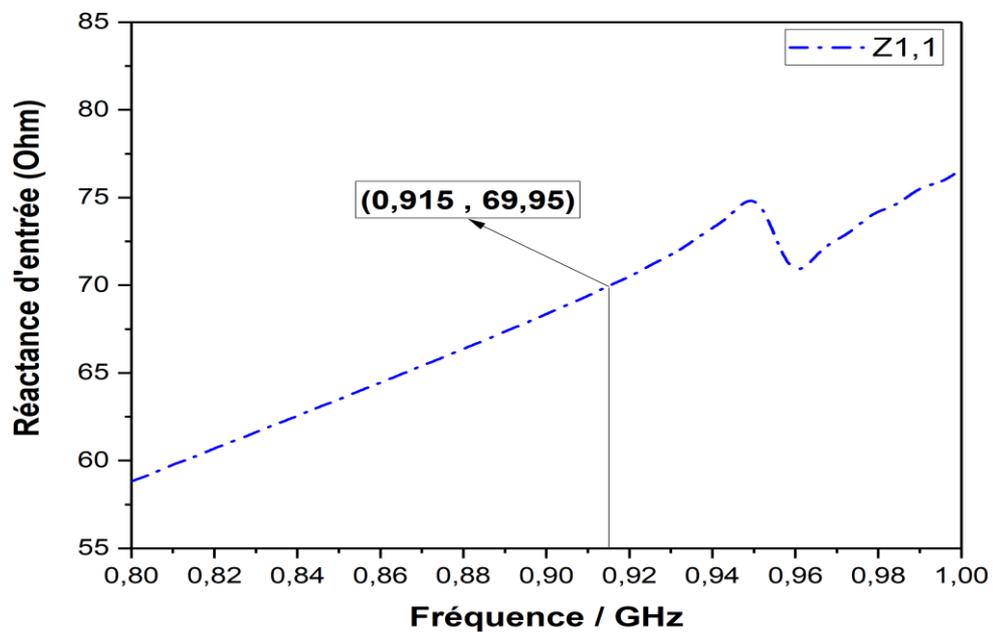


Figure 3.5 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'antenne cylindrique en fonction de la fréquence.

Nous remarquons que l'impédance d'entrée de cette antenne $Z_a = 1.69 + j73.99 \Omega$ est encore loin de conjugué de l'impédance de la puce $Z_p^* = 10 + j64 \Omega$.

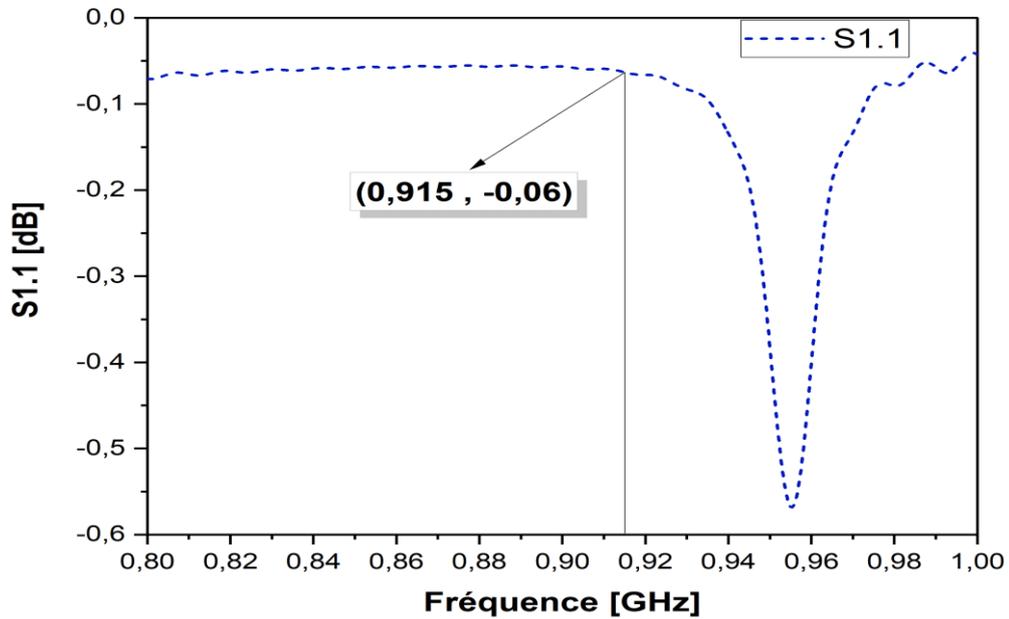


Figure 3.6 : Coefficient de réflexion d'antenne cylindrique en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient réflexion présent un pic négatif (autre de -0.06) à une fréquence proche de 915 MHz.

Nous avons modifié la forme de résonateur diélectrique tout en maintenant les mêmes dimensions de l'ancienne antenne cylindrique afin d'améliorer le coefficient de réflexion S11 et d'ajuster l'impédance d'entrée les cylindres ont été remplacés par des cuboïdes comme il est illustré par la figure 3.7. Les résultats sont illustrés dans les figures 3.8, 3.9 et 3.10.

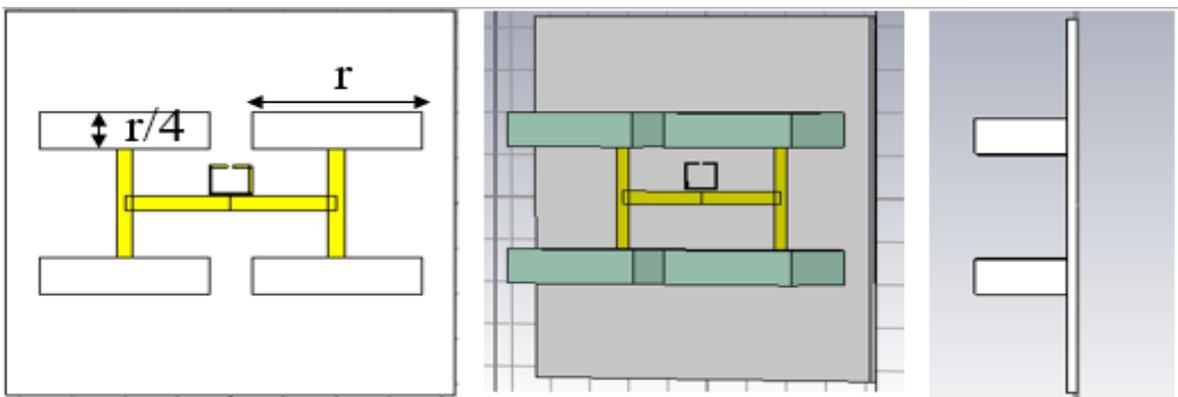


Figure 3.7 : Structure d'antenne cuboïde.

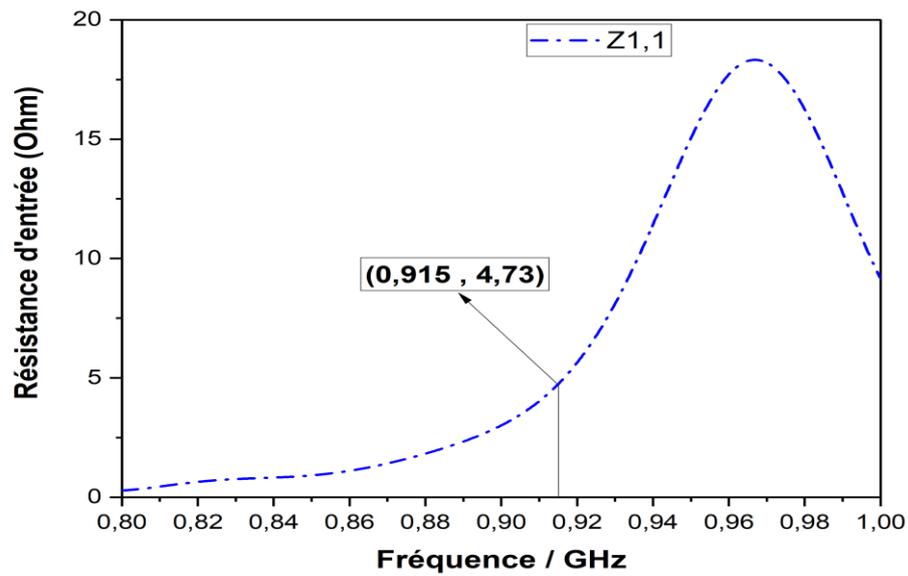


Figure 3.8 : Partie réelle de l'impédance d'entrée d'antenne cuboïde en fonction de la fréquence.

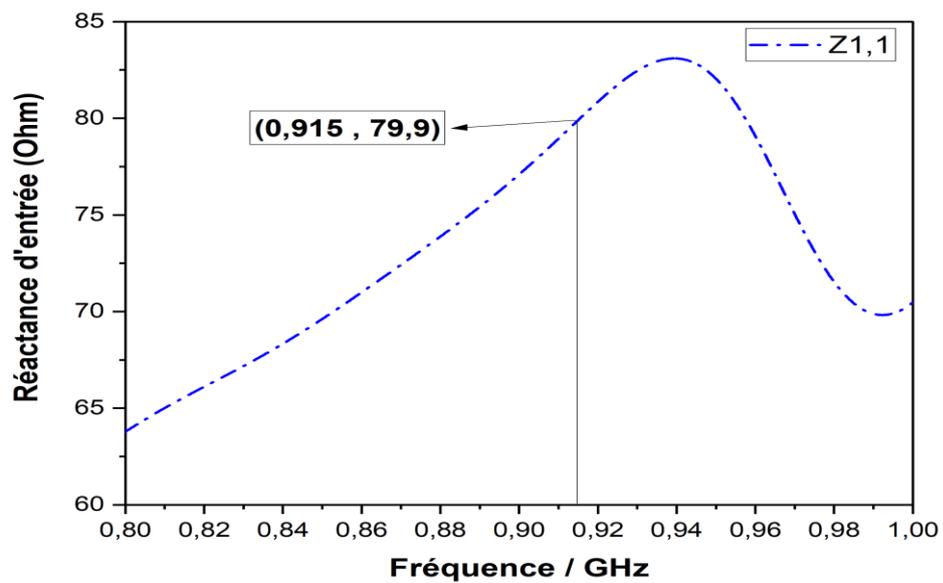


Figure 3.9 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'antenne cuboïde en fonction de la fréquence.

Nous remarquons que l'impédance d'entrée de cette antenne $Z_a = 4.73 + j79.90 \Omega$ est plus loin du conjugué de l'impédance de la puce $Z_p^* = 10 + j64 \Omega$.

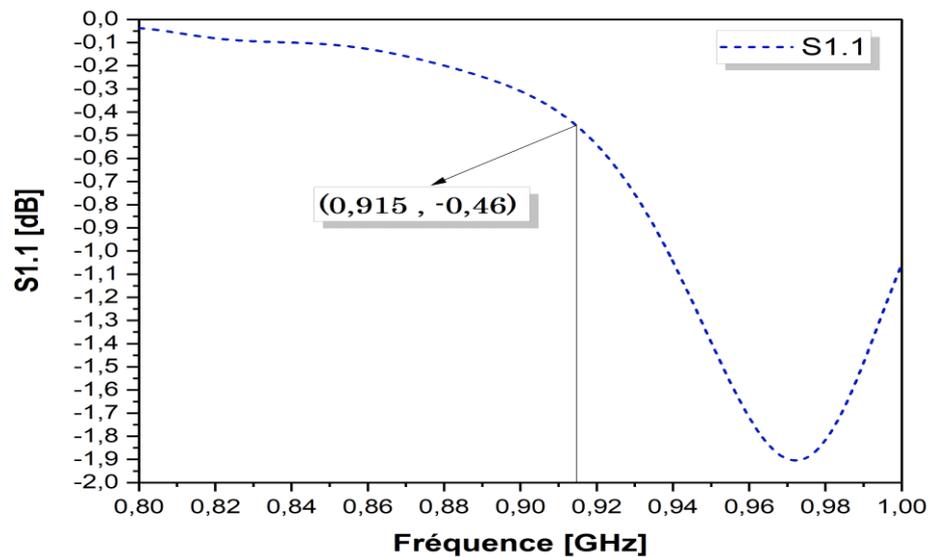


Figure 3.10 : Coefficient de réflexion d'antenne cuboïde en fonction de la fréquence.

Il est remarquable qu'il y a une amélioration du coefficient réflexion aux environs 915 MHz.

Après les études précédentes qui n'ont pas permis d'obtenir la fréquence de résonance et d'ajuster l'impédance d'entrée, nous avons maintenant combinés les deux formes précédentes tout en maintenant les mêmes dimensions rectangulaires et en réduisant de moitié le rayon du résonateur cylindrique. La nouvelle valeur du paramètre "Ls" est 75 mm, Ainsi, nous avons obtenu la forme illustrée dans la figure 3.11.

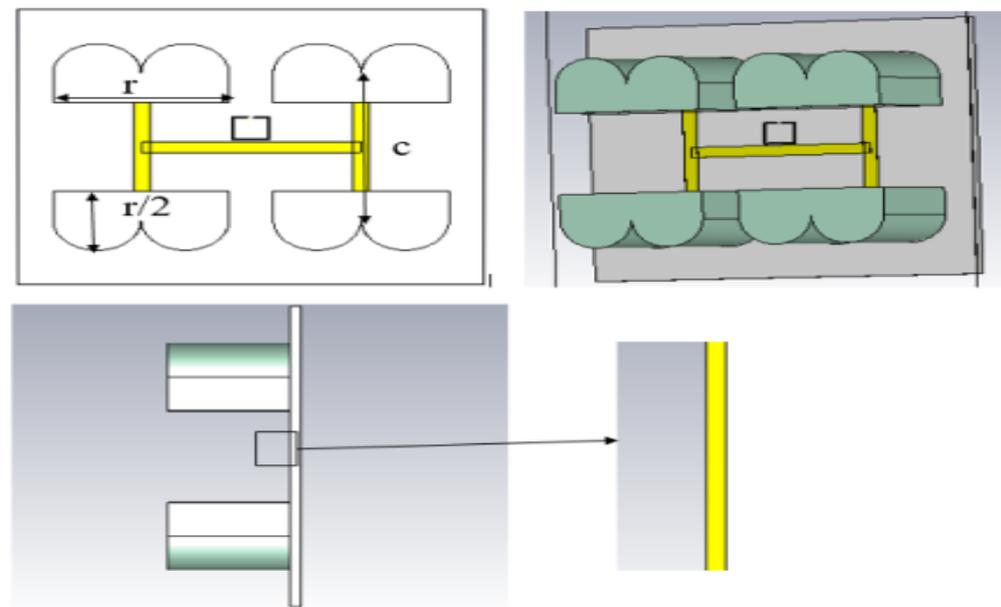


Figure 3.11 : Structure d'antenne en forme de lettre 'B'.

Les résultats obtenus sont mentionnés sur les figures 3.12, 3.13 et 3.14 :

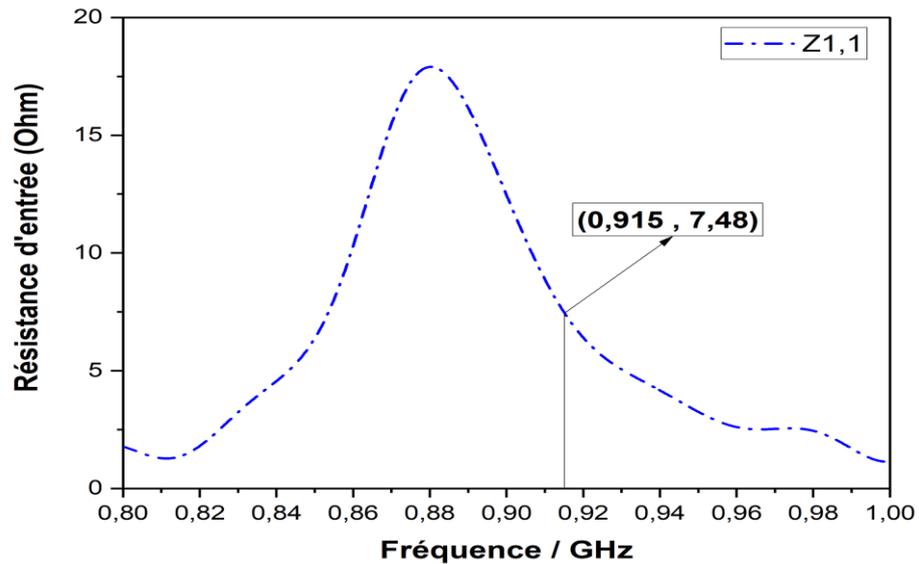


Figure 3.12 : Partie réelle de l'impédance d'entrée avant adaptation en fonction de la fréquence.

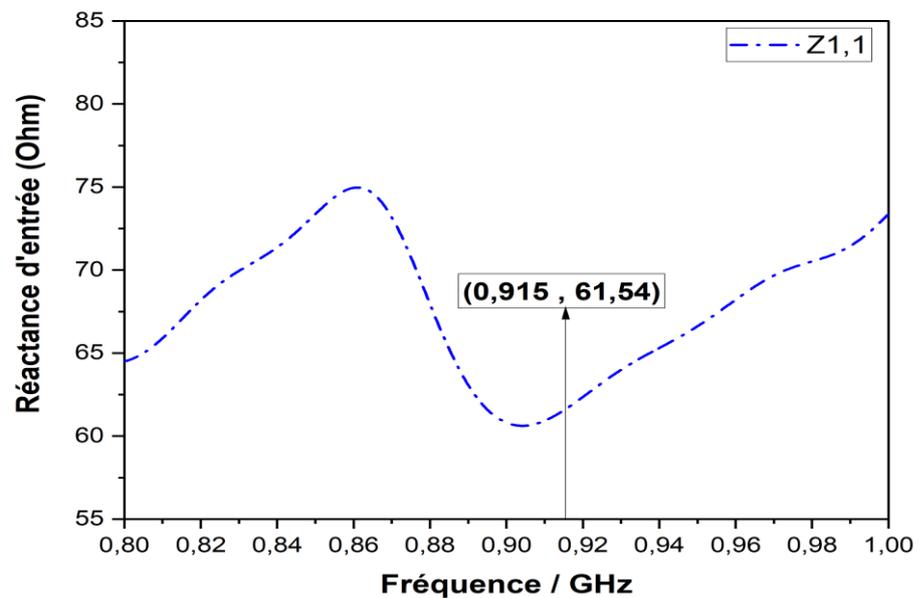


Figure 3.13 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée avant adaptation en fonction de la fréquence.

Nous remarquons que l'impédance d'entrée de cette antenne $Z_a = 7.76 + j57.36 \Omega$ est proche du conjugué de l'impédance de la puce $Z_p^* = 10 + j64 \Omega$, mais la valeur du coefficient de réflexion a relativement augmenté par rapport à celle de la figure 3.10.

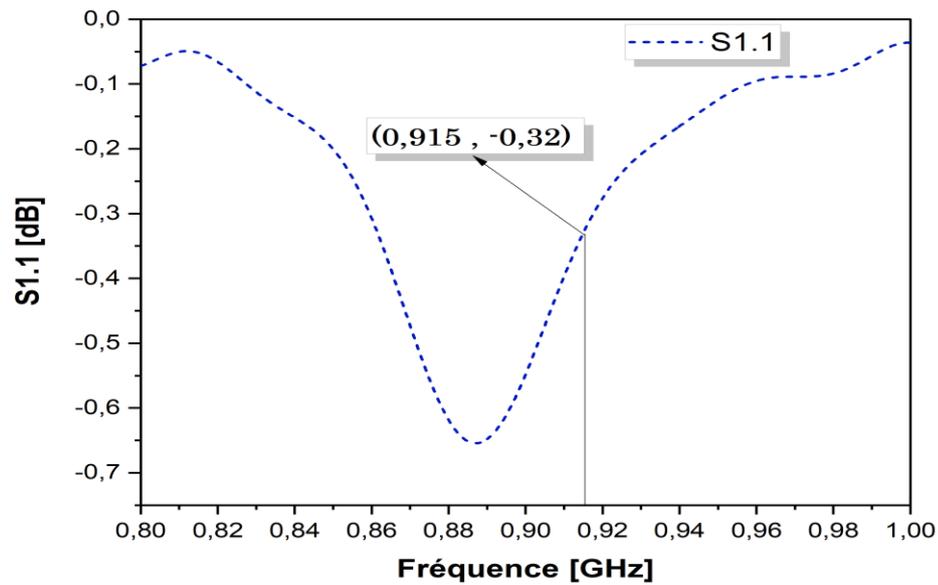


Figure 3.14 : Coefficient de réflexion avant adaptation en fonction de la fréquence.

Le tableau 3.3 résume les différentes valeurs de l'impédance, de coefficient de réflexion et du gain de chaque antenne :

Tableau 3.3 : Comparaison entre les trois antennes.

Antenne	Impédance d'entrée Ω	Coefficient de réflexion dB à 915 MHz	Gain dBi
Cylindre	$0.53 + j69.95$	-0.06	-19.95
Cuboïde	$4.73 + j79.9$	-0.46	-8.15
Cylindre + cuboïde	$7.48 + j61.54$	-0.32	-9.51

Il est clair que l'impédance de l'antenne $Z_a = 7.48 + j61.54 \Omega$, cylindre + cuboïde est la plus proche de le conjugué de l'impédance de la puce $Z_p^* = 10 + j64 \Omega$.

Pour améliorer les autres paramètres tels que : le coefficient de réflexion et le gain nous allons étudier paramétriquement les dimensions de notre antenne (Structure plus la boucle d'adaptation).

3.5 Etude paramétrique

Pour analyser l'effet des paramètres de la structure de l'antenne sur ses performances, nous avons effectué une étude paramétrique en variant les dimensions de l'antenne. L'objectif est d'étudier de comprendre l'influence de ces dimensions sur les performances de l'antenne et d'optimiser celles-ci pour obtenir les meilleur résultats. Les résultats de cette étude sont présentés dans les tableaux 3.4, 3.5, 3.6 et 3.7.

Chaque paramètre géométrique influe différemment sur l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne. Afin d'étudier cette influence, une analyse paramétrique a été réalisée en faisant varier : les paramètres "a" et "b" de la boucle avec couplage inductif, ainsi que la hauteur "d" et le rayon "r" du résonateur diélectrique.

Dans un premier temps, nous avons ajusté les paramètres "a" et "b" de la boucle va nous afin d'assurer une adaptation d'impédance entre l'antenne et la puce RFID. Cette étape permettre de garantir une transmission optimale de l'énergie entre les deux composants.

Dans un second temps, nous avons modifié la hauteur de diélectrique résonateur "d" et son diamètre "r" pour améliorer les performances de notre étiquette RFID, en particulier le gain qui a un impact direct sur la portée de lecture.

3.5.1 Influence du paramètre "a" sur l'adaptation de l'antenne

L'étude du paramètre "a" nous a permis d'obtenir des valeurs de l'impédance de l'antenne, ces valeurs sont représentées par les figures 3.15, 3.16 pour chaque valeur de "a".

Selon les résultats obtenus, on voit directement que lorsque le paramètre "a" augmente, l'impédance de l'antenne augmente (partie réelle et imaginaire). La valeur $a=8\text{mm}$ présente la meilleure valeur pour obtenir une impédance très proche de Z_p^* .

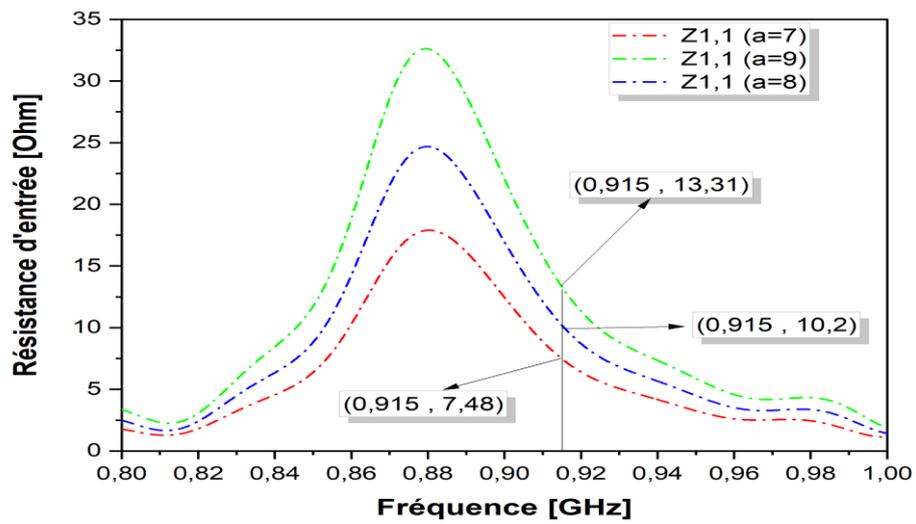


Figure 3.15 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "a".

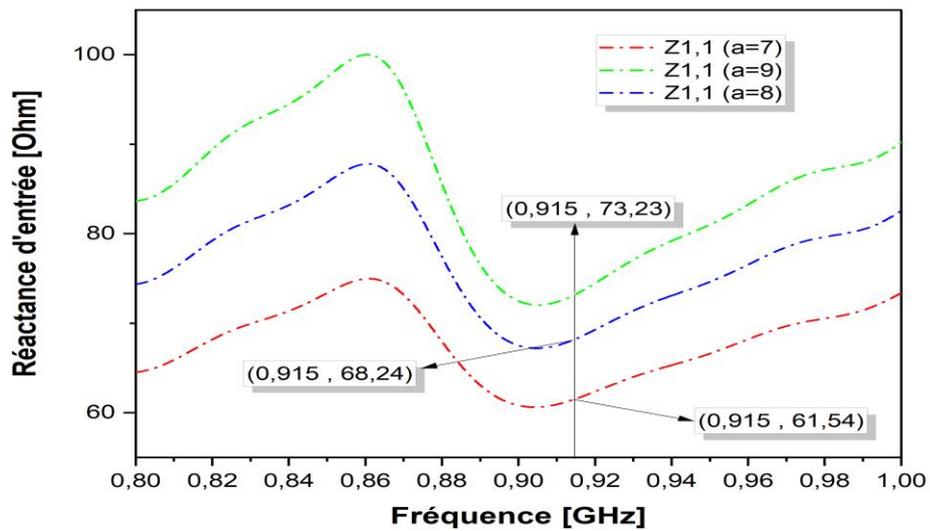


Figure 3.16 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "a".

Le tableau 3.4 résume les valeurs de l'impédance pour trois valeurs de "a".

Table 3.4 : Impédance de l'antenne pour différent valeur de "a" à 915 MHz.

Paramètre "a" mm	Impédance d'entrée Ω
7	$7.48 + j61.54$
8	$10.2 + j68.24$
9	$13.31 + j73.23$

3.5.2 Influence du paramètre "b" sur l'adaptation de l'antenne

L'étude du paramétrique "b" a permis d'obtenir des valeurs de l'impédance d'entrée de l'antenne. Les résultats sont représentés par les figures 3.17 et 3.18.

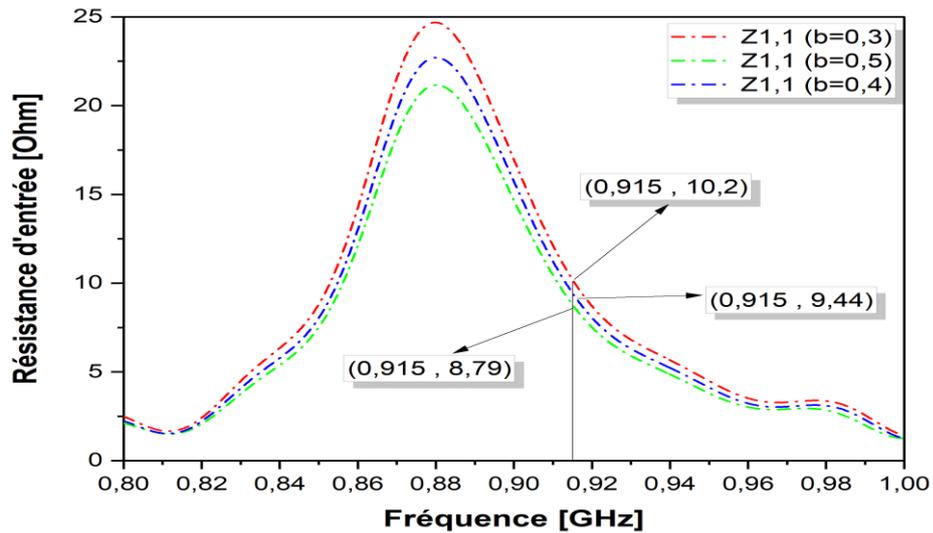


Figure 3.17 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "b".

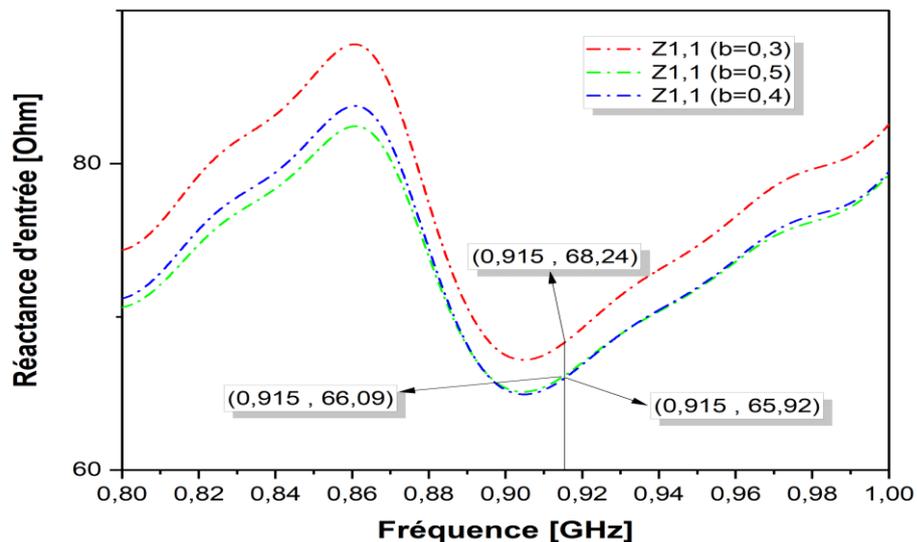


Figure 3.18 : partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre "b".

D'après les résultats obtenus, on remarque que la variation du paramètre "b" a une influence inverse sur partie réel de l'impédance. Mais la partie imaginaire présente une variation pour $b=0,4\text{mm}$.

Le tableau 3.5 résume les valeurs de l'impédance pour trois valeurs de "b" avec a=8mm.

Tableau 3.5 : Impédance de l'antenne pour différent valeur de "b" à 915 MHz.

Paramètre "b" mm	Impédance d'entrée Ω
0.3	$10.2 + j68.24$
0.4	$9.44 + j65.92$
0.5	$8.79 + j66.09$

3.5.3 Influence du paramètre "d" sur l'adaptation de l'antenne

Après avoir déterminé les paramètres optimaux de l'impédance d'entrée de l'antenne à la fréquence 915 MHz, nous avons intégré la puce dans l'antenne comme illustré dans la figure 3-19. La puce est modélisée par un élément de type discret « Lumped éléments ».

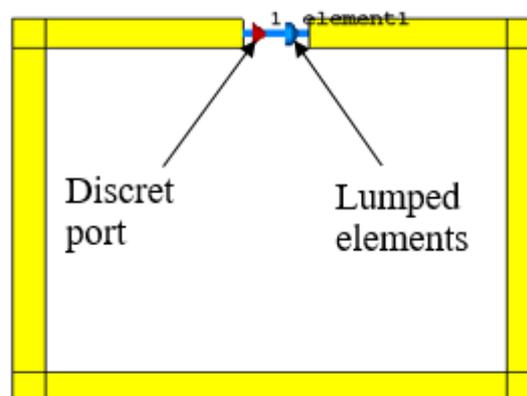


Figure 3.19 : Modélisation de la puce sur CST.

D'après les résultats obtenus, on remarque que la variation du paramètre "d" a une influence inverse sur l'impédance d'entrée, Plus la valeur de "d" augmente, plus la valeur de l'impédance d'entrée diminue.

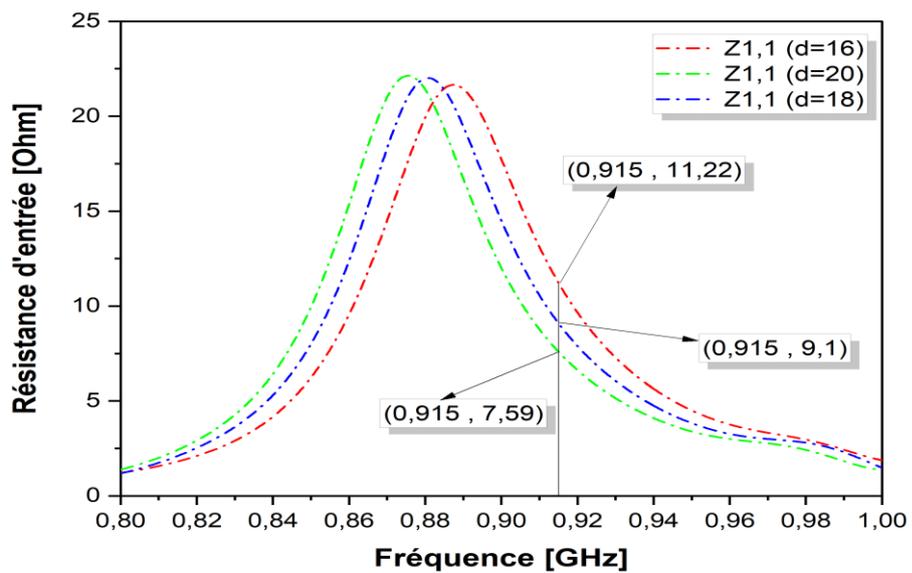


Figure 3.20 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "d".

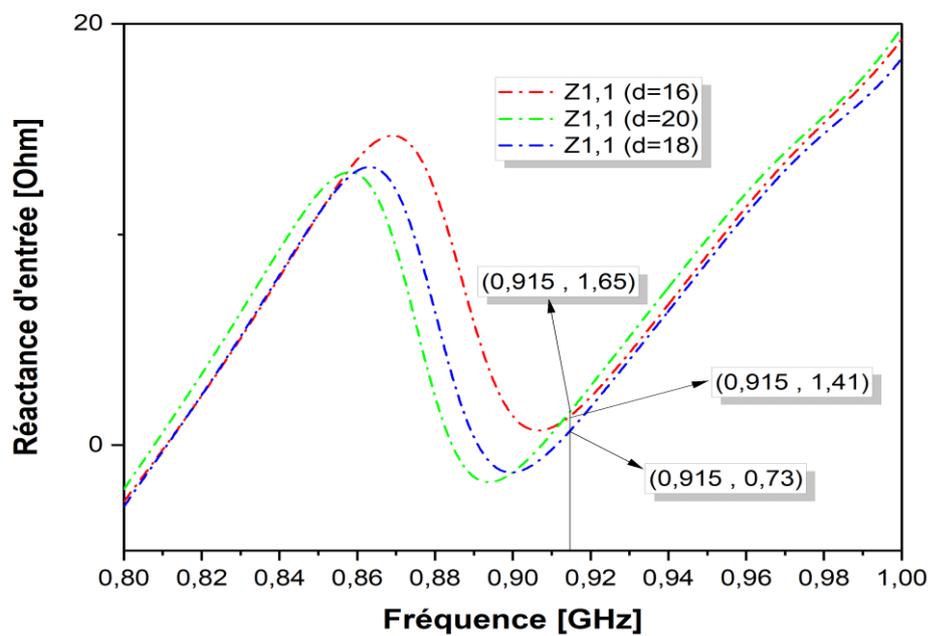


Figure 3.21 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction du de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre "d".

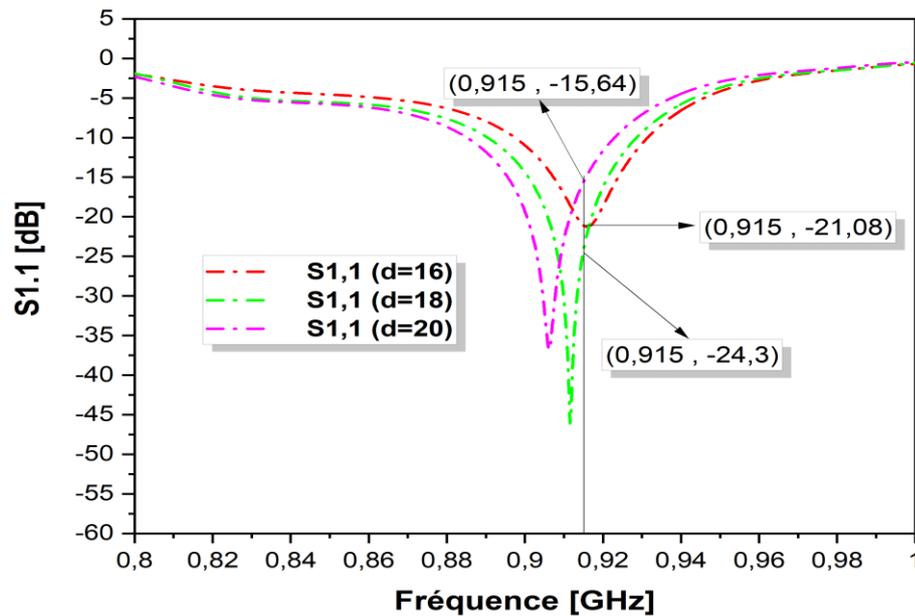


Figure 3.22 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "d". Selon les résultats obtenus en variant le paramètres "d" on remarque que il y a une relation inversé entre le paramètre "d" et le coefficient de réflexion Plus la valeur de "d" augmente, plus le coefficient de réflexion diminue l'antenne est mieux adaptée lorsque d= 18mm.

Le tableau 3.6 résume les valeurs de l'impédance, le coefficient de réflexion pour différentes valeur de "d" à 915 MHz.

Tableau 3.6 : Impédance d'entrée, coefficient de réflexion pour différentes valeur de "d" à 915 MHz.

Paramètre "d" <i>mm</i>	Impédance d'entrée Ω	Coefficient de réflexion dB
16	$11.22 + j1.41$	-21.08
18	$9.1 + j0.73$	-24.3
20	$7.59 + j1.65$	-15.64

3.5.3 Influence du paramètre "r" sur l'adaptation de l'antenne

Maintenant, nous allons voir l'influence du paramètre "r" sur l'adaptation de l'antenne avec le maintien des valeurs des paramètres précédents à leurs valeurs optimales.

Les résultats obtenus sont montrés par les figures 3.23, 3.24 et 3.25 :

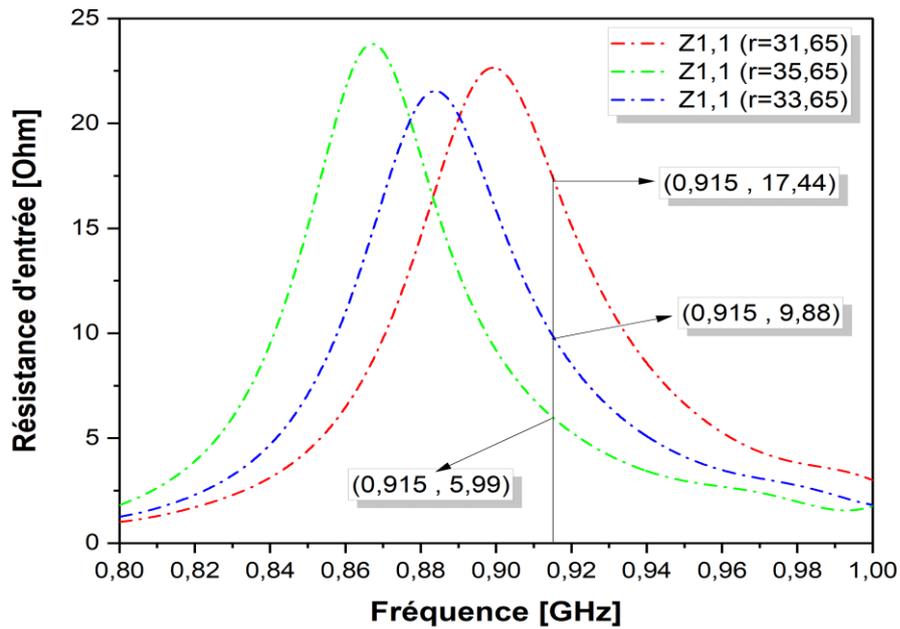


Figure 3.23 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "r".

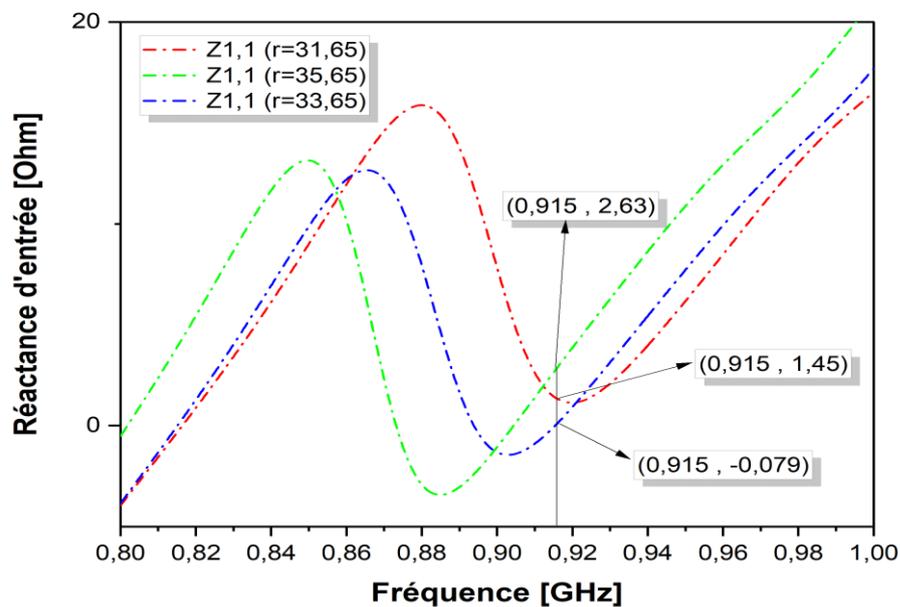


Figure 3.24 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "r".

On remarque que la variation du paramètre "r" a une influence inverse sur partie réelle de l'impédance d'entrée. Pour la partie imaginaire on remarque une inversion du seuls de variation pour $r = 33.65 \text{ mm}$, cette inversion nous a permis d'avoir $Z_a = 9.88 - j0.079\Omega$.

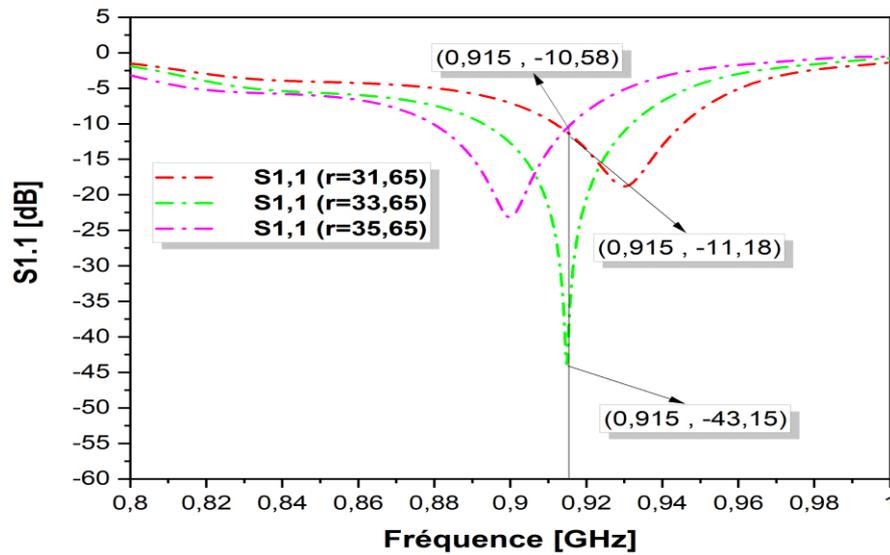


Figure 3.25 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents valeur du paramètre "r".

Le tableau 3.7 résume les valeurs d'impédance d'entrée d'antenne, coefficient de réflexion et de gain pour différentes valeurs de paramètre "r" à 915 MHz.

Tableau 3.7 : Impédance d'entrée, coefficient de réflexion et de gain pour différentes valeur du paramètre "r" à 915 MHz.

Paramètre "r" mm	Impédance d'entrée Ω	Coefficient de réflexion dB	Gain réalisé dBi
3165	$17.44 + j1.45$	-11.18	1.5
33.65	$9.88 - j0.079$	-43.15	1.77
35.65	$5.99 + j1.93$	-10.58	1.3

L'antenne proposée possède les paramètres "a", "b", "d" et "r" dont les valeurs optimisées sont représentées dans le tableau 3.8

Tableau 3.8 : Impédance d'entrée, coefficient de réflexion, VSWR, directivité, gain et rendement pour les valeurs optimales à 915 MHz.

Les Paramètres optimaux mm	Impédance d'entrée Ω	Coefficient			Gain réalisé dBi	Rendement
		de réflexion dB	VSWR	Directivité dBi		
$a = 8$ $b = 0.4$ $d = 18$ $r = 33.65$	$9.88 - j0.079$	-43.15	1.014	1.94	1.77	96%

Les résultats obtenus sont représentés par les figures 3.26, 3.27, 3.28, 3.29, 3.30, 3.31, et 3.32 :

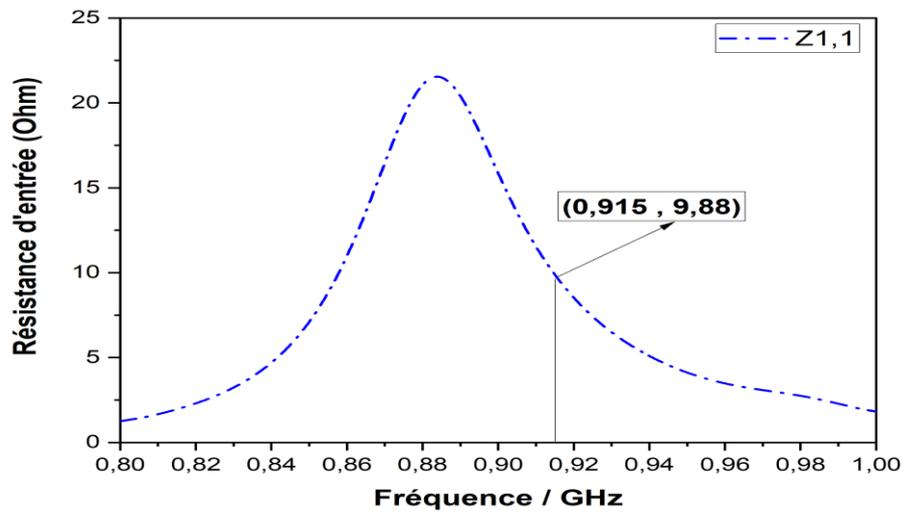


Figure 3.26 : Partie réelle de l'impédance d'entrée après adaptation en fonction de la fréquence.

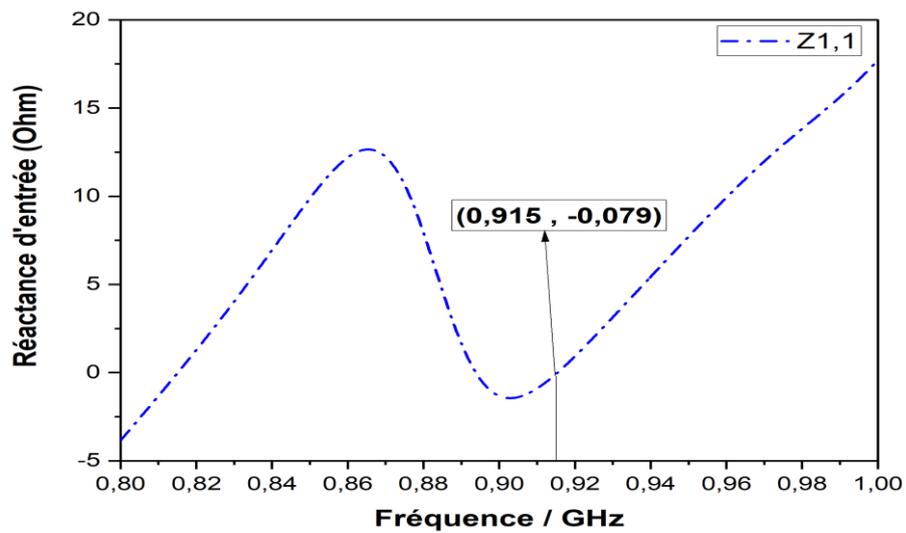


Figure 3.26 : Partie réelle de l'impédance d'entrée après adaptation en fonction de la fréquence.

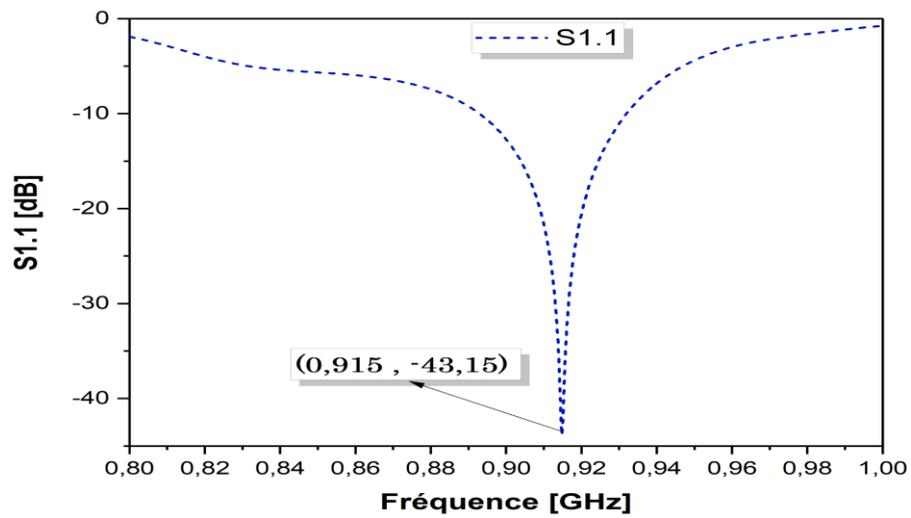


Figure 3.28 : Coefficient de réflexion après adaptation en fonction de la fréquence.

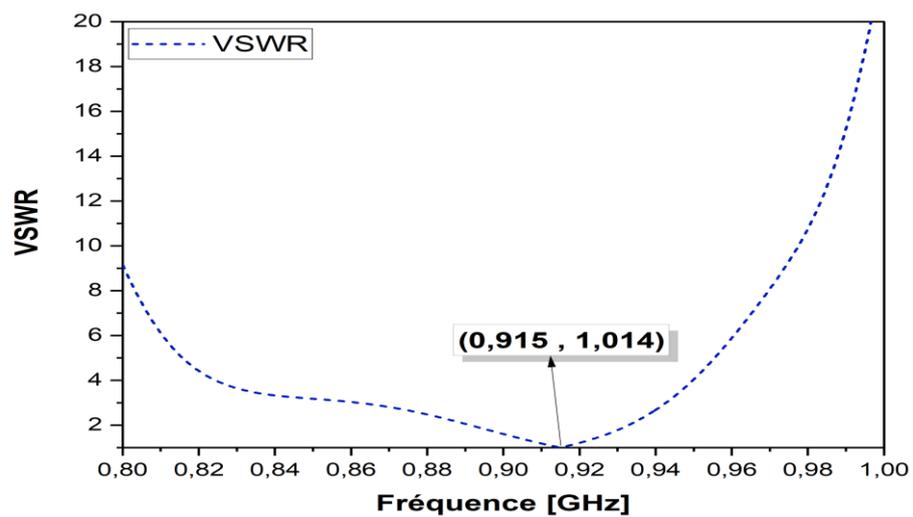


Figure 3.29 : VSWR en fonction de la fréquence.

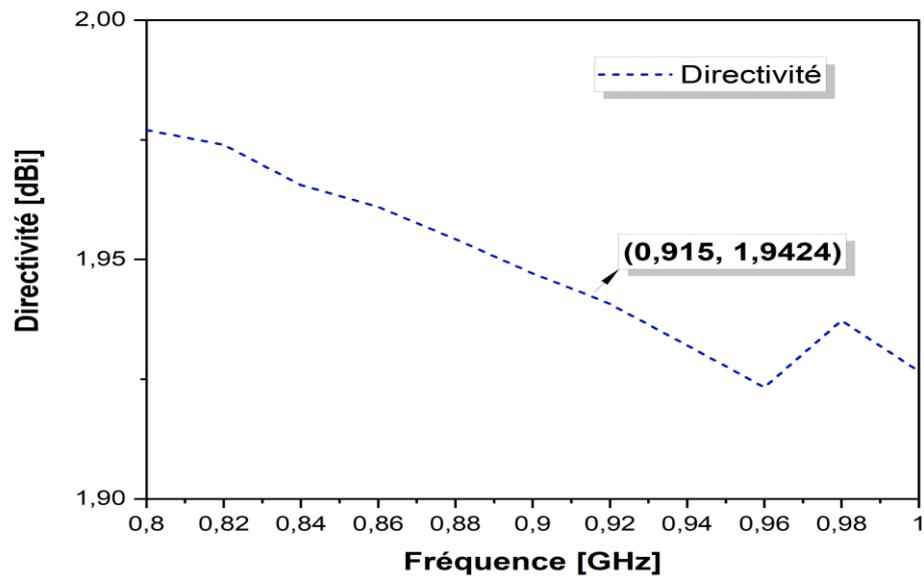


Figure 3.30 : Directivité en fonction de fréquence.

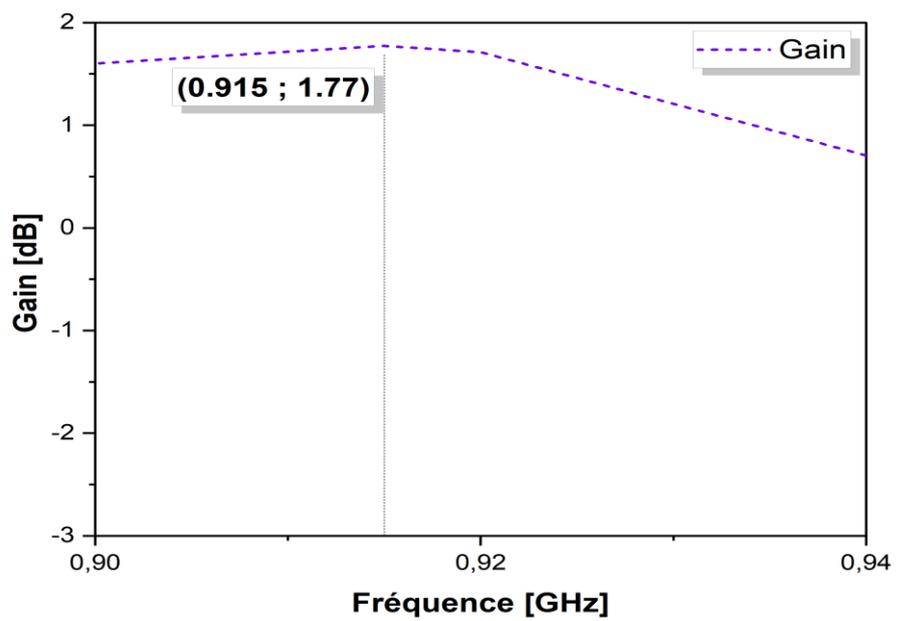


Figure 3.31 : Gain en fonction de fréquence.

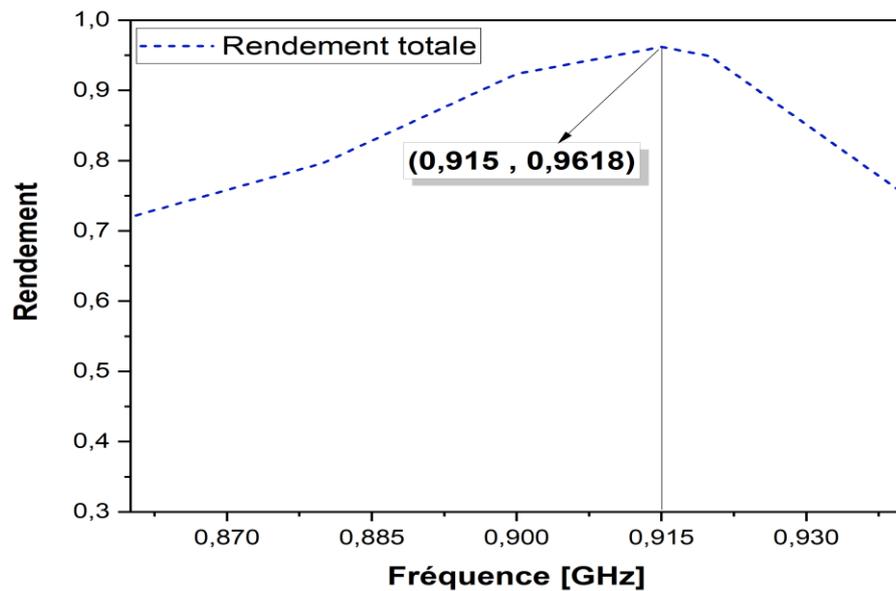


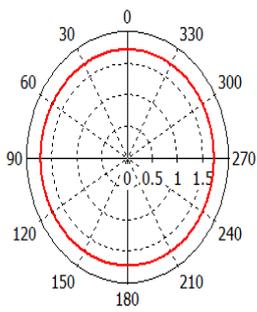
Figure 3.32 : Le rendement en fonction de fréquence.

La figure 3.3 représente un diagramme de rayonnement 2D :

- Omnidirectionnel dans le plan yz ($\phi = 90$) et le plan xz ($\theta = 0$) à la fréquence de résonance de 915 MHz, comme dans la figure 3.33 (a) et (d).
- bidirectionnel dans le plan xz ($\phi = 0$) et le plan yz ($\theta = 90$) à la fréquence de résonance de 915 MHz, comme dans la figure 3.33 (c) et (b).

Le gain maximal atteint par l'étiquette proposée est de 1.77 dB à 915 MHz, comme illustré à la figure 3.34.

Farfield Realized Gain Abs (Theta=0)



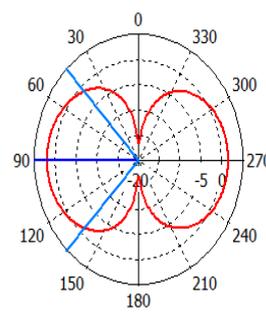
Phi / Degree vs. dB

(a)

— farfield (f=0.915) [1]

Frequency = 0.915
Main lobe magnitude = 1.71 dB

Farfield Realized Gain Abs (Theta=90)



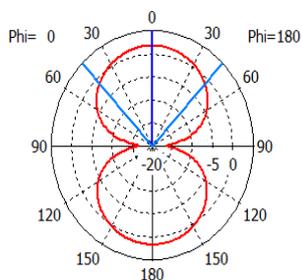
Phi / Degree vs. dB

(b)

— farfield (f=0.915) [1]

Frequency = 0.915
Main lobe magnitude = 1.76 dB
Main lobe direction = 90.0 deg.
Angular width (3 dB) = 92.9 deg.

Farfield Realized Gain Abs (Phi=0)



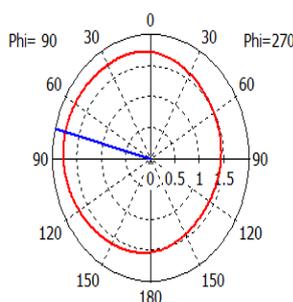
Theta / Degree vs. dB

(c)

— farfield (f=0.915) [1]

Frequency = 0.915
Main lobe magnitude = 1.71 dB
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 87.9 deg.

Farfield Realized Gain Abs (Phi=90)



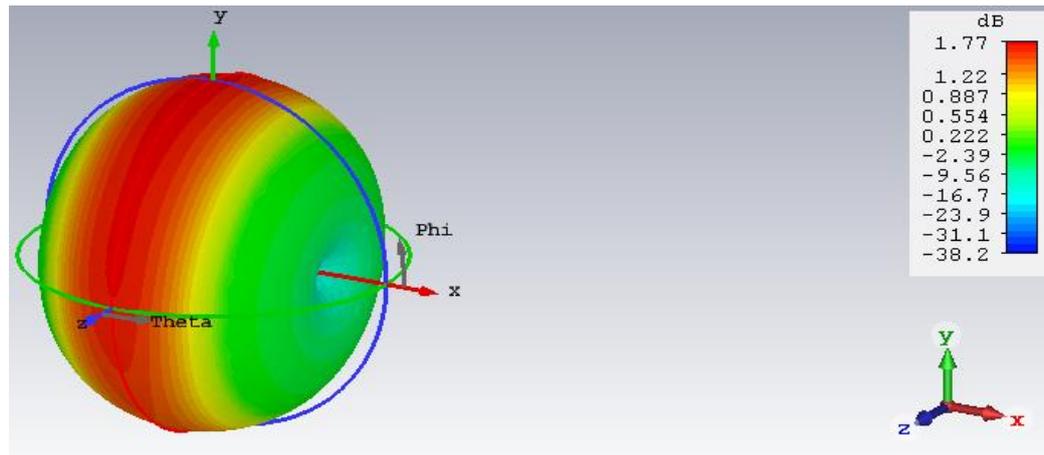
Theta / Degree vs. dB

(d)

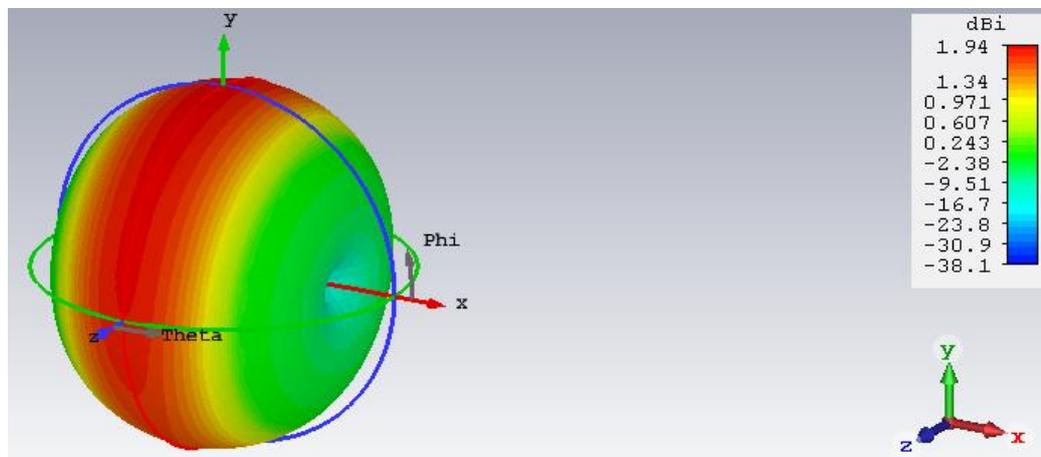
— farfield (f=0.915) [1]

Frequency = 0.915
Main lobe magnitude = 1.77 dB
Main lobe direction = 76.0 deg.

Figure 3.33 : Représentation polaire du diagramme de rayonnement (a) $\theta=0$, (b) $\theta=90$, (c) $\phi=0$, (d) $\phi=90$.



(a)



(b)

Figure 3.34 : Diagramme de rayonnement 3D (a) gain, (b) directivité.

La plage de lecture de simulation peut être calculée théoriquement en utilisant l'équation 1.8 et 3.10 d'espace libre de FRIIS.

$$\tau = 0.9906$$

D'après les calculs, notre distance atteinte 8.9942 mètres.

3.6 Comparaison des résultats

Une comparaison entre l'étiquette proposée avec certaines autres antennes conçues en termes de dimensions, de fréquence, de PIRE, de sensibilité, de gain et de plage de lecture est présentée dans le tableau 3.9.

Tableau 3.9 : Comparaison de l'antenne proposée avec d'autres travaux à 915 MHz.

Référence	Type d'antenne	Rendement	Dimensions (L×Ls×H) <i>mm³</i>	PIRE W	sensibilité	Gain dBi	Portée de lecture <i>m</i>
[33]	planaire	83%	50x70x1.6	4	-8	2.5	4.92
[34]	Planaire	81%	80x50x1.6	4	-10	2.35	5.5
[35]	planaire	90%	65x22x1.6	4	-8	1.96	4.36
Antenne Tag proposé	DRA	96%	85x75x19.524	4	-13	1.77	8.99

D'après le tableau 3.9, notre antenne un bon candidat enter de portée maximale avec une sensibilité relativement faible.

3.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter une conception d'antenne applications RFID adapté besoins spécifiques, nous sommes concentrés sur la conception d'une antenne étiquette RFID UHF passive à quatre résonateurs diélectriques en forme de lettre 'B', fonctionné à 915 MHz. Nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio. Notre antenne d'une taille $85 \times 75 \times 19,524 \text{ mm}^3$, a un gain de $1,77 \text{ dBi}$ et d'une portée de lecture de 8,99 m, qui sont comparables à ceux mentionnés dans le tableau 3.9.

Conclusion générale

Ce mémoire avait pour objectif de concevoir une antenne étiquette RFID passive dans la bande UHF en utilisant le logiciel de simulation CST Studio Suite. Cette approche nous a permis d'étudier en détail la technologie RFID de manière approfondie.

Au 1^{er} chapitre, dans la première partie, on a présenté les notions principales sur les paramètres fondamentaux des antennes et les Techniques de miniaturisation, et dans la deuxième partie à présenter les systèmes RFID qui sont composé d'un lecteur et un tag RFID est ces méthodes d'adaptation d'impédance des antennes de tags RFID UHF passifs.

Au 2^{ème} chapitre, présente l'antenne à résonateur diélectrique et la forme cylindrique, ces carte de champ et fréquence de résonance, en présenté les avantages et inconvénients de cette antenne.

Dans le troisième chapitre dédié à la conception de l'antenne de tag RFID, nous avons exposé notre méthodologie de conception. Nous avons commencé par DRA cylindrique, puis ajouté un cuboïde pour réduire la bande de fréquences sans augmenter la taille du DRA. Ensuite, nous avons adapté l'antenne en ajoutant un élément inducteur afin de compenser l'effet capacitif de l'impédance d'entrée de l'antenne, ce qui nous a permis d'obtenir l'impédance conjuguée de la puce à la fréquence donnée.

Nous avons évalué les performances de cette antenne en analysant le diagramme de rayonnement en polaire et 3D, le coefficient de réflexion, le gain et la distance de lecture théorique. D'après les résultats obtenus et la comparaison avec d'autres antennes, nous pouvons estimer que l'antenne conçue présente de bonnes performances et particulièrement la portée maximale.

PERSPECTIVES : Nous avons l'ambition d'améliorer notre antenne spécialement conçue pour les applications RFID UHF passives, en augmentant son gain, sa portée, sa directivité et en réduisant sa taille.

Bibliographie

- [1] Mohamed Ali Ziai and John C. Batchelor, Senior Member, "Temporary On-Skin Passive UHF RFID Transfer Tag," IEEE trans., VOL. 59, NO. 10, OCTOBER 2011.
- [2] Debasis Mitra, Dhruba Das, Swarup Das, S. R. Bhadra Chaudhuri, "Dual Band Metal Loaded Double-Segment Cylindrical DRA," Department of Electronics & Telecommunication Engineering, 2011.
- [3] BELMESSAOUD Djaouida, « ETUDE DE NOUVELLES ANTENNES PLANAIRES EN TENANT COMPTE DES SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCE », Doctorat, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, juin 2020.
- [4] Guerroui Mohammed, « Conception d'une nouvelle antenne pour une application GPR », thèse de doctorat, Université 8 Mai 1945 Guelma, 27 oct. 2022.
- [5] Ahmed BENOMAR, « Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. Application aux Réseaux de Télécommunications », Thèse en Cotutelle, l'Université de Tlemcen et Université de Limoges, 2015.
- [6] Hamid Chorfi, « conception d'un nouveau système d'antenne réseau conforme en onde millimétrique », mémoire présenté à l'université du québec à Chicoutimi comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, Université du québec en Abitibi-Témiscamingue, mai 2012.
- [7] Alexandre Boyer, « ANTENNES SUPPORT DE COURS ENONCE DE TRAVAUX DIRIGES », Institut nationale des sciences appliquées de Toulouse, oct. 2011.
- [8] Trong Dus Nguyen, « conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive », thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [9] Oumy DIOP, « Etude et Minimisation du Facteur de Qualité d'Antennes Miniatures conçues pour de Petits Objets Communicants », Thèse de doctorat, UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS, 27 Septembre 2013.
- [10] BOUSSAHA SOMIA, « Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires Applications aux systèmes de communication », Magister, Université 8 Mai 1945 – Guelma, 2012.

- [11] Odile Picon et coll, « LES ANTENNES Théorie, conception et applications », L'usinenouvell Dunod, Paris, juin2009.
- [12] Centre national RFID (CNR RFID). Introduction à la RFID.
- [13] Fouad Sabry, « identification Radiofréquence », Autonomous Weapons ,2021.
- [14] Rafik KHEDDAM, « Approches logicielles de sûreté de fonctionnement pour les systèmes RFID », DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE, avril 2014.
- [15] Stevan Preradovic, Nemaï Chandra Karmakar, « Multiresonator-Based Chipless RFID » ,Springer science et Susiness Media, LLC2012.
- [16] Michel Arnaud, ''RFID : un risque de traçage généralisé,'' CNRS Editions, N°53, pp.109-112, janv.2009.
- [17] Anthony Ghiotto, « Conception D'antenne De Tag RFID UHF, Application a réalisation par jet de matière », thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, novembre 2008.
- [18] Rafael Antonio QUIROZ MORENO, « Solutions novatrices pour l'amélioration du taux de lecture de tags RFID UHF dans des environnements complexes », Docteur de l'Université Paris-Est, mars 2014.
- [19] Anthony Ghiotto, tan-phu vUonG2 smail teDJInI, '' Les systèmes RFID UHF passifs et leur environnement, '' REE, N°6/7, Juin 2009.
- [20] Rao K V S, Nikitin P V, and Lam S F, "Antenna design for UHF RFID tags : A review and a practical application," IEEE Trans. Antennas Propag., 53(12), pp 3870–3876, 2005
- [21] Gaetano Marrocco, '' The Art of UHF RFID Antenna Design: Impedance-Matching and Size-Reduction Techniques, '' IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 50, No.1, Pp 66-79, Fiv., 2008.
- [22] Hedi Ragad, « Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF », Thèse de Doctorat, École doctorale Sciences et Technologies de l'Information et Mathématiques (STIM) – France, 2013
- [23] Kaoutar Allabouche, « Étude, conception et caractérisation de nouvelles topologies d'antennes à résonateurs diélectriques : application aux nouveaux systèmes de

communications sans fil », Thèse de Doctorat, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah et l'Université Côte d'Azur, Dec.2017

[24] kishk,A,A,Y.Yan et A.W.Glisson, "Conical Dielectric Resonator Antennas for Wide-Band Applications," IEEE Trans., Vol.50 N° 4, pp 469-474, 2002

[25] R. K. Mongia, "Resonant frequency of cylindrical dielectric resonator placed in in MIC environment, " IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, no. 6, pp. 802–804, June 1990.

[26] K.M Luk , K.W Leung, « Dielectric Resonator Antennas » , Electronic & Electrical Engineering Research Studies, 2003.

[27] S. Long , M. McAllister , Liang Shen, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna," IEEE Tran., vol.31, no.3, pp. 406- 412, May 1983.

[28] A. Kishk,"DIELECTRIC RESONATOR ANTENNA CANDIDATE FOR RADAR APPLICATIONS," IEEE Radar Conférence, pp258-264, 2003.

[29] Chen, H. M., & Waterhouse, R. (2003)." Design of wideband single-layer rectangular dielectric resonator antennas," IEEE Tran., vol 51, N° 7, pp1646-1654, 2003.

[30] Y. Zehforoosh, C. Ghobadi and J. Nourinia, "Antenna design for ultra wideband application using a new multilayer structure," Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS) Online, vol. 2, no. 6, 544–549, 2006.

[31]M. CHAABANE Abdelhalim « CONCEPTION D'UNE ANTENNE BIP LARGE BANDE A FORT GAIN », DOCTORAT, Université Ferhat Abbas - Sétif 1,2017

[32] Dat Son Nguyen, «Développement des capteurs sans fil basés sur les tags RFID UHF passifs pour la détection de la qualité des aliments », thèse doctorat 2013.

[33] A.R.H. Alhawari, A. Ismail, AS.A. Talal, R.S.A. Raja Abdullah, M.F.A.Rasid, "U-Shaped Inductively Coupled Feed RFID Tag Antenna for Gain Enhancement," IEEE Inter Conference, September 2013.

[34] Y. Zhou, "A Novel Slot Antenna for UHF RFID Tag," Department of Electronic Engineering, Shaogun University Shaoguan , P.R.China,2002.

[35] I. Aznabet, M. Ennasar, O. El Mrabet, S. Tedjini, and M. Khalladi , "Meander-Line UHF RFID Tag Antenna loaded with Split Ring Resonator," IEEE, Electronics and Microwave Group, Abdelmalek Essaadi University, Tetouan, Morocco, 2016.

[36] "UHF Gen2 Strap," Texas Instruments, RI-UHF-Strap-08, 19 Oct 06.

Résumé :

Les applications des systèmes RFID ont gagné une popularité dans divers domaines tels que le contrôle d'accès, l'ingénierie biomédicale, la gestion des stocks et bien d'autres.

Notre mémoire consiste à concevoir un étiquette (tag) RFID à base de résonateur diélectrique qui fonctionne à 915 MHz .cette étiquette à la forme de la lettre "B". Une étude paramétrique a été réalisé pour l'adaptation d'impédance de notre étiquette avec celle de la puce - calculer l'impédance de l'antenne pour avoir le conjugué de celle l'impédance d'entrée de la puce – l'intégration de la puce, représentée par une condensateur , a permis d'avoir de bon résultats tels que le gain et la portée :éléments clés dans les performances de l'étiquette.

Mots clés : RFID (Radio Fréquence Identification), UHF (Ultra Haute Fréquence), ARD (Antenne à résonateur diélectrique), Etiquette, Antenne.

Abstract

The applications of RFID systems have gained popularity in various fields such as access control, biomedical engineering, inventory management, and many others.

Our project involves designing a dielectric resonator-based RFID tag that operates at 915 MHz. This tag has the shape of the letter 'B'. A parametric study was conducted to determine impedance matching between our tag and the chip's input impedance. The impedance of the antenna needs to be calculated to have the conjugate of the chip's input impedance. This impedance matching is crucial for successful integration of the chip.

Representing the chip with a capacitor has yielded good results such as gain and read range, which are the key elements in the performance of the tag.

Keywords : RFID (Radio Frequency Identification), UHF(Ultra Hiegh Frequency), DRA(Diélectric Resonator Antenna), TAG, Antenna.

المخلص

اكتسبت تطبيقات أنظمة RFID شعبية في مختلف المجالات مثل التحكم في الوصول والهندسة الطبية الحيوية وإدارة المجزون وغيرها كثير، تتمثل اطروحتنا في تصميم هوائي RFID على أساس المرنان العازل يعمل عند 915 ميغاهرتز، وهذا الهوائي على شكل حرف B تم اجراء دراسة للمعلمات لمطابقة المعاوقة الهوائي مع تلك الخاصة بالرقاقة -حساب مقاومة الهوائي للحصول على اقتران معاوقة الادخال للرقاقة - تكامل الشريحة المتمثلة بمكثف، جعل من الممكن الحصول على نتائج جيدة مثل الكسب والعلامة العناصر الأساسية في أداء الهوائي

الكلمات الدالة: RFID (تحديد الترددات اللاسلكية)، UHF (تردد عالي جدا)، ARD (هوائي الرنان العازل)، الرقاقة، الهوائي.