

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Électronique



Projet de Fin d'Études  
Étudié par

**KHELLADI Mohamed Fouad**  
**MOUHOUBI Walid**

Pour l'obtention du diplôme  
INGÉNIEUR D'ÉTAT EN ÉLECTRONIQUE  
Intitulé

**Conception d'antennes tags  
miniatures UHF  
pour applications RFID**

Encadré par :  
Pr : R. AKSAS

Promotion:2009-2010

# Table des matières

Table des matières	iii
Table des figures	vi
Liste des tableaux	vii
Abréviations	viii
Symboles	x
Introduction Générale	xi
<b>1 La Technologie RFID</b>	<b>1</b>
1.1 Introduction . . . . .	1
1.2 Etat de l'art sur la technologie RFID . . . . .	3
1.3 Les systèmes RFID . . . . .	4
1.4 Le Tag . . . . .	5
1.4.1 La puce . . . . .	5
1.4.2 L'antenne . . . . .	7
1.5 Le lecteur . . . . .	8
1.6 Système de traitement des données . . . . .	10
1.7 Classification des systèmes RFID . . . . .	10
1.7.1 Classification selon la portée . . . . .	11
1.7.1.1 Système RFID à couplage magnétique . . . . .	11
1.7.1.2 Système RFID à couplage radiatif . . . . .	12
1.7.2 Selon l'alimentation . . . . .	13
1.7.2.1 Tags passifs . . . . .	13
1.7.2.2 Tags actifs . . . . .	13
1.7.3 Selon la fréquence . . . . .	14
1.8 Domaine d'application de la technologie RFID . . . . .	15

---

1.9	Conclusion	16
<b>2</b>	<b>Principes physiques des systèmes de RFID</b>	<b>17</b>
2.1	Introduction	17
2.2	Paramètres fondamentaux des antennes	17
2.2.1	Définition	17
2.2.2	Les différentes caractéristiques des antennes	17
2.2.2.1	Diagramme de rayonnement	17
2.2.2.2	Densité de puissance rayonnée	18
2.2.2.3	Intensité de rayonnement	19
2.2.2.4	Directivité	19
2.2.2.5	Rendement d'une antenne	20
2.2.2.6	Gain d'une antenne	21
2.2.2.7	Impédance d'entrée	21
2.3	Les moyens de communication tag-lecteur	22
2.3.1	Par couplage magnétique dans les systèmes basses fréquences	22
2.3.2	Par couplage radiatif dans les systèmes RFID UHF	23
2.4	Processus de design d'un système RFID	25
2.5	Conclusion	27
<b>3</b>	<b>Technique d'adaptation et de miniaturisation d'antenne tag passif UHF</b>	<b>28</b>
3.1	Antenne tag RFID	28
3.2	Les paramètres de conception	29
3.3	Processus de design	29
3.4	Les méthodes d'adaptation d'impédance	30
3.4.1	Adaptation par un T	31
3.4.2	Adaptation par couplage inductif à l'aide d'une boucle	32
3.4.3	Adaptation par utilisation des fentes	33
3.4.4	Adaptation par des charges en bout	33
3.4.5	Adaptation en utilisant les paramètres géométriques et les éléments parasitaires	34
3.5	Différentes méthodes de Miniaturisation	34
3.5.1	Technique de dipôle replié (meandering technique)	35
3.5.2	Méthode à géométrie fractale	35
3.6	Mesure et test de tag	36
3.6.1	Mesure de coefficient de réflexion et la largeur de la bande passante	36
3.6.2	Mesure de la distance de lecture	37
3.7	Conclusion	38

---

<b>4</b>	<b>Conception d'antenne tag RFID</b>	<b>39</b>
4.1	Introduction . . . . .	39
4.2	Antenne dipôles . . . . .	39
4.2.1	Antenne logo . . . . .	40
4.2.2	Antennes texte . . . . .	43
4.2.2.1	Antenne ENP-ELN . . . . .	43
4.2.2.2	Antenne texte personnalisée . . . . .	47
4.2.3	Antenne méandre . . . . .	50
4.2.3.1	Antenne méandre avec des stubs adaptatifs . . . . .	50
4.2.3.2	Antenne méandre avec un carré inductif . . . . .	53
4.2.4	Antenne fractale . . . . .	57
4.3	Antenne à fentes . . . . .	62
4.3.1	Antenne H à ouvertures verticales . . . . .	62
4.3.2	Antenne H à ouvertures horizontales . . . . .	65
4.3.3	Antenne P . . . . .	68
4.4	Récapitulation . . . . .	72
4.5	Conclusion . . . . .	73
	<b>Conclusion générale</b>	<b>74</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>76</b>
<b>A</b>	<b>La Méthode des Moments</b>	<b>79</b>
<b>B</b>	<b>Méthode de Mesure</b>	<b>81</b>
B.1	Principe de la méthode . . . . .	81
B.2	Le calcul de $S_{11}$ normalisé par rapport à $Z_{chip}$ . . . . .	82
B.3	Les avantages et les inconvénients de la méthode de mesure . . . . .	83
<b>C</b>	<b>Chip data sheet example (XRAG2)</b>	<b>84</b>



# Table des figures

1.1	Schéma synoptique des différents méthodes d'identification [36] . . . . .	1
1.2	Systèmes RFID [8] . . . . .	4
1.3	Tags RFID [8] . . . . .	5
1.4	(a) Tag constitué d'une antenne dipôle. (b) Tag constitué de deux antennes dipôles duales [2]. . . . .	6
1.5	Diagramme de rayonnement absolu, (a) d'un tag constitué d'une antenne dipôle, (b) d'un tag constitué de deux antennes dipôles orthogonalement polarisées [2]. . . . .	7
1.6	Exemples d'antennes de tag [16] . . . . .	8
1.7	Relation maître-esclave dans la communication RFID . . . . .	8
1.8	Vision du lecteur en deux blocs : l'unité de contrôle, pilotée par l'application RFID et l'interface RF, permettant la communication sans fil . . . . .	9
1.9	Vue en deux parties de l'interface RF : l'étage de transmission et celui de réception	10
1.10	Couplage magnétique (champ proche) [31]. . . . .	11
1.11	Couplage radiatif (champ lointain) [31] . . . . .	12
1.12	Différentes fréquences de travail des systèmes RFID [8]. . . . .	15
2.1	Diagramme de rayonnement en coordonnées sphériques [3]. . . . .	18
2.2	Coefficient de réflexion [3]. . . . .	20
2.3	Antenne d'émission et son circuit électrique équivalent [3]. . . . .	22
2.4	Couplage magnétique en champ proche [16]. . . . .	23
2.5	Réflexion de l'onde incidente grâce à la technique de modulation de charge : modulation de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) [10] . . . . .	24
3.1	Etiquette RFID [28]. . . . .	28
3.2	Processus de conception des antennes tag [26]. . . . .	30
3.3	Configuration en T et son circuit équivalent [21]. . . . .	31
3.4	Couplage inductif et son circuit équivalent [23]. . . . .	32
3.5	Configuration d'une antenne à fente H [22]. . . . .	33
3.6	Adaptation par des charges en bout [8]. . . . .	34

3.7	Antenne méandre avec élément parasite [8]. . . . .	34
3.8	Technique de dipôle replié [8]. . . . .	35
3.9	Différentes structures fractales (a) koch (b) sierpinski (c) arbre (d) cuboid (e) log-periodique (f) minkowski [6]. . . . .	36
3.10	Mesure de la distance de lecture d'un tag RFID en utilisant une chambre anechoic [24]. . . . .	38
4.1	Géométrie de l'antenne logo. . . . .	40
4.2	photo de simulation de l'antenne logo. . . . .	41
4.3	Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne logo en fonction de la fréquence. . . . .	41
4.4	Coefficient de réflexion de l'antenne logo. . . . .	42
4.5	Diagramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions de l'antenne logo. . . . .	42
4.6	Géométrie de l'antenne ENP-ELN. . . . .	43
4.7	Photo de Réalisation de l'antenne ENP-ELN. . . . .	44
4.8	Photo de simulation de l'antenne ENP-ELN. . . . .	44
4.9	Banc de mesures . . . . .	45
4.10	Impédance d'entrée de l'antenne ENP-ELN. . . . .	45
4.11	Coefficient de réflexion de l'antenne ENP-ELN. . . . .	46
4.12	Diagramme de rayonnement simulé en 2 et 3 dimensions de l'antenne ENP-ELN. . . . .	46
4.13	Géométrie de l'antenne texte. . . . .	47
4.14	Photo de simulation de l'antenne texte. . . . .	48
4.15	Impédance d'entrée de l'antenne texte. . . . .	48
4.16	Coefficient de réflexion de l'antenne texte. . . . .	49
4.17	Diagramme de rayonnement simulé en 2 et 3 dimensions de l'antenne . . . . .	49
4.18	Géométrie de l'antenne méandre avec des stubs adaptatifs. . . . .	50
4.19	Photo de Réalisation de l'antenne méandre avec stubs adaptatifs. . . . .	51
4.20	Image donnée par le simulateur de l'antenne méandre avec stubs adaptatifs. . . . .	51
4.21	Impédance d'entrée de l'antenne méandre avec des stubs adaptatifs. . . . .	52
4.22	Coefficient de réflexion de l'antenne meandre avec stub . . . . .	52
4.23	Diagramme de rayonnement simulé en 2 et 3 dimensions de l'antenne méandre avec stubs adaptatifs. . . . .	53
4.24	Géométrie de l'antenne méandre avec un carré inductif. . . . .	54
4.25	Photo de l'antenne méandre avec carré inductif. . . . .	55
4.26	Photo de simulation de l'antenne méandre avec carré inductif. . . . .	55
4.27	Impédance d'entrée de l'antenne méandre avec carré inductif. . . . .	55
4.28	Coefficient de réflexion de l'antenne méandre avec carré inductif. . . . .	56
4.29	Diagramme de rayonnement simulé en 2 et 3 dimensions de l'antenne méandre avec carré inductif . . . . .	57

---

4.30	Géométrie de l'antenne fractale. . . . .	58
4.31	Photo de réalisation de l'antenne fractale. . . . .	59
4.32	Photo de simulation de l'antenne fractale. . . . .	59
4.33	Impédance d'entrée de l'antenne fractale. . . . .	60
4.34	Coefficient de réflexion de l'antenne fractale. . . . .	60
4.35	Diagramme de rayonnement de l'antenne fractale à 915 MHz et à 2.4GHz. . . . .	61
4.36	Géométrie de l'antenne H à ouvertures verticales. . . . .	62
4.37	Impédance d'entrée de l'antenne H à ouvertures verticales. . . . .	63
4.38	Coefficient de réflexion de l'antenne H à ouvertures verticale. . . . .	64
4.39	Digramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions de l'antenne H à ouvertures verticales. . . . .	64
4.40	Antenne H à ouvertures horizontales. . . . .	65
4.41	Impédance d'entrée de l'antenne H à ouvertures horizontales . . . . .	66
4.42	Coefficient de réflexion de l'antenne H à ouvertures horizontales . . . . .	66
4.43	Digramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions de l'antenne H à ouvertures horizontales. . . . .	67
4.44	Géométrie de l'antenne P. . . . .	68
4.45	Photo de réalisation de l'antenne P. . . . .	69
4.46	Impédance d'entrée simulation et mesure de l'antenne P . . . . .	70
4.47	Coefficient de réflexion de l'antenne P. . . . .	70
4.48	Digramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions de l'antenne P. . . . .	71
B.1	Dispositif de mesure. . . . .	81
B.2	Application Excel. . . . .	82
C.1	Chip and chip connections . . . . .	85
C.2	XRAG2 parameters. . . . .	86
C.3	XRAG2 impedance. . . . .	86

# Liste des tableaux

1.1	Gammes de fréquences les plus utilisées et caractéristiques de la technologie RFID [38]. . . . .	14
4.1	Paramètres d’antennes logo de la figure 4.1. . . . .	41
4.2	Paramètres géométriques de l’antenne ENP-ELN de la figure 4.6. . . . .	44
4.3	Paramètres de l’antenne texte de la figure 4.13. . . . .	47
4.4	Paramètres géométriques de l’antenne méandre avec des stubs adaptatifs de la figure 4.18. . . . .	51
4.5	Paramètres d’antennes méandre avec un carré inductif de la figure 4.24. . . . .	54
4.6	Dimensions des itérations. . . . .	57
4.7	Paramètres géométriques de l’antenne fractale de la figure 4.30. . . . .	58
4.8	Paramètres géométriques de l’antenne H à ouvertures verticales de la figure 4.36. . . . .	63
4.9	Paramètres géométriques de l’antenne P de la figure 4.44. . . . .	69
4.10	Caractéristiques des antennes proposées . . . . .	72

# Abréviations

RF	: Radio Frequency ;
RFID	: Radio-Frequency Identification ;
UPC	: Universal Product Code ;
OCR	: Optical Character Recognition ;
ASIC	: Application-Specific Integrated Circuit ;
EIRP	: Effective Isotropic Radiated Power ;
EM	: Electromagnetic ;
LF	: Low Frequency ;
HF	: High Frequency ;
UHF	: Ultra High-Frequency ;
CW	: Carrier Wave ;
ISM	: Industrial, Scientific and Medical ;
MWF	: Microwave Frequency ;
EAS	: Electronic Article Surveillance ;
CEPT	: European Conference of Postal and Telecommunications Administrations ;
ISO	: International Organization of Standards ;
IFA	: Inverted F Antenna ;
M.I.T	: Massachusset Institute of Technology ;
EPC	: Electronic Product Code ;
ASK	: Amplitude Shift Keying ;
PSK	: Phase Shift Keying ;
dB	: Decibels ;
MOM	: Method of Moment ;
LAN	: Local Area Network ;

---

VNA	: Vector Network Analyzer ;
BP	: Bande passante ;
GPS	: Global Positioning System ;
IFF	: Identification friend or foe.

# Symboles

$\mu$	: Perméabilité du matériau ;
$\varepsilon_r$	: Permittivité relative ;
$S_{11}$	: Élément (1,1) de la matrice chaîne ;
$r(\theta, \varphi)$	: Intensité de rayonnement ;
$\vec{r}$	: Vecteur direction de propagation ;
$E$	: Champ électrique
$H$	: Champ magnétique ;
$P_{ray}$	: Puissance rayonnée ;
$D(\theta, \varphi)$	: Directivité ;
$G(\theta, \varphi)$	: Gain ;
$Z_a$	: Impédance d'entrée de l'antenne ;
$Z_c$	: Impédance caractéristique ;
$Z_{chip}$	: Impédance d'entrée de la puce ;
$e_t$	: Rendement totale d'une antenne ;
$e_c$	: Rendement dû aux pertes joule ;
$e_d$	: Rendement dû aux pertes diélectrique
$\Gamma$	: Coefficient de réflexion.

# Introduction Générale

La traçabilité est une terminologie récente pour signifier le suivi de produits (ou d'applications) à des fins de localisation, de gestion, de contrôle, d'accroissement de productivité ou encore à des fins sanitaires. Nos méthodes de transmission de données ont évolué à travers les siècles, au moyen tout d'abord de la voix, puis d'écritures sur supports (parchemins, papiers, disques optiques) enfin plus récemment au moyen de systèmes complets et intelligents à communication sans fil destinés à des applications à ambiance intelligente. Citons comme exemple d'application l'identification radiofréquence (RFID).

La transmission de données sans fil implique l'utilisation d'antennes, reliées à un circuit électronique, lui-même dédié à une application. Le panel des bandes de fréquences de fonctionnement discrètes est large (entre 9 kHz et 5.8 GHz). Lorsque les fréquences de travail sont basses, la nature des matériaux importe peu, mais ce n'est plus vrai à partir de fréquences avoisinant le Gigahertz.

D'autre part, l'aspect bas-coût est un paramètre incontournable pour tout produit industriel. Grâce aux récentes avancées technologiques en microélectronique, les circuits électroniques bas-coût sont de dimensions réduites : ils peuvent par exemple être intégrés sur une étiquette de la taille d'une carte bancaire. Cependant le prix des antennes associées à leur connexion à la puce reste élevé.

Un effort peut être fourni pour diminuer non seulement les tailles d'antennes mais également leur coût, en choisissant par exemple des matériaux et des méthodes de réalisation bas-coût.

Ce mémoire apporte une contribution au développement d'étiquettes intelligentes (tag RFID) par la conception et la réalisation d'antennes sur substrat FR4 epoxy. Il s'est réalisé en collaboration avec le laboratoire hyperfréquence de l'école militaire polytechnique.

Ce mémoire traite également le design d'antenne tag passif UHF et la connexion entre des antennes et la puce RFID pour assuré une bonne adaptation entre les deux.

Le but de notre thèse est de proposer des structures d'antenne tag passif UHF entièrement nouveaux et miniatures utilisées dans des différentes applications RFID.

Les résultats obtenus nous permettent de chercher à intégrer ces antennes à des puces électronique pour concevoir un tag RFID. Cette thèse est constituée de quatre chapitres.



Dans le premier chapitre, nous présentons le contexte général et le domaine d'application de la technologie RFID.

Après un historique, nous présentons les systèmes RFID dans un contexte général. Nous décrivons ensuite les différentes composantes d'une chaîne de communication RFID, et on classe ses systèmes selon plusieurs critères parmi le : selon la portée, l'alimentation, la fréquence de travail. Ensuite, on parle sur les différentes bandes de fréquences et leur différenciation. Nous terminons ce chapitre par les domaines d'application de la technologie RFID et ses avantages.

Le deuxième chapitre traite les principes physiques qui régissent les systèmes RFID.

Tout système RFID est basé au minimum sur deux antennes l'une au niveau du lecteur et l'autre au niveau du tag, dans notre travail on s'intéresse aux antennes tag, on a fait dans un premier lieu un rappel sur la théorie des antennes, ceci permet d'introduire les paramètres essentiels d'une antenne. La deuxième partie du chapitre est consacrée aux modes de communication du tag avec le lecteur. Nous terminons le chapitre par présentation d'un processus de design des systèmes RFID.

Le troisième chapitre traite les méthodes d'adaptation et de miniaturisation d'antenne tag passif UHF.

Nous présentons, tout d'abord dans la première partie, les paramètres de conception qui permettent de déterminer en grande partie les critères pour choisir une antenne d'étiquette RFID, par exemple : La bande de fréquence, Diagramme de rayonnement... Ensuite, on a exposé un processus de conception des antennes tag et nous y étudions également l'adaptation d'impédance entre l'antenne et la puce du tag par présentation de plusieurs techniques d'adaptation. La seconde partie du chapitre est consacrée aux méthodes de miniaturisation des dimensions d'antennes dans la bande de fréquence UHF. Nous concluons le chapitre par l'illustration de la méthode de mesure des performances d'une antenne tag RFID.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception et la réalisation d'antennes tags RFID UHF passifs dans lequel on présente ce qu'on a proposé comme antennes . Nous avons effectué des mesures sur un analyseur de réseau vectoriel HP8719ES.

Enfin, nous terminons ce mémoire par une conclusion générale sur le travail effectué et de quelques suggestions pour améliorer les performances des structures étudiées.

# Chapitre 1

## La Technologie RFID

### 1.1 Introduction

L'identification électronique se divise en deux catégories :

- L'identification « à contacts ».
- L'identification « sans contacts ».

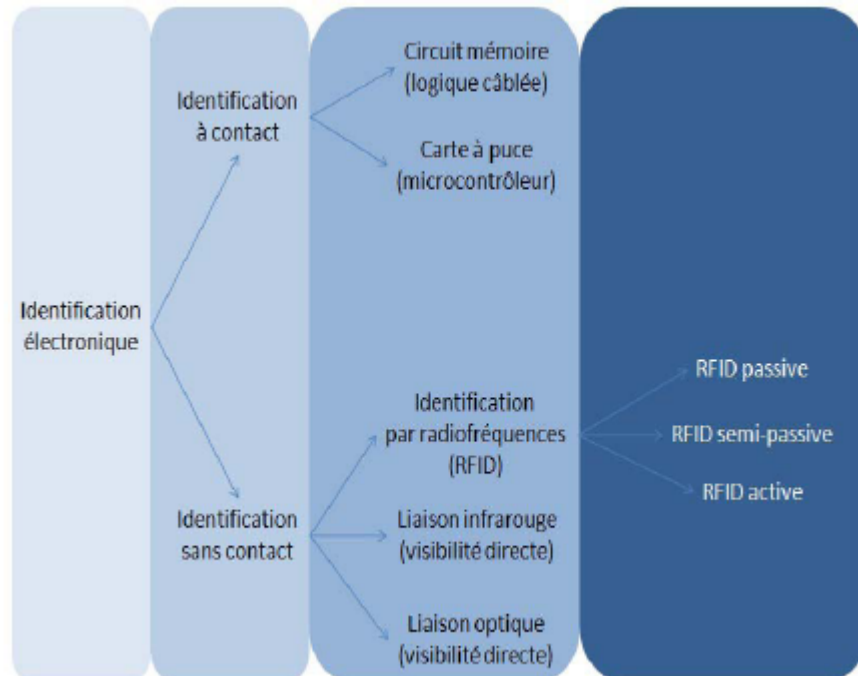


FIG. 1.1 – Schéma synoptique des différents méthodes d'identification [36]

- Identification à contact : Il s'agit de dispositifs dont la communication est assurée par des contacts électriques. Les deux principaux exemples d'identification à contact sont:
  - Les circuits mémoire : Ils comportent des fonctions mémoire embarquées sur des modules de formes et de tailles variées.
  - Les cartes à puces : Les exemples de cartes à puces les plus connus sont les badges d'accès et les cartes bancaires.
- Identification sans contacts : On peut décomposer les identifications sans contacts en trois sous-branches principales :
  - La vision optique : Ce type de liaison nécessite une vision directe entre l'identifiant et le lecteur (laser, camera CCD...). Ceci constitue son principal inconvénient, le plus grand avantage étant le très faible coût.
  - La liaison infrarouge : Ce type de liaison assure un grand débit d'information, une haute directivité et une bonne distance de fonctionnement. Elle nécessite également une visibilité directe.
  - La liaison Radiofréquence : Ce type de liaison permet la communication entre l'identifiant et le lecteur, sans nécessité de visibilité directe. De plus, il est également possible de gérer la présence simultanée de plusieurs identifiants dans le champ d'action du lecteur [36].

Nous nous intéressons plus particulièrement à l'identification sans contact par moyen radiofréquence.

La radio-identification est souvent désignée par le sigle RFID (de l'anglais Radio Frequency Identification), qui est une technologie de communication sans fil employée pour identifier non seulement les objets mais aussi les humains, la localisation et la poursuite des objets en mouvement. Le but d'un système RFID est de permettre aux données d'être transmises par un dispositif mobile, appelé un tag (étiquette), qui est lu par un lecteur RFID et traité selon les besoins d'une application particulière. Les données transmises par le tag sont utilisées pour fournir une identité de cet objet ou l'information sur sa position, ou des spécifications sur le produit étiqueté, comme le prix, la couleur, et les données d'achat. Dans les années 1980, la technologie RFID a été utilisée dans le suivi et les applications de contrôles d'accès. La RFID a été populaire en raison de sa capacité de suivre des objets en mouvement et pour le faible coût de sa mise en oeuvre.

Ce chapitre présente un bref historique sur la technologie RFID, les composants de base d'un système RFID, classifications et quelques applications.

## 1.2 Etat de l'art sur la technologie RFID

La technologie RFID existe depuis plus de 60 ans. Elle a trouvé son origine dans le domaine militaire au cours de la seconde guerre mondiale, cette technologie basée sur les ondes radio était utilisée au stade expérimental pour identifier les avions ennemis (IFF). Mais elle a comme Internet, laissé derrière elle ce passé militaire pour devenir une technologie de pointe largement utilisée par le secteur privé et les consommateurs.

La RFID est en mesure de transformer notre mode de vie et de travail au même titre que l'invention de l'électricité et les télécommunications à la fin du 19ème siècle.

Afin de mieux définir le développement de la technologie RFID, on se base sur le temps de développement, qui est résumés selon l'ordre chronologique:

- 1946 : Léon Theremin, un ingénieur russe, inventa un outil d'espionnage pour l'Union Soviétique qui transmettait des ondes radioélectriques incidentes contenant des informations audio. Les ondes acoustiques faisaient vibrer un diaphragme qui modifiait légèrement la forme du résonateur. Ensuite, le résonateur modulait la radiofréquence réfléchie. Bien que ce dispositif servait à l'écoute secrète passive et ne renfermait pas de marqueur d'identification, il est considéré comme un précurseur de la technologie RFID.
- 1948 : l'exposé de Harry Stockman, intitulé « Communication by Means of Reflected Power », est considéré comme le premier travail sur la RFID. Stockman prédit les faits suivants : « un travail de recherche et de développement considérable reste à accomplir avant de résoudre les problèmes fondamentaux liés à la communication par puissance réfléchie et d'explorer le champ des applications utiles. »
- En 1973 : Le premier brevet lié à la technologie RFID est déposé aux Etats-Unis par Mario Cardullo qui l'utilise pour l'identification des locomotives. Durant les années 1960-1970, les systèmes RFID restent une technologie confidentielle, à usage militaire pour le contrôle d'accès aux sites sensibles, notamment dans le domaine nucléaire.
- 1980 : Les avancées technologiques permettent l'apparition du tag passif. L'absence de source d'énergie embarquée rend le tag moins couteux. En Europe, l'identification du bétail est la première application de la technologie RFID dans le secteur privé. S'ensuivent de nombreuses utilisations commerciales, notamment dans les chaînes de fabrication des constructeurs automobiles
- 1990 : Début de la normalisation pour une interopérabilité des équipements RFID et miniaturisation du système (IBM intègre la technologie dans une seule puce électronique).
- 1999 : Fondation du MIT (Massachussetts Institute of Technology) "auto-ID" : centre de recherches spécialisé en RFID.

- 2004 : L'auto-ID du MIT devient "EPCglobal", une organisation chargée de promouvoir la norme EPC (Electronic Product Code) [36].

### 1.3 Les systèmes RFID

Un système RFID utilise la technologie sans fil communicant par ondes radio, il est constitué de trois composants :

1. Un tag (parfois appelé un transpondeur ou étiquette), qui se compose d'une puce, d'antenne, et parfois d'une batterie.
2. Le lecteur (parfois appelé un interrogateur ou un dispositif lecture/écriture), qui se compose d'antenne, d'un module électronique RF, et d'un circuit de commande.
3. Un contrôleur (parfois appelé hôte), il peut être un PC ou un poste de travail contenant une base de donnée et un logiciel de commande (middleware).

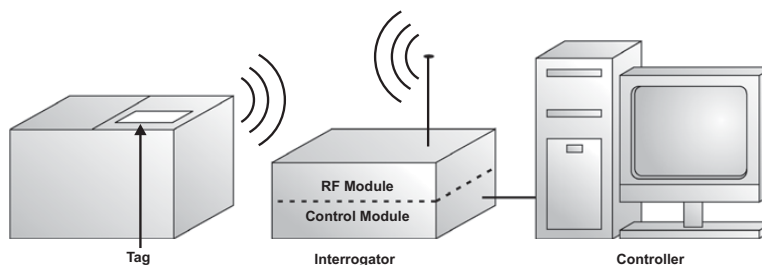


FIG. 1.2 – Systèmes RFID [8]

L'étiquette et le lecteur échangent les informations par l'intermédiaire des ondes radio. Quand l'objet étiqueté est dans la zone de lecture, le lecteur donne l'ordre à l'étiquette de transmettre ses données. Les étiquettes peuvent contenir plusieurs informations sur l'objet tel que son numéro de série, la date de fabrication . . . Une fois le lecteur ayant reçu les données stockées dans le tag, elles seront transmises au contrôleur à travers une interface d'un réseau standard, comme le réseau local LAN Ethernet ou même internet.

Le contrôleur peut alors utiliser cette information pour plusieurs buts. Par exemple, le contrôleur pourrait employer les données pour inclure l'objet dans une base de données, ou il pourrait employer l'information pour réorienter l'objet sur un système à tapis roulant autrement dit dans un système de gestion de stock.

## 1.4 Le Tag

Les différents tags commerciaux sont illustrés dans la figure 1.3.

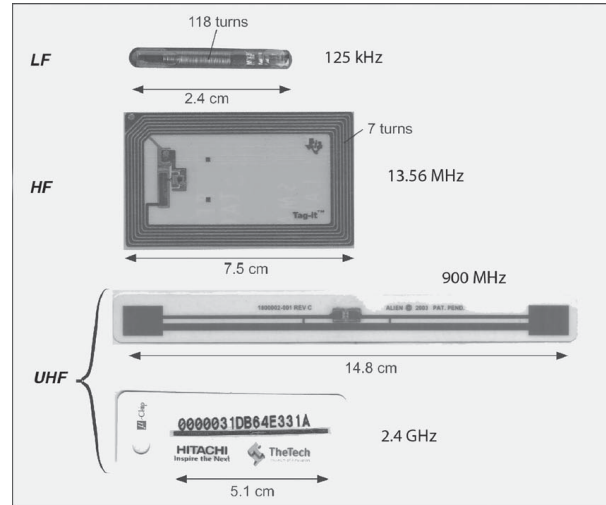


FIG. 1.3 – Tags RFID [8]

Le Tag, aussi dénommé transpondeur ou étiquette électronique, est fixé ou intégré dans l'objet devant être identifié. Le terme tag dénote la combinaison d'une puce électronique (circuit intégré, chip) et d'une antenne. Parfois, des capteurs sont ajoutés pour détecter par exemple des variations anormales de température dans la chaîne de distribution de biens périssables [8].

### 1.4.1 La puce

Les puces ont des propriétés qui sont propres à chacune. C'est pour cela que chaque antenne de tag RFID est conçue pour fonctionner avec une puce en particulier. En vue de concevoir un tag RFID pour une certaine application, le choix de la puce prend en compte :

- La norme : il existe différentes normes mettant en oeuvre différents protocoles de communication. En fonction de l'application et pour permettre l'interopérabilité avec les lecteurs, le tag RFID devra répondre à une norme imposant le choix d'un certain type de puce RFID.
- La capacité mémoire : certaines applications demandent l'enregistrement d'information sur le tag. Il existe des puces RFID avec différentes capacités mémoire.
- Le coût : c'est un critère important. Le coût de la puce RFID sera intégré dans le coût du tag RFID. Le coût du tag RFID peut également imposer le choix d'un procédé de fabrication du tag ainsi qu'un certain type de packaging pour la puce.

- Les performances : les puces RFID consomment plus ou moins d'énergie et permettent donc d'atteindre des distances de communication plus ou moins importantes.

La grande majorité des puces RFID ont un unique port d'entrée permettant de connecter une antenne. La figure 1.4(a) illustre un tag RFID constitué d'une seule antenne dipôle connectée à une puce dotée d'un seul port d'entrée. Cependant il existe des puces RFID dotées de deux ports d'entrée permettant de connecter deux antennes. Ce type de puce apporte une diversité en polarisation et en diagramme de rayonnement au tag RFID et améliore de ce fait la lecture. Ces puces sont idéales dans des applications pour lesquelles l'orientation du tag RFID est incertaine. La figure 1.4(b) illustre un tag RFID constitué de deux antennes dipôles orthogonales connectées à une puce dotée de deux ports d'entrée. Pour ce type de puce, il existe deux approches :

- Dans l'approche la plus simple, le port sur lequel le signal est le plus élevé devient le port opérationnel. Ainsi le diagramme de rayonnement équivalent devient la combinaison des deux diagrammes de rayonnement des deux antennes connectées à la puce (Fig 1.5). De cette façon la lecture du tag devient moins sensible à son orientation. La lecture du tag est garantie si deux antennes orthogonalement polarisées sont connectées à la puce RFID et que l'antenne du lecteur RFID a une polarisation circulaire.
- Dans une seconde approche, plus évoluée, les signaux venant des deux antennes sont combinés à l'aide d'une détection d'enveloppe. Cette approche permet à la fois de diminuer la sensibilité de la lecture en fonction de l'orientation du tag, mais également d'augmenter la distance de lecture.

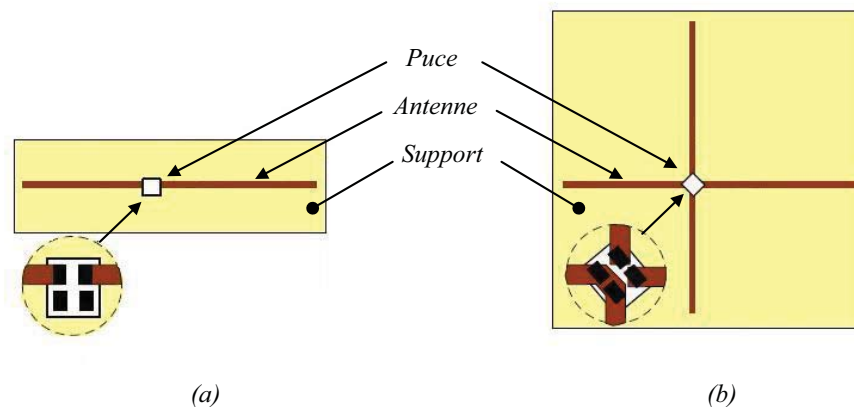


FIG. 1.4 – (a) Tag constitué d'une antenne dipôle. (b) Tag constitué de deux antennes dipôles duales [2].

Ce type de puce à deux ports présente donc des avantages intéressants mais rend le coût d'un tag RFID plus important par son coût mais également par le fait que deux antennes sont mises en oeuvre.

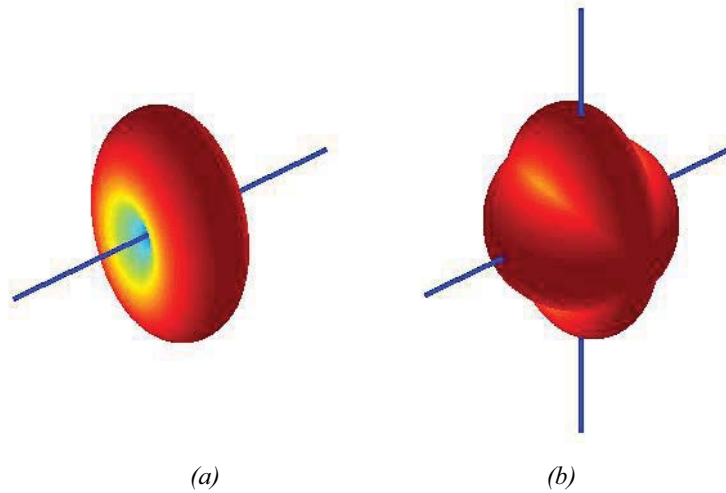


FIG. 1.5 – Diagramme de rayonnement absolu, (a) d'un tag constitué d'une antenne dipôle, (b) d'un tag constitué de deux antennes dipôles orthogonalement polarisées [2].

Les puces RFID fournies par les fabricants sont proposées sous plusieurs types de packaging : die, boîtiers standards, strap ou enfin boucle à couplage inductif. L'utilisation d'un certain type de packaging va conditionner la méthode de fixation à l'antenne et donc le procédé de fabrication. Le choix d'un packaging va donc avoir une incidence directe sur le coût de fabrication d'un tag. Pour plus de détails sur les différents packagings voir la référence [2].

### 1.4.2 L'antenne

Le choix de l'antenne d'un tag dépend très étroitement de l'application visée. En effet, la nature de l'objet à identifier, sa taille ainsi que sa localisation par rapport au lecteur imposent l'utilisation d'un type d'antenne plutôt qu'un autre. Par exemple, si l'application visée exige l'identification d'un objet quelque soit sa position par rapport au lecteur, le concepteur aura tout intérêt à choisir une antenne omnidirectionnelle pour le tag. Inversement, l'application peut aussi exiger une directivité forte de l'antenne du tag, afin par exemple d'augmenter la distance de lecture.

Le deuxième paramètre à prendre en compte est la composition de l'objet à identifier. Si cet objet est métallique par exemple, les antennes Patches ou F-inversés sont préférées pour leur meilleure immunité face à l'influence du métal [16]. D'autre part, certaines applications imposent un substrat spécifique pour l'antenne elle-même, comme par exemple un substrat papier ou plastique, ou même silicium pour les antennes intégrées. Enfin, des critères tels que le coût de fabrication et les dimensions des antennes sont aussi à prendre en compte lors du choix de ces dernières.



En plus de ces critères directement liés aux applications visées, il faut aussi bien sûr prendre en compte les critères de performance pour choisir une antenne appropriée à un tag. En effet, les fonctions de récupération d'énergie et de rétro-modulation dépendent directement de la qualité de l'adaptation entre les impédances de la puce et de l'antenne. Il est donc primordial de prendre en compte les caractéristiques propres de l'antenne comme son impédance d'entrée, sa bande passante et son diagramme de rayonnement, lors de la conception globale du système RFID.

Pour finir, précisons que pour plus de 80% des tags RFID UHF réalisés aujourd'hui, les antennes utilisées sont des antennes du type dipôle ou dipôle modifié. Ce type d'antenne présente l'avantage d'être simple à réaliser tout en garantissant des performances acceptables pour le fonctionnement général des systèmes RFID et cela, pour la grande majorité des applications visées aujourd'hui. La figure 1.6 présente quelques exemples d'antenne de tag RFID UHF.

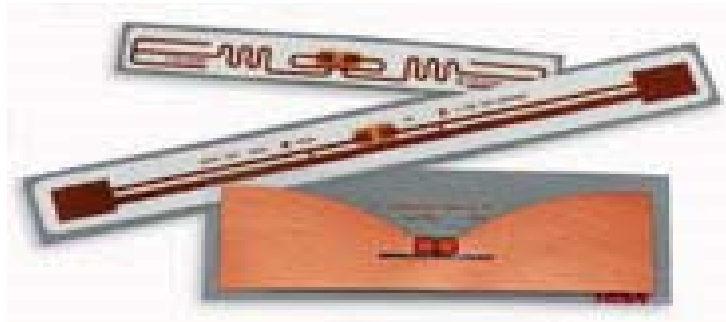


FIG. 1.6 – Exemples d'antennes de tag [16]

## 1.5 Le lecteur

Une communication RFID est basée sur le principe de relation maître – esclave (Fig. 1.7), où le lecteur, lui-même commandé par un logiciel de l'application RFID souhaitée, joue le rôle de maître et le tag celui d'esclave [6].

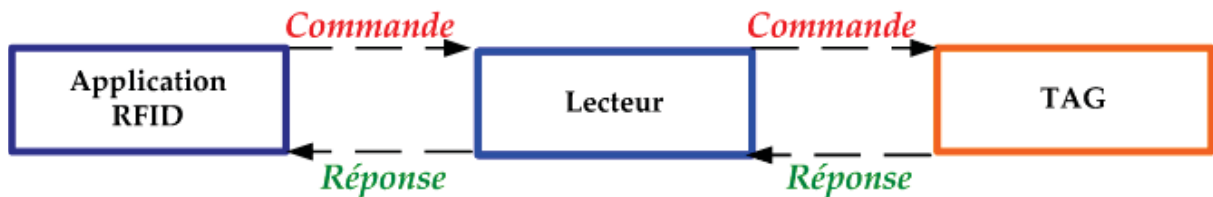


FIG. 1.7 – Relation maître-esclave dans la communication RFID

Les principales fonctions du lecteur sont tout d'abord d'activer le tag, puis de structurer la séquence du signal communiqué à ce dernier élément et enfin de transférer les données du tag au logiciel de l'application. Les aspects de communication, comme la mise en place de la connexion ou la gestion des procédures d'anticollision et/ou d'authentification, sont entièrement assurés par le lecteur.

Même s'il existe de nombreux principes physiques de communication entre le tag et le lecteur du fait des fréquences de travail, les principes fondamentaux de chaque entité restent identiques et de ce fait, leur design interne aussi.

Ainsi, dans n'importe quel système RFID, le lecteur peut-être divisé en deux blocs : le système de gestion et l'interface RF (transmetteur et récepteur) (Fig. 1.8).

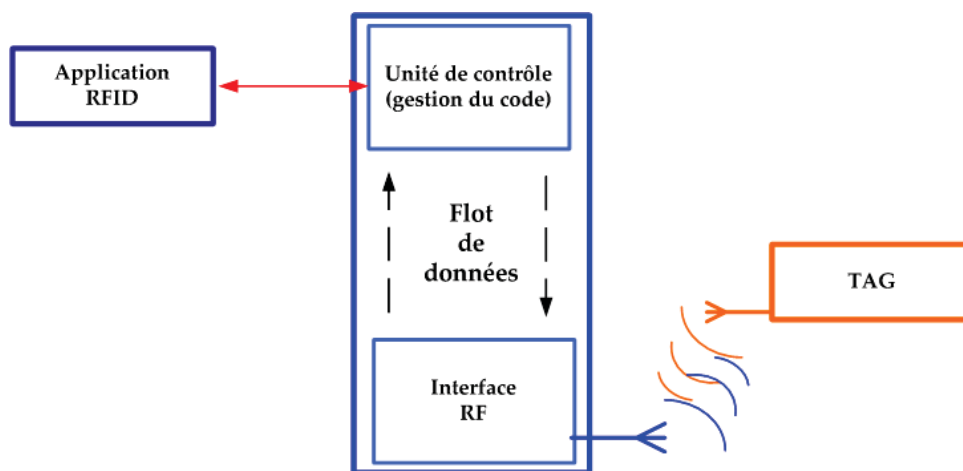


FIG. 1.8 – Vision du lecteur en deux blocs : l'unité de contrôle, pilotée par l'application RFID et l'interface RF, permettant la communication sans fil

Ce dernier élément, l'interface RF, a pour vocation de générer la puissance du signal RF transmis au tag, permettant ainsi d'activer le tag et de lui fournir de l'énergie. Le lecteur a également comme tâche, comme nous l'avons cité ci-dessus, de moduler le signal qu'il transmet dans le but d'envoyer les données, de requête d'identification par exemple, au tag. Enfin il se doit de réceptionner et de démoduler les signaux RF arrivant du tag.

L'interface RF se compose donc de deux parties distinctes qui correspondent aux deux différents chemins empruntés par le flot de données, vers ou depuis le tag : l'étage de transmission et l'étage de réception. Nous donnons ci-dessous un exemple de schéma blocs de lecteur (Fig. 1.9). Nous y reconnaissons, entre autres, un coupleur directionnel à travers lequel transitent les données à transmettre et reçues.

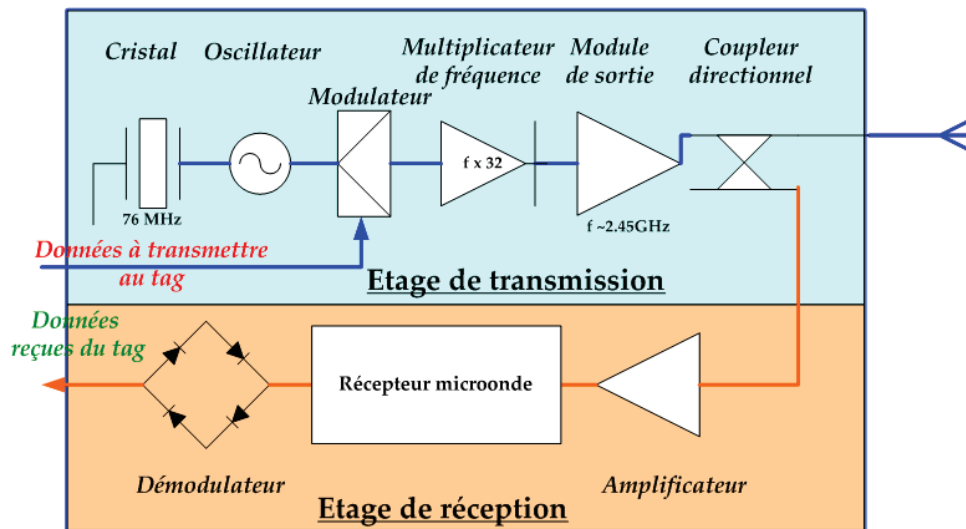


FIG. 1.9 – Vue en deux parties de l’interface RF : l’étage de transmission et celui de réception

La similitude entre tous les systèmes RFID s’arrête ici. Une des premières différences que nous pouvons noter est l’obtention de la fréquence d’opération. Ainsi, pour les systèmes inductifs, elle est obtenue directement à la sortie du cristal (quartz), alors que pour les systèmes microondes, elle s’obtient seulement après excitation des harmoniques d’une fréquence plus basse. Lors de la phase de multiplication de cette fréquence, la modulation est conservée ; c’est la raison pour laquelle elle est effectuée à plus basse fréquence aussi [6].

## 1.6 Système de traitement des données

Les données contenues dans le tag et captées par l’interrogateur sont ensuite transmises et traitées par un système informatique tel qu’un système de contrôle d’inventaire, de contrôle d’accès ou de contrôle de production. . .

## 1.7 Classification des systèmes RFID

Les différents systèmes RFID existant sont classés selon plusieurs critères définissant leurs catégories d’appartenance.

Dans un premier temps, on peut les identifier en fonction de leur mode d’utilisation. La communication avec un transpondeur peut se faire soit sous la forme d’une simple lecture (le lecteur peut par exemple rechercher une information d’identification : badges d’accès) ou de lectures et écritures multiples (suivie de produits frais, cartes de transport en commun...). Il est également possible d’établir une classification des systèmes en fonction de leurs caractéristiques physiques (fréquence d’émission, portée, alimentation - actif, passif ou semi-passif).

### 1.7.1 Classification selon la portée

Il y a principalement deux grandes classes de systèmes RFID : les systèmes fonctionnant en champ proche par couplage magnétique (BF et HF, généralement passifs) et les systèmes fonctionnant en champ lointain par couplage électrique (UHF, systèmes actifs ou passifs).

#### 1.7.1.1 Système RFID à couplage magnétique

L'élément passifs permettant la communication de l'étiquette avec le lecteur est un ensemble constitué de plusieurs spires métalliques (bobine) permettant de produire l'énergie nécessaire à l'alimentation de l'électronique embarquée de la puce en exploitant les phénomènes d'induction créés par le champ magnétique émis par le lecteur. Le tag va envoyer les données au lecteur en utilisant la modulation de charge. Puisque le courant induit dans le dipôle magnétique (bobine) du tag va donner naissance à un champ magnétique faible, le lecteur va détecter ce champ comme une perturbation du courant qui le traverse. Ce courant est proportionnel à la charge électrique appliquée à l'antenne bobinée du tag ( Fig 1.10).

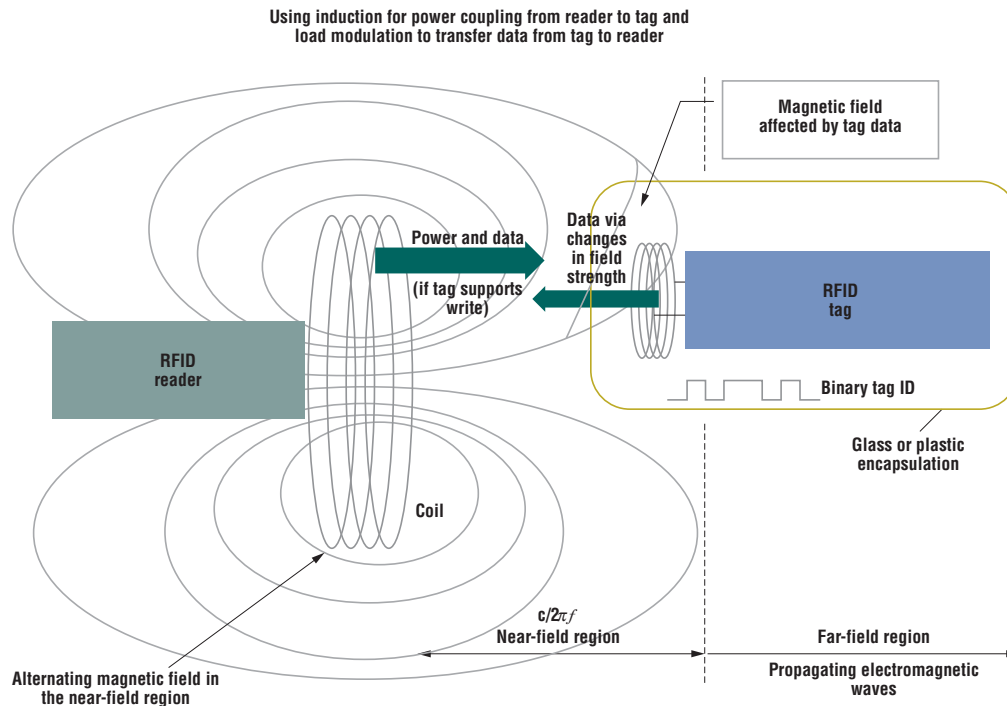


FIG. 1.10 – Couplage magnétique (champ proche) [31].

Cette technique va introduire un certain nombre de contraintes dont les plus importantes sont la réduction de la distance de communication (moins d'un mètre) et l'influence avec d'autres systèmes rayonnants voisins.

Le mode de fonctionnement à couplage magnétique concerne les systèmes opérant aux fréquences allant de 120kHz à 135kHz en basses fréquences et 13,6MHz en haute fréquence. Il existe même des systèmes à couplage magnétique fonctionnant jusqu'à 29MHz. Historiquement, les premiers systèmes magnétiques fonctionnaient en basses fréquences et les premières applications à haute fréquences ont vu le jour à partir de 1998 [32].

### 1.7.1.2 Système RFID à couplage radiatif

Contrairement aux modules de couplage magnétique, les systèmes à couplage radiatif ou électrique ne sont pas limités par l'émission des lignes de champs localisées autour du lecteur. En utilisant les propriétés de propagation des ondes EM rayonnées par une antenne, il est possible de transporter l'énergie et les données d'un lecteur à un transpondeur et inversement sur plus d'une dizaine de mètres. Les antennes utilisées dans ce mode de couplage sont des dipôles demi-onde. Quand le dipôle du tag reçoit l'énergie émise par le lecteur, une tension alternative va apparaître au borne de l'antenne tag, elle va t'être lissée à l'aide d'une diode et accumulée dans un condensateur dans le but d'alimenter le circuit du tag. Pour que le tag puisse communiquer avec le lecteur, on utilise la technique rétro-modulation (back scattering) (Fig 1.11).

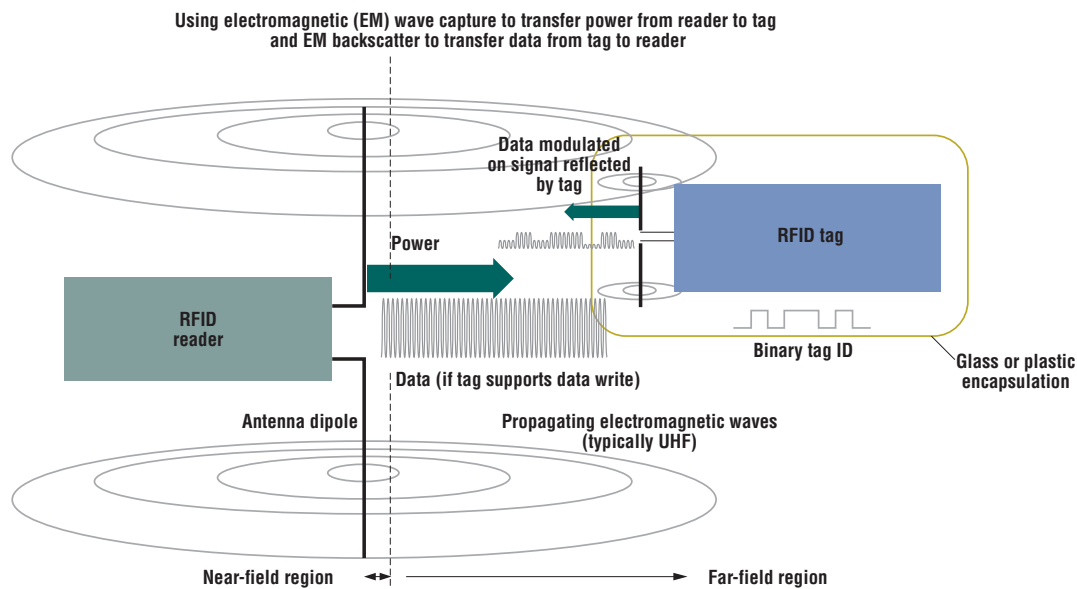


FIG. 1.11 – Couplage radiatif (champ lointain) [31]

Les dimensions des antennes capables de produire de tels champs électriques sont de l'ordre de la demi-longueur d'onde (ex : pour une fréquence de 100 MHz, l'antenne a une longueur de 1,50 m). En pratique, On utilise le couplage électrique dans la technologie RFID pour les systèmes qui fonctionnent à la bande UHF dans le but est de garder une portabilité et une grande intégrabilité en systèmes embarqués [32].

La densité d'énergie de signal rayonnée décroît en fonction de l'inverse du carré de la distance séparant le lecteur de l'étiquette [32]. De ce fait, l'utilisation des systèmes passifs se limite à des distances ne dépassant pas une dizaine de mètres pour des fréquences aux alentours de 500 MHz. Cette distance diminue fortement lorsque la fréquence augmente (moins d'un mètre à 2,45 GHz), au delà de ces fréquences, les transpondeurs nécessitent une alimentation et deviennent actifs.

## 1.7.2 Selon l'alimentation

### 1.7.2.1 Tags passifs

Les tags passifs, qui sont les plus répandus, fonctionnent sans source d'alimentation externe, donc uniquement grâce à la puissance générée par le lecteur. Ils sont donc plus légers, moins coûteux et ont une durée de vie pratiquement illimitée [42]. Ils offrent des distances de lecture relativement courtes ( $\leq 50$  cm, BF) et requièrent un lecteur plus puissant. Ils sont généralement programmés avec des données (de 32 à 128 bits) qui ne peuvent être modifiées (lecture seule). Les tags passifs les plus simples et les plus répandus sont les "transpondeurs 1 bit" EAS (Electronic Article Surveillance) que l'on retrouve depuis longtemps comme antivol sur les habits ou autres marchandises des grands magasins.

### 1.7.2.2 Tags actifs

Les tags actifs, qui offrent généralement la possibilité lecture/écriture, possèdent une batterie interne pour générer leur propre émission électromagnétique et alimenter le chip contenant les données mémorisées (jusqu'à 1MB) qui peuvent être cryptées ou encore, dans le cas de tags plus complexes, à aussi alimenter des capteurs de température, d'humidité ou de chocs. Les données des capteurs sont lues par l'interrogateur et sont utiles afin de savoir, par exemple, si lors du transport de denrées périssables des écarts intolérables de température ont eu lieu ou si des chocs violents se sont produits pour des objets fragiles. Les interrogateurs de systèmes actifs ont besoin de moins de puissance d'émission et permettent des distances de lecture plus grandes. Les tags actifs sont généralement de taille plus importante, plus coûteux et ont une durée de vie limitée (jusqu'à 10 ans, selon la température d'utilisation et le type de batteries). Il est à noter que dans la littérature technique, les tags actifs ne sont pas toujours considérés à proprement parler comme technologie RFID.

On distingue encore deux sortes de tags qui se situent entre les deux catégories décrites précédemment. Tout d'abord les tags semi passifs qui possèdent une source d'alimentation uniquement pour alimenter le chip ou d'éventuels capteurs, l'énergie pour la transmission provenant comme pour les tags passifs de l'énergie électromagnétique du lecteur. Ensuite les tags semi actifs ou assistés par batterie dont l'alimentation interne sont également utilisés pour émettre mais le tag se trouve la plupart du temps en état de veille afin d'économiser la batterie et passe à un état actif lorsqu'il est activé par un lecteur. Quand la batterie est vide (environ 3 ans), le tag devient alors un tag passif [42].

### 1.7.3 Selon la fréquence

Les systèmes RFID génèrent et rayonnent des ondes électromagnétiques, ils sont légalement classés dans les systèmes radio. En aucun cas ils ne doivent gêner les fonctions des autres systèmes radio comme les communications radio, des services militaires, la télévision et les téléphone portable...

Il est donc impératif de ne pas utiliser pour les communications RFID les fréquences des autres utilisateurs. Au niveau global et mondial, on répertorie quatre bandes de fréquence importantes pour les RFID soit les basses fréquences (BF < 135 kHz), les hautes fréquences (HF 3-30 MHz), les ultra hautes fréquences (UHF 300-1000 MHz) et les ondes centimétriques ou micro-ondes (MW 1-30 GHz). On retrouve de nombreuses applications RFID dans les bandes de fréquence ISM. Les fréquences les plus répandues pour les RFID ainsi que leurs spécificités sont résumées dans la table ci-dessous.

fréquence	BF<135KHZ	HF 13.56MHZ	UHF 850-960 MHz	MW 2.4-2.5GHZ
type de tag	passif	la plupart passif	passif,semi-passif,semi actif,actif	passif,actif,semi-actif
distance de lecture	courte~50 cm	moyenne~1m	– de 6 m à 8 m pour tag actif et semi actif – moins de 5 m pour tag passif	– plus de 10 m pour tag actif et semi actif – moins de 1m pour tag passif
prix	peu couteux	peu couteux	un peu plus couteux	les plus couteux
exemple d'applications	controle d'accès, identification de biens ou d'animaux, antivol	contrôle d'accès, smart cartes, transport, public bibiothèque	monitoring du trafic, logistique, bagage transport aérien, magasins,...	péage,tracking, voiture,wagons

TAB. 1.1 – Gammes de fréquences les plus utilisées et caractéristiques de la technologie RFID [38].

Selon les applications, on note des formes et des designs de tags RFID très variés. En général, afin de pouvoir être intégrés dans ou sur les objets les plus divers, une miniaturisation est de mise. Des tags aussi petits qu'un grain de riz et encapsulés dans du verre sont utilisés pour l'identification des animaux, des tags aussi minces qu'une feuille de papier sont utilisés comme étiquettes pour marquer des paquets, des bagages ou encore des tags de moins d'un millimètre de côté peuvent être intégrés discrètement dans des habits ou des articles de luxe [38].

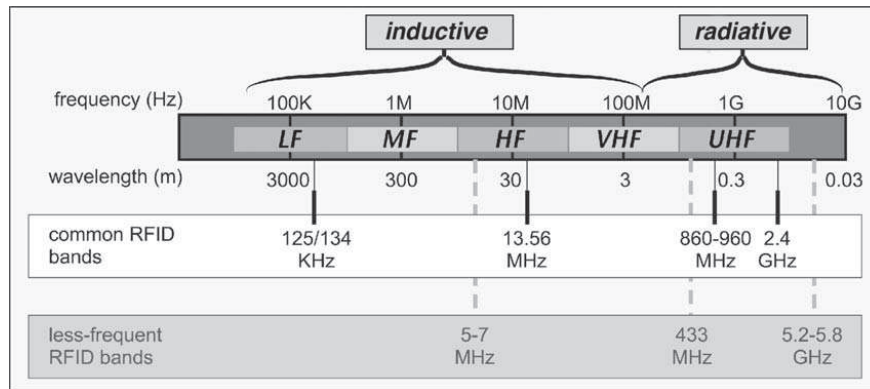


FIG. 1.12 – Différentes fréquences de travail des systèmes RFID [8].

## 1.8 Domaine d'application de la technologie RFID

Les applications de la RFID sont nombreuses, mais la plupart reste encore à imaginer. Tout comme l'ordinateur individuel, le téléphone portable ou Internet, la RFID ouvre de multiples horizons d'applications :

- Dans la chaîne d'approvisionnement : système antivol, contrôle des expéditions et des réceptions, traçabilité...
- Le contrôle d'accès : identification des personnes ayant accès aux immeubles, aux parkings...
- l'élevage d'animaux.
- Les cartes de transport sans contact : elles permettent de franchir les portillons en passant la carte à proximité du lecteur tout en la laissant dans sa poche ou dans son sac.
- L'assistance aux consommateurs : les produits dotés d'étiquettes RFID peuvent être identifiés plus simplement par les ordinateurs, fournissant ainsi de nombreuses informations utiles comme le type de médicament, la posologie...



- Les péages autoroutiers : de nombreuses sociétés de gestion d'autoroutes ont déjà mis en place des systèmes d'abonnement basés sur les étiquettes RFID. Aux barrières de péage, le paiement se fait par simple lecture de l'étiquette RFID du véhicule.
- Le Service après-vente des produits : l'identification des produits tels que les appareils électroménagers permet de disposer d'un véritable carnet d'entretien électronique facilitant ainsi la gestion et l'optimisation du Service Après-vente.
- la gestion de bibliothèques.
- La technologie RFID et téléphone portable - KDDI Corp. et Hitachi Ltd. ont réalisé un lecteur RFID destiné à être embarqué dans les téléphones portables afin de lire des données situées jusqu'à 5 mètres de distance. Capable de stocker jusqu'à 38 chiffres décimaux, il peut participer à la traçabilité de produits, interagir avec l'appareil photo du portable et fournir la localisation GPS [39].

## 1.9 Conclusion

On peut citer quelques avantages de la technologie RFID :

- Grande capacité de stockage de données contrairement aux codes barres informations sécurisées;
- Aucune lecture directe n'étant nécessaire, les étiquettes peuvent être dissimulées;
- Identification à distance;
- Possibilité de mettre à jour les informations via des fonctions de lecture/écriture;
- Identification d'objets multiples;
- Résistance aux environnements agressifs meilleurs que les codes barres.

## Chapitre 2

# Principes physiques des systèmes de RFID

### 2.1 Introduction

Dans l'industrie, on trouve deux catégories des systèmes RFID : les systèmes à couplage magnétiques et les systèmes à couplage électrique. Nous commençons le chapitre par un bref rappel sur la théorie des antennes, ensuite on citera les différents moyens de communication tag-lecteur et on traitera en détail la rétro-modulation, et à la fin de ce chapitre, on va citer l'une des méthodes utilisées pour la conception des systèmes RFID.

### 2.2 Paramètres fondamentaux des antennes

#### 2.2.1 Définition

Dispositif ayant pour but de transformer une onde guidée par une structure matérielle (guide d'onde, fibre optique ...) en une onde rayonnée dans l'espace libre, ou effectuer l'opération inverse, l'antenne est un dispositif réciproque.

#### 2.2.2 Les différentes caractéristiques des antennes

Pour décrire les performances d'une antenne, il est nécessaire de définir ses différentes caractéristiques, à savoir le diagramme de rayonnement, la directivité, le gain ...

##### 2.2.2.1 Diagramme de rayonnement

C'est la représentation graphique dans l'espace du rayonnement de l'antenne. En effet, une antenne réelle ne rayonne pas de façon omnidirectionnelle. Son diagramme de rayonnement présente des directions privilégiées (maximum de rayonnement) et des directions où le champ

rayonné est nul (Fig. 2.1). Le tracé de ce diagramme s'effectue dans un système de coordonnées cartésiennes de référence  $(x, y, z)$  et les composantes du champ rayonné sont généralement exprimées en coordonnées sphériques  $(r, \theta, \varphi)$ .

Le tracé peut être effectué selon deux méthodes différentes :

La première est basée sur le calcul de la fonction caractéristique en puissance  $r(\theta, \varphi)$  définie par :

$$r(\theta, \varphi) = \frac{u(\theta, \varphi)}{u_{max}} \quad (2.1)$$

La deuxième méthode consiste à calculer la fonction caractéristique en champ  $f(\theta, \varphi)$  qui s'exprime comme suit :

$$f(\theta, \varphi) = \sqrt{r(\theta, \varphi)} = \frac{\|E(\theta, \varphi)\|}{\|E(\theta_0, \varphi_0)\|_{max}} \quad (2.2)$$

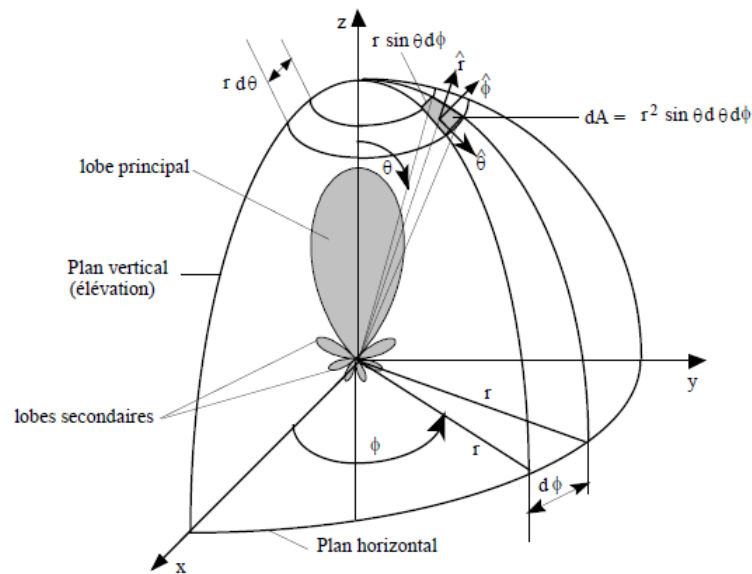


FIG. 2.1 – Diagramme de rayonnement en coordonnées sphériques [3].

### 2.2.2.2 Densité de puissance rayonnée

L'une des grandeurs souvent utilisées pour décrire la puissance associée à un champ électromagnétique est le vecteur de Poynting dont la valeur instantanée est donnée par l'expression :

$$\vec{w} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (2.3)$$

Comme le vecteur de poynting est une densité surfacique de puissance, la puissance totale, à travers une surface fermée, obtenue en intégrant la composante normale de ce vecteur sur toute cette surface est égale à :

$$P_{ray} = \oiint_s \vec{w}_{moy} \cdot \vec{ds} \quad (2.4)$$

### 2.2.2.3 Intensité de rayonnement

L'intensité de rayonnement dans une direction donnée  $\Delta(\theta, \varphi)$  est définie comme étant la puissance rayonnée par une antenne par unité d'angle solide. C'est une caractéristique radioélectrique de l'antenne, dépendant du champ lointain obtenue en multipliant simplement la densité surfacique moyenne par le carré de la distance radiale .sa formulation mathématique est :

$$u(\theta, \varphi) = (r^2 w_{moy} \vec{r}) \cdot \vec{r} \quad (2.5)$$

La puissance rayonnée peut alors s'écrire :

$$P_{ray} = \oiint_{\Omega} u(\theta, \varphi) \times d\Omega = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta, \varphi) \times \sin(\theta) \times d\theta d\varphi \quad (2.6)$$

### 2.2.2.4 Directivité

La directivité d'une antenne dans une direction donnée  $\Delta(\theta, \varphi)$  est le rapport de l'intensité de rayonnement  $u(\theta, \varphi)$  dans cette direction sur l'intensité de rayonnement d'une antenne de référence. L'antenne de référence est généralement isotrope. L'expression de cette caractéristique radioélectrique est formulée par :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{u(\theta, \varphi)}{u_{iso}} = 4\pi \frac{u(\theta, \varphi)}{P_{ray}} \quad (2.7)$$

La directivité maximale est le paramètre le plus souvent utilisé. Elle caractérise la directivité dans la direction du rayonnement maximum et est définie comme étant le rapport de l'intensité de rayonnement dans la direction du rayonnement maximum sur l'intensité de rayonnement d'une source isotrope :

$$D_0 = D_{max}(\theta, \varphi) = \frac{u_{max}(\theta, \varphi)}{u_{iso}} = 4\pi \frac{u_{max}(\theta, \varphi)}{P_{ray}} \quad (2.8)$$

### 2.2.2.5 Rendement d'une antenne

Le rendement total  $e_t$  d'une antenne (Fig. 2.2) utilisé tient compte des pertes totales au niveau de cette antenne (pertes joule, diélectrique et par désadaptation) s'écrit :

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.9)$$

Avec :

$e_r$  : rendement dû aux pertes par réflexion ( $1 - |\Gamma|^2$ );

$e_c$  : rendement dû aux pertes joule;

$e_d$  : rendement dû aux pertes diélectrique;

$\Gamma$  : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne formulé comme suit :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.10)$$

$Z_{in}$  et  $Z_0$  sont respectivement l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

Généralement  $e_c$  et  $e_d$  sont très difficiles à calculer. Ils peuvent être déterminé expérimentalement mais de manière indissociable. C'est la raison pour laquelle, la forme la plus utilisée de l'expression s'écrit de la forme suivant :

$$e_t = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.11)$$

avec

$$e_{cd} = e_c \times e_d \quad (2.12)$$

$i_c$  et  $i_d$  sont respectivement les courants dans le conducteur et dans le diélectrique [3].

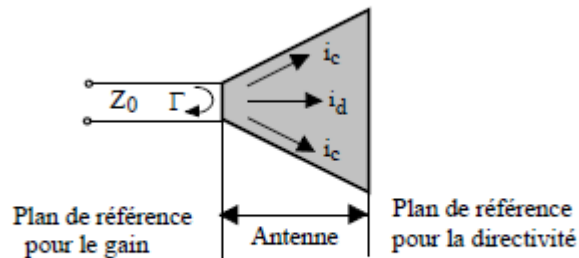


FIG. 2.2 – Coefficient de reflection [3].

### 2.2.2.6 Gain d'une antenne

Un autre paramètre très intéressant caractérisant les performances radioélectriques d'une antenne est le gain. Il tient compte aussi bien des propriétés de directivité que du rendement (donc des pertes) de cette antenne.

Le gain d'une antenne est défini comme étant  $4\pi$  fois le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction  $\Delta(\theta, \varphi)$  sur la puissance  $P_f$  fournie à l'antenne par la ligne de transmission issue de l'émetteur. Elle est donc formulée comme suit :

$$G_p(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{u(\theta, \varphi)}{P_f} \quad (2.13)$$

Dans la plupart des cas, on utilise plutôt le gain relatif défini comme étant le rapport du gain  $G_p(\theta, \varphi)$  sur le gain d'une antenne de référence (le plus souvent une source isotrope sans pertes) recevant la même puissance fournie  $P_f$ .

Pour une source isotrope sans pertes :  $P_f = P_{ray}$

Pour une antenne réelle quelconque  $P_f = P_{ray} + P_d$  ( $P_d$  étant les différentes pertes en puissance dans l'antenne : joule, diélectrique, désadaptation). Pour une telle antenne, on définit la notion de rendement

$$e_t = \frac{P_{ray}}{P_f} \quad (2.14)$$

Dans ces conditions le gain relatif de l'antenne s'écrit :

$$G(\theta, \varphi) = e_t \frac{4\pi \times u(\theta, \varphi)}{P_{ray}} \quad (2.15)$$

et il est relié à directivité par :

$$G(\theta, \varphi) = e_t \times D(\theta, \varphi) \quad (2.16)$$

### 2.2.2.7 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une antenne caractérise la charge apportée par cette antenne au circuit d'excitation. Le cas le plus simple est celui des antennes pour lesquelles on peut définir deux bornes d'entrée telles qu'en régime d'émission, il existe entre elles une tension  $V_e$  lorsque circule un courant  $I_e$  (Fig. 2.3). L'antenne peut alors être représentée par un dipôle, au sens de la théorie des circuits, dont l'impédance d'entrée serait

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (2.17)$$

$R_a$  et  $X_a$  représentent respectivement la résistance et la réactance de l'antenne aux bornes de l'entrée  $a - b$ .

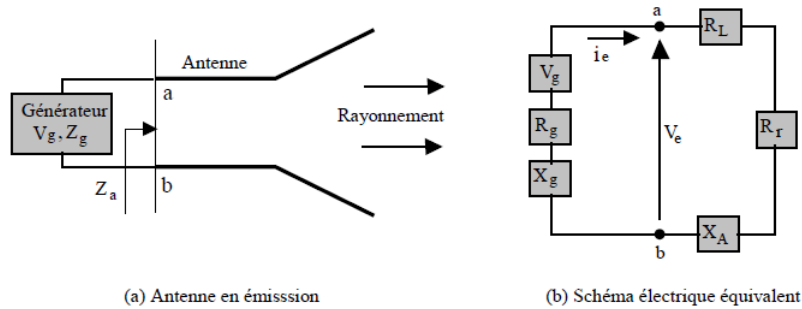


FIG. 2.3 – Antenne d'émission et son circuit électrique équivalent [3].

En général, la partie résistive  $R_a$  correspond à la fois à la puissance active rayonnée et à la puissance dissipée dans l'antenne. Elle peut donc s'écrire sous la forme :

$$R_a = R_r + R_L \quad (2.18)$$

$R_r$  et  $R_L$  sont respectivement la résistance de rayonnement et la résistance de pertes de l'antenne. La première est une caractéristique dépendant du champ lointain dont on sait qu'il peut être obtenu à partir de répartitions approchées du courant sur l'antenne. La seconde se déduit de la connaissance du champ dans l'antenne et permet de représenter les pertes électriques et diélectriques. L'expression suivant permet de définir le rendement de l'antenne sous la forme d'un rapport de résistances [3].

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.19)$$

## 2.3 Les moyens de communication tag-lecteur

### 2.3.1 Par couplage magnétique dans les systèmes basses fréquences

Les systèmes RFID basse fréquence (moins de 30 MHz) fonctionnent généralement pour des distances de communication faibles allant de 0 à 1 mètre. Cette limitation en distance de fonctionnement est principalement due à la nature du rayonnement des antennes pour cette gamme de fréquences. En effet, le lien RF entre les antennes du lecteur et du tag se fait par couplage inductif. Dans ces conditions, la distance entre le lecteur et le tag est très petite devant la longueur d'onde du signal, nous sommes donc en champ proche. Cela implique que les lois qui permettent d'étudier ce type de lien RF sont de nature magnétostatique, comme par exemple pour l'étude d'un transformateur.

Le fonctionnement en couplage inductif permet des distances de fonctionnement allant jusqu'à 1 mètre. La figure 2.4 présente le schéma de principe d'un couplage magnétique. Dès que l'antenne du tag entre dans le champ produit par le lecteur, le tag est activé et alimenté. Ensuite, la manière avec laquelle le tag perturbe le champ permet au lecteur d'identifier le tag. Plus de 90% des systèmes RFID actuellement utilisés fonctionnent avec ce type de tag [16].

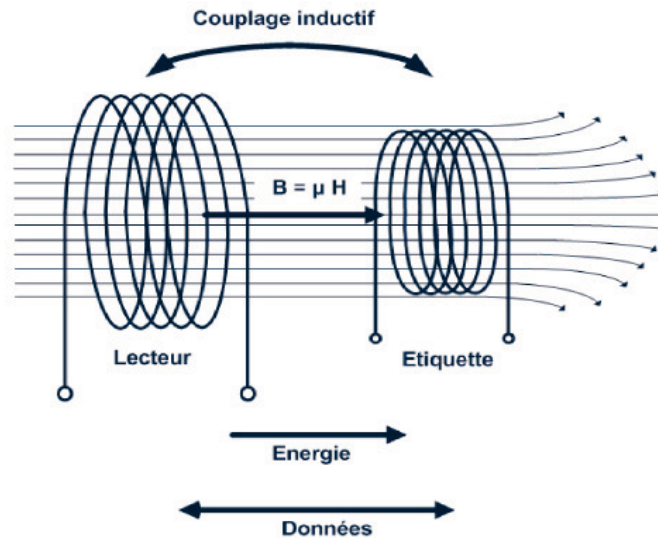


FIG. 2.4 – Couplage magnétique en champ proche [16].

### 2.3.2 Par couplage radiatif dans les systèmes RFID UHF

Dès lors que l'application impose de plus grandes distances de communication ou un plus grand débit d'échange d'information, les systèmes RFID fonctionnant en UHF et microondes sont préférés. Dans ce cas, les phénomènes de rayonnement n'obéissent plus aux lois du couplage, mais à ceux de la propagation ; on dit que la communication se produit en champ lointain. Ainsi, l'amplitude du champ propagé décroît en  $1/d$ ,  $d$  étant la distance entre le lecteur et le tag, au lieu d'une décroissance en  $1/d^3$  pour le champ proche. La frontière théorique entre le champ proche et le champ lointain se situe à une distance de  $\lambda/2\pi$  de l'antenne,  $\lambda$  étant la longueur d'onde du signal. Là encore, le tag récupère l'énergie contenue dans l'onde électromagnétique émise par le lecteur pour s'alimenter [16].

Quant à la communication descendante, du tag vers le lecteur, elle est assurée par la technique de rétro-modulation « backscattering » ou modulation de charge .

#### Rétro-modulation :

On définit la technique de modulation de charge comme étant une variation du coefficient de réflexion au niveau de l'interface entre l'antenne du tag et la puce. Physiquement, elle consiste



en une variation de l'impédance d'entrée de la puce, créant ainsi une désadaptation d'impédance avec l'antenne. Or, pour modifier une impédance, on peut faire varier sa partie réelle ou sa partie imaginaire. Ainsi, en fonction du signal binaire qui commande la modulation de charge et en fonction du type de modulation, le signal incident est plus ou moins réfléchi comme indiqué sur la figure 2.5. Sur cette figure, l'impédance  $Z_t$  représente une charge adaptée à l'impédance de l'antenne. Si la modulation porte sur la partie réelle de la charge ( Fig 2.5a), on réalise alors une modulation ASK (pour Amplitude Shift Keying) et si c'est la partie imaginaire qui est concernée ( Fig 2.5 b), c'est une modulation PSK (pour Phase Shift Keying) [10].

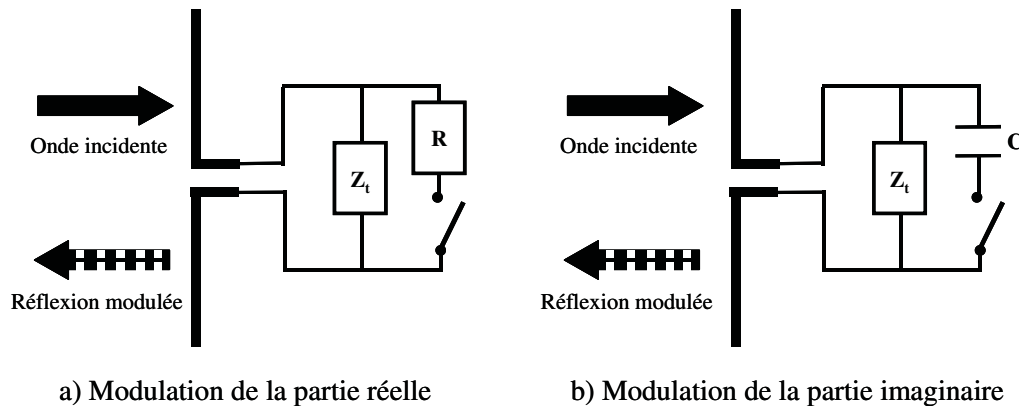


FIG. 2.5 – Réflexion de l'onde incidente grâce à la technique de modulation de charge : modulation de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) [10]

La qualité de la modulation est fonction de la facilité avec laquelle on peut différencier les deux états binaires, lors de la démodulation. Pour une modulation ASK, l'idéal serait d'avoir une différence d'amplitude maximum entre l'état haut et l'état bas. Celle-ci est obtenue, par exemple, lorsque l'on passe de l'adaptation parfaite de l'antenne au cas où l'antenne est court-circuitée. Mais cela implique que lorsque qu'il y a réflexion totale de l'onde incidente, la récupération d'énergie devient impossible. C'est pourquoi l'indice de la modulation ASK est généralement choisie de manière à réaliser un compromis entre la récupération de l'énergie et la qualité de la transmission de données.

Quant à la modulation PSK, c'est un déphasage maximum que l'on désire obtenir pour différencier l'état haut de l'état bas. Cette technique présente l'avantage de procurer la même quantité d'énergie au tag, quelque soit l'état binaire du signal modulant.

Les normes autorisent les deux types précédents ASK et PSK de modulation pour la rétro-modulation. Mais en pratique, il est à noter qu'il est difficile d'avoir une variation purement réelle ou purement imaginaire lors de la modulation [10].

Pour la grande majorité des tags UHF et micro-ondes existants, le dispositif permettant de réaliser la rétro-modulation est basé sur l'utilisation d'un interrupteur commandé par le signal

numérique modulant. Notons cependant l'existence de certaines architectures qui utilisent plutôt des dispositifs à base de capacités variables pour réaliser la rétro-modulation.

Quelque soit la technique de rétro-modulation choisie, la qualité de la réponse du tag dépend directement de l'antenne associée à la puce RFID.

## 2.4 Processus de design d'un système RFID

La réalisation concrète d'une application nécessite plusieurs étapes à suivre, la référence [45] propose une méthode à suivre pour développer une application RFID :

### Spécification d'une application

La spécification d'une application est un point difficile à établir, il est souvent nécessaire de discuter en détail sur plusieurs points parmi eux, les contraintes électroniques, sécuritaires, mécanique, magnétique, les pollutions radiofréquences . . . , donc la première action permet de parler sur l'application et son environnement sans oublier aucun détail.

### Examination des principaux paramètres

On parle rapidement sur les principaux paramètres qu'il est nécessaire et urgent d'examiner avant d'entreprendre quoi que ce soit. il s'agit des :

- Paramètre physiques :
  - Dimensions et formats mécaniques du transpondeur.
  - Formats mécaniques disponibles pour l'antenne de la basse station (lecteur).
  - Environnement climatique (température de fonctionnement, humidité).
  - Environnement magnétique (atténuation, certains métaux n'ont pas de propriétés magnétique).
- Paramètre opérationnels
  - distances minimales et maximales de fonctionnement.
  - temps minimum et maximum autorisés pour effectuer les transactions de données..
  - présence unique ou multiple de transpondeurs dans le volume d'application.
  - puissance/énergie requise pour assurer le bon fonctionnement.
- paramètres fonctionnels
  - lecteur seule, lecture écriture.

- capacité, structure et architecture de la mémoire du transpondeur.
  - nécessité d'authentification ou non entre la base station et le(s) transpondeur(s).
  - sécurisation de la valeur des données - messages protégés, crypté - sécurisation de la communication.
  - durée maximale de rétention des données.
  - en cas de présence multiple de transpondeurs, choix du mode de gestion des collisions.
  - transpondeurs en mouvement ou non.
- paramètres normatifs
    - interférences électromagnétiques.
    - conformité aux normes.
    - respect des régulations.
  - paramètres économiques
    - cout.
    - double source.
    - conformes à des normes. . .

### **Définition de l'environnement proche de l'application**

Il faut considérer comme environnement tout ce qui touche de près ou de loin aux matériaux ayant un rapport avec les propriétés magnétiques ou électromagnétiques tels que la présence d'une masse métallique, magnétique, de matériaux particulières, rayonnement, qui pourraient avoir une incidence directe ou indirecte sur le projet.

On s'intéresse principalement aux parcours et déformations possibles des lignes des champs magnétiques produit par le lecteur ainsi que le mode de propagation des ondes EM.

### **Ordre d'étapes à suivre**

Pour réaliser une application spécifique on a recourt à suivre plusieurs point (mais ceci reste à usage général) :

- Partie analogique :
  - Le choix de la fréquence de fonctionnement pour l'application à réalisée.

- Choix de type des performances attendues du circuit intégré transpondeur à utiliser pour l'application considérée.
- Détermination des paramètres électriques de l'antenne du transpondeur pour la meilleure adaptation d'impédance pour le transfert d'énergie.
- Définition des paramètres magnétiques (champ, induction, flux) et électriques (courant, tension, puissance de l'étage de sortie de lecteur).
- Définition de l'antenne de lecteur (forme, nombre de spires. . .).
- Partie micro contrôlée :
  - Si nécessaire le choix de la technique (déterministe/probabiliste/etc.) à adopter pour la gestion des collisions.
  - Ecriture de software de protocole de communication spécifique au transpondeur utilisé.
  - Ecriture de software spécifique au bon fonctionnement de l'application.
- Partie finale :
  - Tests, mesures (exemple : vérification des zones de bon fonctionnement).
  - Installation et vérification sur site.
  - Vérification de bon fonctionnement du système.

## 2.5 Conclusion

On a illustré à travers ce chapitre quelques principes physiques qui aident à comprendre le fonctionnement général d'un système RFID. A la fin de ce chapitre, on a cité une méthode de synthèse pour la mise en oeuvre d'une application RFID en partant de la partie analogique vers la partie micro contrôlée. Dans le prochain chapitre, on va aborder les techniques d'adaptation et de miniaturisation des antennes RFID.

## Chapitre 3

# Technique d'adaptation et de miniaturisation d'antenne tag passif UHF

### 3.1 Antenne tag RFID

L'étiquette joue un rôle primordial dans les systèmes RFID. Elle se compose d'une antenne et une puce (figure 3.1). La puce est placée à la terminaison de l'antenne. L'antenne et la puce présente toutes les deux une impédance d'entrée complexe. Pendant des années, des antennes ont été conçues pour être adaptées à des impédances  $50\Omega/75\Omega$ . Cependant, les antennes des tags RFID sont conçues de manière à compenser l'impédance de la puce ( $R_{ant} = R_{chip}$ ) et ( $X_{ant} = -X_{chip}$ ) dans le but de maximiser les performances de l'étiquette [10].

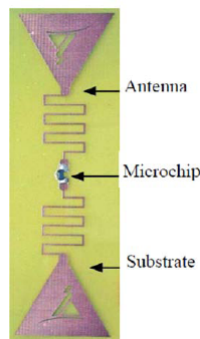


FIG. 3.1 – Etiquette RFID [28].

## 3.2 Les paramètres de conception

Les paramètres qui déterminent en grande partie les critères pour choisir une antenne d'étiquette RFID :

- La bande de fréquence : dépend des réglementations des pays où le tag est utilisé.
- Adaptation d'impédance : l'impédance de l'antenne doit être égale à l'impédance conjuguée de la puce dans le but de maximiser les performances de l'étiquette RFID.
- Diagramme de rayonnement omnidirectionnel : la communication lecteur/tag doit se faire d'une manière indépendante de la direction de tag.
- Taille et forme : La forme et la taille d'étiquette doivent permettre d'être enfoncée ou attachée aux objets.
- La distance de lecture : La distance de lecture minimale est spécifiée pour différents paramètres :
  - EIRP : EIRP est désigné par les réglementations locales du pays.
  - Objets : les performances du tag RFID peuvent changer quand il est placé sur des objets différents ou quand d'autres objets sont présents à proximité de l'objet étiqueté.
- Coût : L'étiquette de RFID doit être un dispositif peu coûteux. Ceci impose des restrictions à la structure d'antenne et au choix des matériaux pour sa construction comprenant l'ASIC utilisé [10].

Les conducteurs typiques utilisés dans les étiquettes sont en cuivre ou en aluminium. Les diélectriques incluent les polyesters flexibles et les substrats rigides comme FR4.

## 3.3 Processus de design

La fréquence de travail des antennes tag RFID est liée fortement à l'impédance d'entrée de la puce. La distance de lecture doit être prise en compte pendant le processus de conception. Cependant, les dimensions de l'antenne ainsi que la fréquence de travail imposent des limitations du gain et la largeur de la bande passante. Donc il y a un compromis entre ces paramètres pour concevoir une antenne qui répond aux exigences d'une application RFID donnée [13][30].

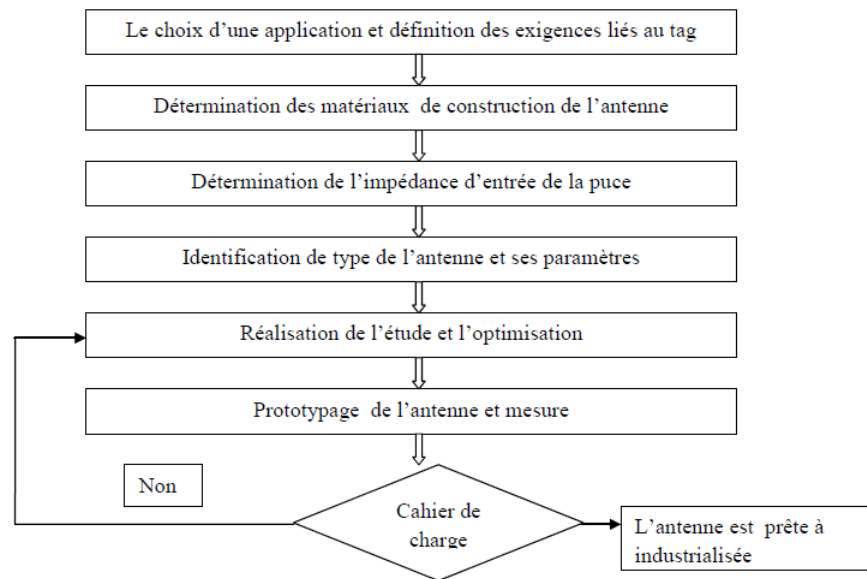


FIG. 3.2 – Processus de conception des antennes tag [26].

Le processus de design est illustré à la figure 3.2. Quand l'application RFID est choisie, les exigences sur l'antenne des tags RFID seront identifiées. Ces exigences permettent de déterminer les types de matériaux qui constituent l'antenne ainsi que le choix de la puce. Selon l'impédance de la puce choisit, on essayera de construire une antenne d'une manière à l'adapter à la puce. L'étude et l'optimisation de l'antenne est faites pendant la simulation.

Comme la plupart des antennes, Les antennes RFID sont très difficiles à analyser par les méthodes analytiques. C'est pour ça, on est conduit à utiliser des outils de simulation électromagnétique qui utilisent soit la méthode des moments MoM (optimale pour les structures planaires) tel que Zeland IE3D, soit la méthode des éléments finis (pour des structures tridimensionnels complexe) tel que Ansoft HFSS.

Par la suite l'antenne est modélisée, simulée et optimisé par le logiciel tout en respectant l'impédance d'entrée de la puce (pour une bonne adaptation) et un gain souetable.

Dans la dernière étape de conception, on réalise le prototype de l'antenne afin de mesurer ses caractéristiques. Si les résultats de mesures sont en accord avec la simulation, l'antenne est prête pour l'industrialisation, si non, l'antenne sera modifiée et optimisée jusqu'à atteindre les buts de conception.

### 3.4 Les méthodes d'adaptation d'impédance

L'adaptation d'impédance entre l'antenne et la puce représente le facteur clef dans la conception d'antenne RFID. L'impédance de la puce ( $Z_{chip} = R_{chip} + jX_{chip}$ ) dépend de la fréquence. La majorité des puces UHF disponibles présentent une réactance  $-100 < X_{chip} < -600\Omega$ , tandis

que la partie réelle a un ordre de grandeur plus petite que la partie imaginaire. L'impédance d'antenne devrait être inductive afin de réaliser l'adaptation.

Les méthodes les plus connues sont l'adaptation par un T, par couplage inductif des boucles magnétiques, par utilisation des fentes, méthode des charges capacitives en bout, méthode qui utilise les paramètres géométriques et les éléments parasites [7].

### 3.4.1 Adaptation par un T

Dans la figure 3.3, l'impédance d'entrée d'un dipôle planaire d'une longueur  $l$  peut varier en introduisant un stub court circuit à son centre.

La source de l'antenne est placée au dipôle secondaire d'une longueur  $a \leq l$ , placée à une distance  $b$  du dipôle primaire. On peut démontrer que l'impédance d'entrée est égale à :

$$Z_{in} = \frac{2Z_t Z_a}{2Z_t + (1 + \alpha)^2 Z_a} \quad (3.1)$$

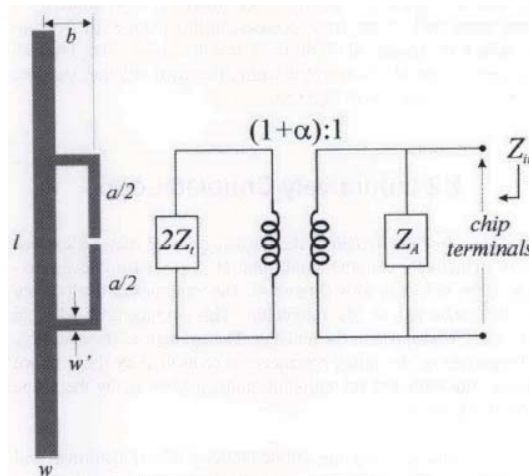


FIG. 3.3 – Configuration en T et son circuit équivalent [21].

Avec :

$Z_t = jZ_0 \tan(\frac{ka}{2})$  : représente l'impédance d'entrée de stub court circuit ;

$k = 2\pi/\lambda$  ;

$Z_0 = 276 \times \log(\frac{b}{\sqrt{r_e r'_e}})$  : l'impédance caractéristique des deux stubs court circuit placé à une distance  $b$  du dipôle primaire ;

$Z_a$  : l'impédance de dipôle à son centre et sans le T ;

$r_e = 0.25w$  et  $r'_e = 8.25w'$  : les rayons équivalents des dipôles principale et secondaire respectivement ;



$$\alpha = \frac{\ln(\frac{b}{r})}{\ln(\frac{r_e}{r_e})} : \text{facteur de courant.}$$

On peut jouer sur les paramètres géométriques  $a$ ,  $b$ , et les largeurs des stubs  $w$  et  $w'$  jusqu'à l'adaptation à l'impédance complexe  $Z_{chip}$ .

### 3.4.2 Adaptation par couplage inductif à l'aide d'une boucle

Pour qu'une antenne dipôle rayonne, on utilise une boucle placée à sa proximité pour l'alimenter dont on exploite le couplage inductif voir la figure 3.4. Les extrémités de la boucle sont connectées directement à la puce. Cette configuration ajoute une inductance supplémentaire à l'impédance d'entrée de l'antenne. La force de couplage (cad l'inductance additionnelle) est commandée par la distance entre la boucle et le dipôle, aussi bien que par le facteur de forme de la boucle[23]. On peut assimiler cette configuration à un transformateur dont l'impédance d'entrée vue à l'extrémité de la boucle est donnée par :

$$Z_{in} = Z_{boucle} + \frac{2\pi f M}{Z_A} \quad (3.2)$$

Avec  $Z_{boucle} = j2\pi f L_{boucle}$  représente l'impédance d'entrée de la boucle. Si l'antenne est à la résonance, la réactance d'entrée dépend seulement de l'inductance de la boucle, tandis que la résistance est liée à l'inductance mutuelle  $M$  de transformateur [29] :

$$R_{in}(f) = \frac{(2\pi f M)^2}{R_A(f)} \quad (3.3)$$

$$X_{in}(f) = j2\pi f L_{boucle} \quad (3.4)$$

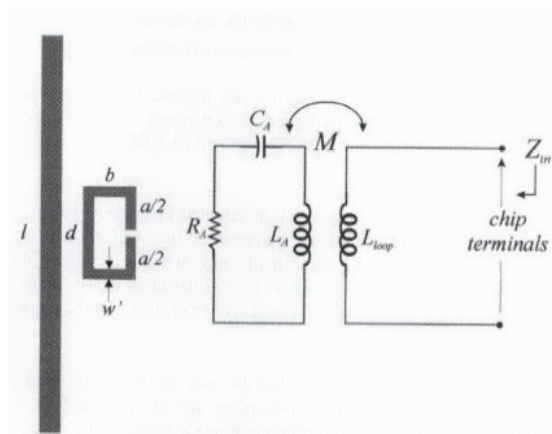


FIG. 3.4 – Couplage inductif et son circuit équivalent [23].

### 3.4.3 Adaptation par utilisation des fentes

A l'aide d'une fente non résonnante, on peut avoir une réactance inductive, ce qui est souhaitée pour l'adaptation d'impédance complexe. Le profil de la fente peut être assimilé à un transformateur d'impédance dont chaque discontinuité (dent) fournit un stockage d'énergie.

En augmentant le nombre de dents, de nouveaux degrés de liberté sont ajoutés avec la possibilité d'améliorer la miniaturisation et de réaliser des dispositifs multi bandes. Si la taille de la fente est comparable à la surface du patch conducteur, les caractéristiques de rayonnement seront liées à ces deux facteurs [22]. En particulier, le gain maximum de l'antenne est fixé principalement par la longueur  $l$  de coté de patch, alors que l'accord d'impédance peut être changé en agissant sur l'allongement de la fente, et les dimensions  $a$  et  $b$ .

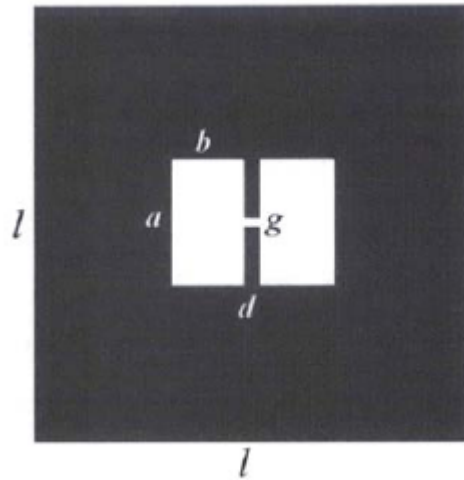


FIG. 3.5 – Configuration d'une anenne à fente H [22].

Quand la longueur  $b$  de slot est plus petite que la longueur  $l$  du patch, on observe un fonctionnement circuit  $RLC$  avec réactances à crêtes élevées, lesquelles diminuent quand  $b$  augmente [21][22].

### 3.4.4 Adaptation par des charges en bout

Une autre méthode pour avoir une antenne d'une dimension réduite avec une impédance appropriée, c'est de prévoir une large structure à l'extrémité de l'antenne, ceci va introduire une augmentation de la capacitance de l'antenne ce qui va entraîner une diminution de la réactance capacitive. On constate en pratique qu'un dipôle chargé en bout, présente une impédance beaucoup plus inductive qu'un dipôle classique de même longueur ce qui facilite l'adaptation [8].

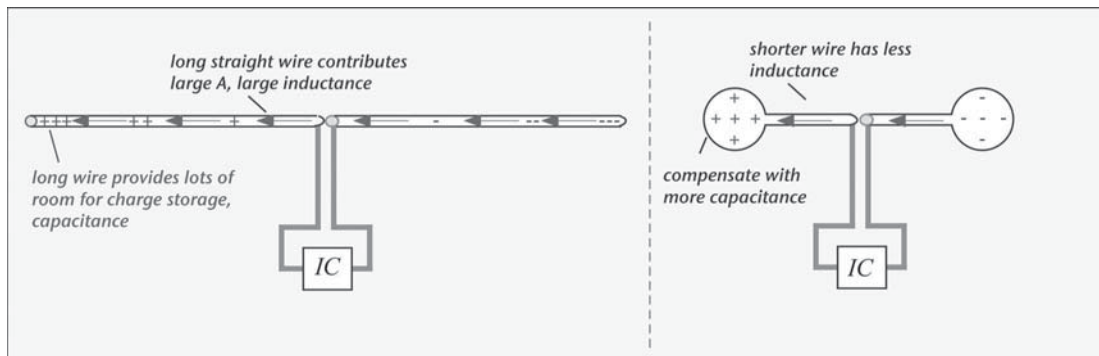


FIG. 3.6 – Adaptation par des charges en bout [8].

### 3.4.5 Adaptation en utilisant les paramètres géométriques et les éléments parasites

Cette technique, utilise les paramètres géométriques intrinsèques de l'antenne, tel que le repliement d'un dipôle d'une longueur plus grandes qu'une demi longueur d'onde tout en gardant la même longueur projetée comme présenté sur la figure 3.7.

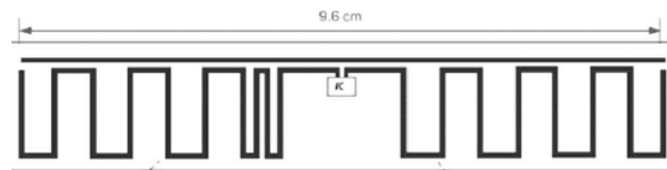


FIG. 3.7 – Antenne méandre avec élément parasite [8].

Les dipôles de longueurs plus grandes que celle de la résonance sont inductifs, ce qui facilite l'adaptation. L'ajout d'une barre au dessus de la structure, sert comme une capacitance shunt, elle permet de régler la résistance de rayonnement. La résistance augmente quand la distance entre l'antenne et la barre diminue [8].

## 3.5 Différentes méthodes de Miniaturisation

De nos jours, on souhaite d'intégrer le plus de composants dans un minimum de place. Les technologies de la microélectronique le permettent (les ordinateurs en sont un bon exemple, ou encore les téléphones portables), grâce à la petite taille de la majorité des composants, la surface d'un tag est majoritairement occupée par l'antenne (celle de la puce n'exécède pas  $9mm^2$ ). De ce fait, Il est souhaitable de réduire la taille de l'antenne. Malheureusement, certaines lois physiques empêchent ce rétrécissement, puisque les tailles d'antennes sont directement reliées à leur fréquence de fonctionnement.

Il existe plusieurs techniques de miniaturisation qui peuvent être mises en oeuvre dans la conception des antennes RFID UHF. La technique la plus employée dans la RFID, la performante et la plus simple, est le repliement de dipôle. Une autre technique possible est l'utilisation des motifs fractales. Cependant cette dernière est moins efficace que le repliement.

### 3.5.1 Technique de dipôle replié (meandering technique)

Si on veut réduire la taille du dipôle pour des raisons de miniaturisations, on applique la technique représentée sur la figure 3.8, qui fait la compression de la taille du dipôle. En pliant la structure initiale de longueur  $\lambda/2$  on trouve une autre longueur inférieure à  $\lambda/2$ , un dipôle qui se raccourcit de cette façon est connu comme dipôle méandre. Avec assez de courbures, nous pouvons rendre le dipôle beaucoup plus court pour la même longueur du fil.

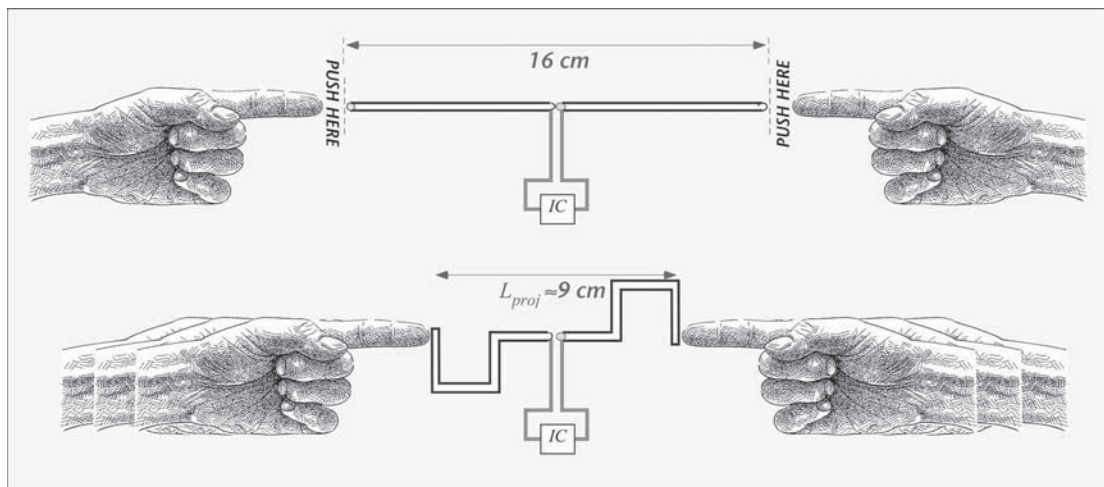


FIG. 3.8 – Technique de dipôle replié [8].

Le recourbement du dipôle n'a pas d'influence sur les caractéristiques électriques du dipôle. L'écoulement linéaire du courant le long du dipôle se fait dans une direction et le rayonnement de tout le courant le long du dipôle s'ajoute pour créer un potentiel de vecteur dans la même direction que l'écoulement du courant. Quand le dipôle est replié, la direction de l'écoulement du courant dans les bras voisins d'un méandre est inversée, ainsi ces courants s'annulent quand la distance est longue, seulement les parties de l'antenne qui sont orientées dans la même direction originale du dipôle contribuent au rayonnement.

### 3.5.2 Méthode à géométrie fractale

Les géométries fractales ont permis de comprendre les formes d'objets naturels tels que, les feuilles ou encore les flocons de neige [4]. Elles présentent la particularité de réduire l'espace

occupé en une, deux ou trois dimensions. D'ou l'intérêt pour la géométrie fractale dans la conception d'antenne, elle peut aussi réaliser la multifréquence et la réduction de la taille de l'antenne.

Diverses géométries fractales sont explorées pour des antennes avec des caractéristiques spéciales telles que Sierpinski unipolaire [19], courbe de koch unipolaire [20], et courbe de Hilbert [21].

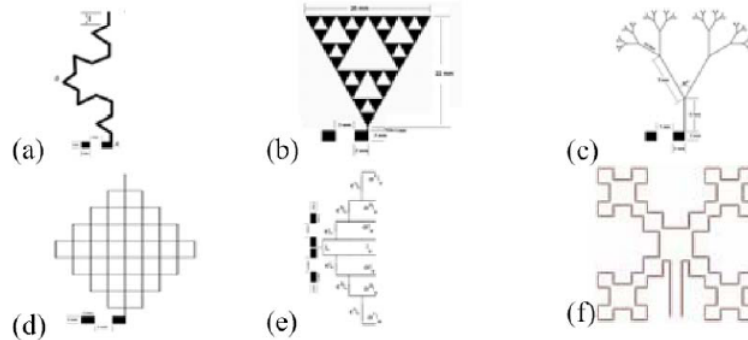


FIG. 3.9 – Différentes structures fractales (a) koch (b) sierpinski (c) arbre (d) cuboid (e) log-periodique (f) minkowski [6].

### 3.6 Mesure et test de tag

Les performances d'un tag RFID UHF dépendent des performances de l'antenne, de la puce et surtout de l'adaptation d'impédance entre la puce et l'antenne, la conception d'une antenne nécessite donc la mesure de son impédance. L'étiquette en fait est conçue pour fonctionner comme antenne de rétrodiffusion, et elle est reliée à la puce, qui est une charge non réelle [26].

Deux stratégies différentes de mesure sont typiquement adoptées :

- Mesure de l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion en puissance de l'antenne.
- Mesure de la distance de lecture quand le lien entre le lecteur et l'étiquette est établie.

#### 3.6.1 Mesure de coefficient de réflexion et la largeur de la bande passante

C'est la mesure la plus générale des performances de l'étiquette. Dans la partie de mesure, Le thème critique est le raccordement de la sonde de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) aux bornes de l'étiquette, en l'absence de la puce. Puisque l'étiquette n'est pas conçue comme antenne de transmission, le raccordement entre la sonde de l'analyseur de réseau vectoriel et le port de l'étiquette se fait par un câble coaxial d'impédance caractéristique  $Z_c = 50\Omega$  à l'aide d'un connecteur SMA.

La largeur de bande passante est déterminée à la référence de niveau de  $-10\text{dB}$  du coefficient de réflexion en puissance  $S_{11}$ .

La méthode de mesure de ses paramètres est expliquée en détail dans annexe «B ».

### 3.6.2 Mesure de la distance de lecture

La caractéristique de fonctionnement la plus importante de l'étiquette, c'est la distance de lecture. La distance maximale à laquelle le lecteur de RFID peut détecter le signal rétrodiffusé de l'étiquette est définie pour une puissance minimale nécessaire pour activer le tag ( $P_{th}$ ).

La distance de lecture théorique  $r$  dépend du coefficient de réflexion de puissance  $\Gamma$  et peut être calculée en utilisant la formule de Friis en espace libre comme [25] :

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_r (1 - |\Gamma|^2)}{P_{th}}} \quad (3.5)$$

Où

$\lambda$  : longueur d'onde ;

$P_t$  : puissance transmise par le lecteur de RFID ;

$G_t$  : gain de l'antenne de transmission ( $P_t G_t$  c'est EIRP, puissance rayonnée isotrope équivalente) ;

$G_r$  : gain de l'antenne de réception d'étiquette ;

$P_{th}$  : puissance minimum nécessaire pour activer le tag .

La mesure précise de la distance de lecture est réalisée dans des conditions particulières, tel que la chambre anechoïque. La position de l'étiquette peut être fixée et l'émission de puissance (lecteur) peut être variée par atténuation commandée.

Dans la chambre anechoic, l'étiquette est placée à une distance fixe de l'antenne de lecteur, comme illustré dans la figure 3.10. À chaque fréquence, la puissance minimum  $P_{min}$  exigée pour communiquer avec l'étiquette est enregistrée.

Les pertes  $L$  dans le câble, le gain  $G_t$  de l'antenne de transmission et la distance  $d$  sont connus, la distance de lecture de l'étiquette pour n'importe quel émetteur EIRP, peut être déterminée d'après la relation [26] :

$$r = \sqrt{\frac{EIRP}{P_{min} L G_t}} \quad (3.6)$$

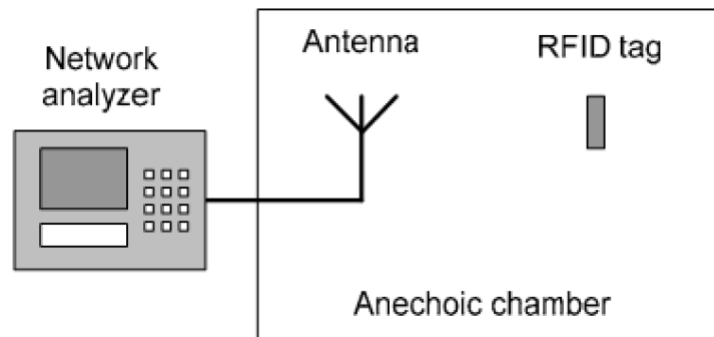


FIG. 3.10 – Mesure de la distance de lecture d'un tag RFID en utilisant une chambre anechoic [24].

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une vue d'ensemble sur la conception d'antenne pour les tags RFID UHF passifs . Nous avons discuté sur les exigences de conceptions, par la suite, on a décrit le processus de conception des antennes RFID, les méthodes d'adaptation d'impédance et les techniques de miniaturisation. Et pour finir, on a montré la méthode de mesure des performances d'une antenne RFID.

Le prochain chapitre est consacré à la conception des antennes tag RFID imprimées, miniatures et originales qui respectent les conditions exigées.

## Chapitre 4

# Conception d'antenne tag RFID

### 4.1 Introduction

Dans la littérature, trois principaux types d'antennes sont mis en œuvre pour les tags RFID UHF passifs :

- Les antennes IFA (Inverted F Antenna);
- les antennes dipôles;
- les antennes à fentes.

Nous allons traiter, dans notre travail, deux types de structures à savoir les dipôles et les antennes à fentes, qui sont les plus utilisées dans les applications industrielles.

### 4.2 Antenne dipôles

Les antennes d'étiquette jouent un rôle principal dans l'amélioration des performances globales des systèmes RFID. La plupart des antennes pour les étiquettes passives UHF sont généralement fabriquées autant que dipôles imprimés modifiés. Le but de cette conception est de réaliser une antenne bien adaptée à la puce et de dimensions réduites.

Parmi les techniques d'adaptation utilisées, on peut citer :

- L'utilisation de méandres qui consistent à un pliage simple ou multiple du corps de la source de rayonnement ;
- L'usage de charges à caractère inductif à la terminaison de l'antenne pour compenser la partie capacitive de la puce ;
- Enfin, adaptation par couplage inductif.

Nous allons proposer, au cours de ce paragraphe, quelques structures d'antennes (antennes méandres, logos, fractales et textes) simulées à l'aide de logiciel " **simulateur électromagnétique (IE3D)** ". Par la suite, les résultats de simulation obtenus seront comparés à ceux mesurés à l'aide de l'**analyseur de réseau vectoriel HP8719 ES**.



### 4.2.1 Antenne logo

La personnalisation des tags RFID est un objectif important dans la commercialisation des tags RFID. L'ensemble des industriels de ce domaine soigne cet aspect. Nous nous y sommes intéressés à développer un tag dont le logo est celui de l'école nationale polytechnique. Cette antenne est adaptée à une puce (EM4222) qui présente à la fréquence 915MHz, une impédance d'entrée  $Z_{chip}=132-j553 \Omega$ . Pour réaliser une bonne adaptation, on a appliqué deux techniques utilisant des méandres et des charges en bout.

#### Géométrie d'antenne

La géométrie de l'antenne proposée avec des annotations dimensionnelles est illustrée dans la figure 4.1. L'antenne a une dimension de  $(93 \times 26) \text{ mm}^2$ . Elle est constituée de deux motifs rayonnants dont la forme est un triangle isocèle de dimensions  $(W, L)$ . Au centre de ces triangles, nous avons inséré le logo de l'école nationale polytechnique. Un méandre d'une longueur  $l_m$  selon l'axe horizontal (Fig. 4.1) et  $L_m$  selon l'axe vertical, est placé dans le but est d'augmenter la partie imaginaire.

L'antenne est réalisée sur un substrat FR4 epoxy qui a une constante diélectrique de 4.32, une épaisseur de 1.52 mm et une tangente de perte de 0.017. L'épaisseur de cuivre est de 0.02 mm.

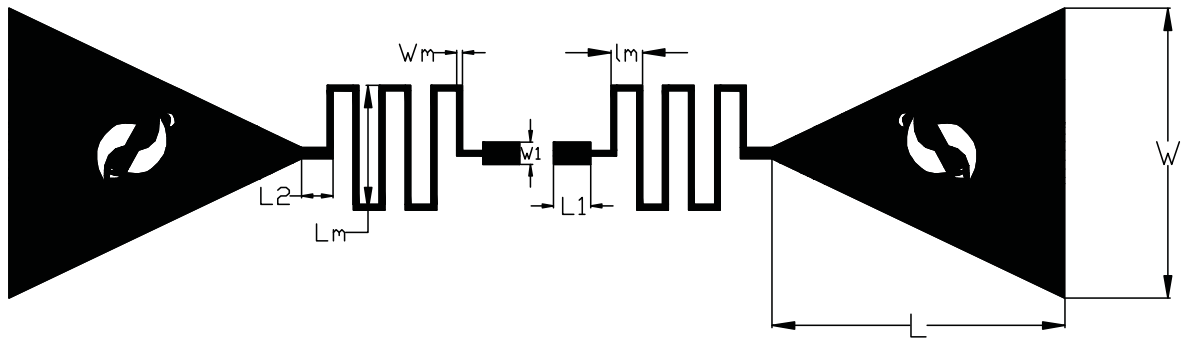


FIG. 4.1 – Géométrie de l'antenne logo.

Pour une puce imposée d'impédance  $Z_{chip}=132-j553 \Omega$  et pour une fréquence de travail 915 MHz, les résultats de simulation donnent les paramètres optimaux d'adaptation illustrés dans le tableau 4.1.

Longueur	en (mm)	f=915 MHz
W	25.8	$Z_{chip} = 132 - j553 \Omega$
L	26.1	
$l_m$	2.8	
$L_m$	11.1	
$W_m$	0.5	
$L_1$	3.3	
$W_1$	2	
$L_2$	2.8	

TAB. 4.1 – Paramètres d’antennes logo de la figure 4.1.

La position de la puce par rapport à l’antenne est représentée dans la figure 4.2 par un rectangle de couleur mauve.

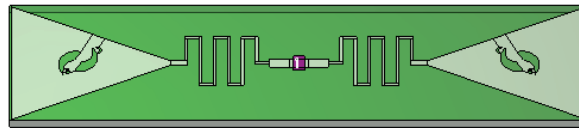


FIG. 4.2 – photo de simulation de l’antenne logo.

### Adaptation d’impédance

La figure 4.3 représente les variations de l’impédance d’entrée de l’antenne, en fonction de la fréquence . A la fréquence de travail, l’antenne présente une impédance d’entrée  $Z_{ant} = 137.221 + j553.753 \Omega$ , ce qui permet une bonne adaptation à la puce.

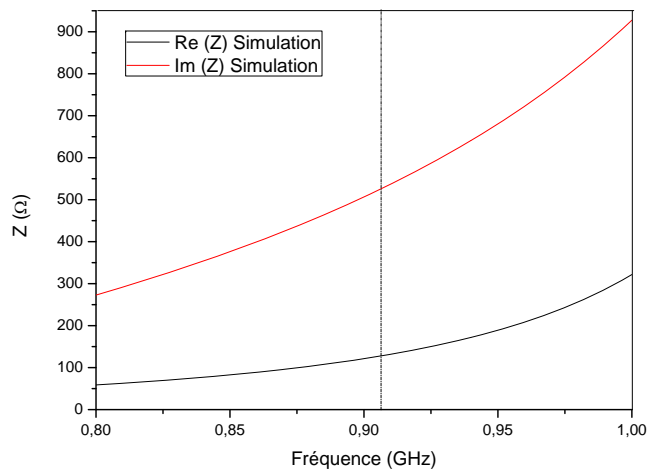


FIG. 4.3 – Evolution de l’impédance d’entrée de l’antenne logo en fonction de la fréquence.

### Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est illustré dans la figure 4.4. Sa valeur à 915MHz est de -33dB, ce qui montre une bonne adaptation. La bande passante à -10 dB est de 51 MHz ce qui amplement suffisant pour les applications RFID.

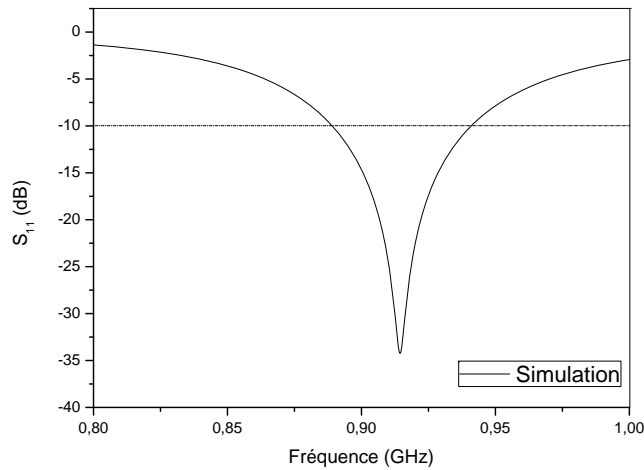


FIG. 4.4 – Coefficient de réflexion de l’antenne logo.

### Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l’antenne simulée (dans les plans E et H) est montré dans la figure 4.5. Il est quasiment omnidirectionnel et semblable à celui d’une antenne doublet. A la fréquence 915MHz, l’antenne présente une directivité de 2.2 dBi.

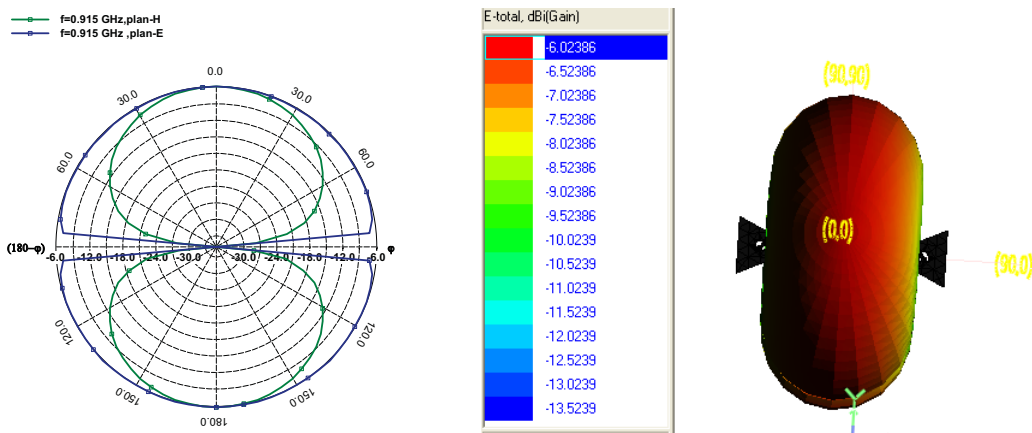


FIG. 4.5 – Diagramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions de l’antenne logo.

## Distance de lecture

Pour calculer la distance de lecteur, on substitue dans la formule (3.5) le coefficient de réflexion, le gain, la puissance standard de lecteur  $EIRP=4$  watt et la puissance minimale d'activation  $P_{th} = -10$  dBm. À la fréquence 915MHz, on trouve la distance de lecteur  $d=5.92$  m.

### 4.2.2 Antennes texte

Dans cette partie on a proposé deux antennes, la première que nous avons réalisée a été personnalisée par l'adjonction des abréviations ENP et ELN. La deuxième est une antenne texte qui comporte le nom de notre enseignant. Ces deux antennes ont été adaptées pour la puce XRAG2 qui fonctionne à la fréquence 915 MHz.

#### 4.2.2.1 Antenne ENP-ELN

L'antenne ENP-ELN est une antenne dipôle de dimension  $(116.3 \times 21)mm^2$ , elle comporte l'abréviation de l'école Nationale Polytechnique (ENP) et le département d'électronique (ELN). Cette antenne est adaptée à 915 MHz à l'aide d'un court circuit inductif et par utilisation des éléments parasites.

#### Géométrie de l'antenne

La géométrie de l'antenne est représentée dans la figure 4.6. Elle est constituée de :

- Un dipôle linéaire d'une longueur  $2 \times L_d$  dans lequel les abréviations de l'école nationale polytechnique et le département d'électronique ont été ajoutées.
- Un court circuit inductif de dimensions  $(R_{short}, L_{short})$ , il comporte comme une inductance placée en parallèle avec l'impédance de la puce, dans le but est d'augmenter la partie imaginaire.
- Des éléments parasites (stub) d'une longueur  $L_{stub}$  situés à une distance  $d_{stub}$  de dipôle. N'oublions pas que l'insertion de texte ENP-ELN va contribuer à l'augmentation de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'antenne.

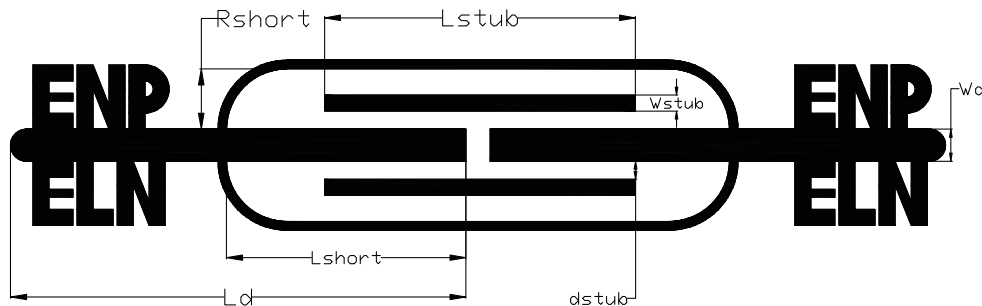


FIG. 4.6 – Géométrie de l'antenne ENP-ELN.

La puce utilisée est XRAG2 (strap package), présente une impédance d'entrée à la fréquence 915 MHz, égale à  $Z_{chip}=28-j148 \Omega$ . Le tableau 4.2 montre les différents paramètres optimisés pour la fréquence 915 MHz.

Longueurs	en (mm)	à f=915 MHz
$L_d$	54.8	$Z_{chip} = 28 - j148 \Omega$
$L_{short}$	29.8	
$L_{stub}$	38.8	
$R_{short}$	7.1	
$W_d$	4.2	
$W_{short}$	1	
$W_{stub}$	2	
$d_{stub}$	2.3	

TAB. 4.2 – Paramètres géométriques de l'antenne ENP-ELN de la figure 4.6.

### Prototypage

La figure 4.7 présente la photo de l'antenne réalisée. On a utilisé comme substrat FR4 epoxy qui a une constante diélectrique de 4.32, une épaisseur de 1.52 mm et une tangente de perte de 0.017. L'épaisseur de cuivre est de 0.02 mm.

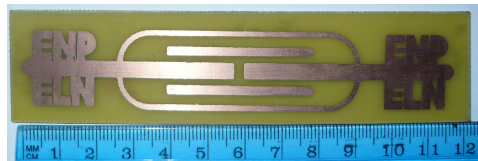


FIG. 4.7 – Photo de Réalisation de l'antenne ENP-ELN.

La position de la puce par rapport à l'antenne est représentée dans la figure 4.8 par un rectangle au milieu de l'antenne.

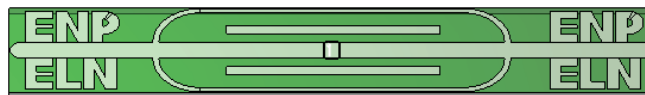


FIG. 4.8 – Photo de simulation de l'antenne ENP-ELN.

Ce prototype a été réalisé et examiné dans le « laboratoire hyperfréquence et radar » de EMP (Ecole Militaire Polytechnique). Les mesures sont faites à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP8719ES, d'un calibrage coaxial. La méthode de mesure exploite le principe des images. Nous expliquons la méthode de mesure en détaille dans l'annexe « B ». La figure 4.9 illustre le banc de mesure.

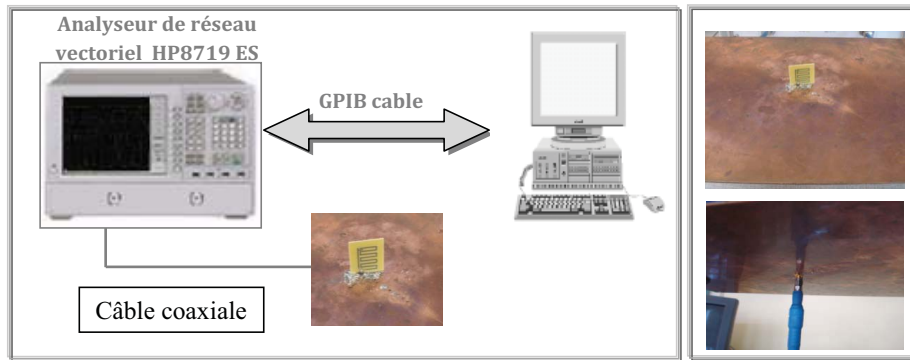


FIG. 4.9 – Banc de mesures

### Adaptation d'impédance

L'impédance d'entrée mesurée et simulée de l'antenne est montrée dans la figure 4.10 L'antenne présente à la fréquence 915MHz, une impédance d'entrée simulée  $Z_{ant}=25+j148.5 \Omega$ , et l'impédance d'entrée mesurée est de  $Z_{ant}=20+j151.5 \Omega$ . Donc il y a un accord entre la simulation et la mesure.

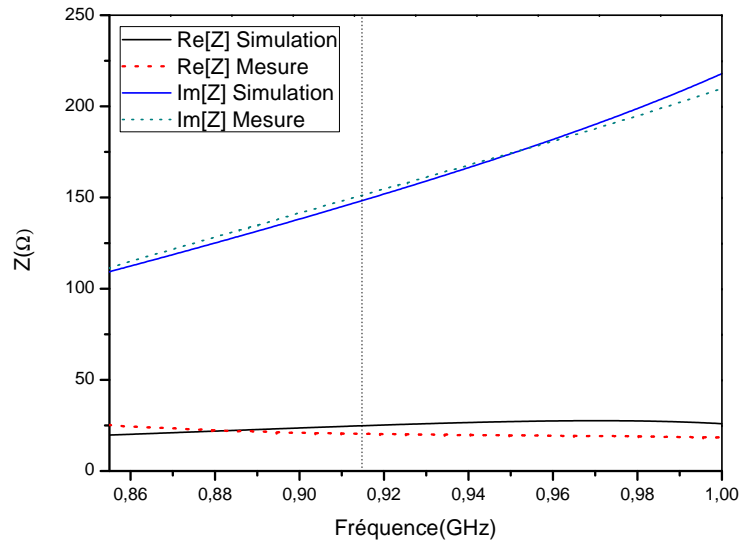


FIG. 4.10 – Impédance d'entrée de l'antenne ENP-ELN.

### Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion fourni par l'analyseur de réseau est normalisé par rapport à  $50\Omega$ , pour le normaliser par rapport à  $Z_{chip}$ , on a conçu une application Excel (pour plus de détail voir l'annexe B).

Le coefficient de réflexion mesuré et simulé est montré dans la figure 4.11. Nous observons que le coefficient de réflexion simulé à 915MHz est de -25dB avec une bande passante de 49 MHz (entre 0.891104 GHz et 0.940136 GHz). Par contre le coefficient de réflexion mesurée à 915MHz est de -16dB avec une bande passante de même largeur mais décalée vers les basses fréquences. On peut expliquer ce décalage par : Les défauts de fabrication de l'antenne, l'épaisseur de substrat qui n'est pas respecté (épaisseur mesurée=1.6 mm), et enfin à cause de la constante diélectrique 4,32 n'est pas exacte parce que on n'a pas pu caractériser le substrat. Mais les résultats obtenus sont acceptables.

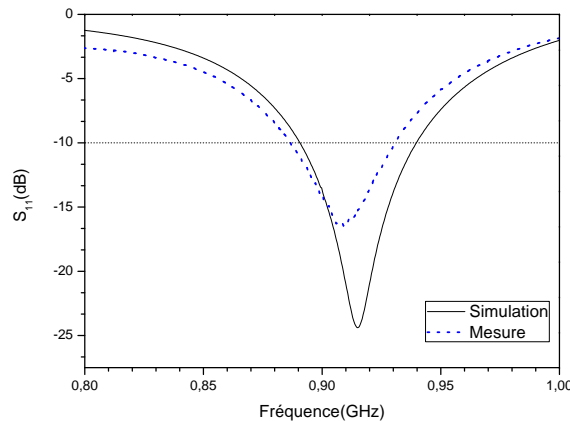


FIG. 4.11 – Coefficient de réflexion de l'antenne ENP-ELN.

### Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne simulée (plan E et H) est montré dans la figure 4.12. Il est omnidirectionnel donc la lecture du tag ne dépend pas de sa direction. L'antenne présente à 915MHz une directivité de 2.3 dBi .

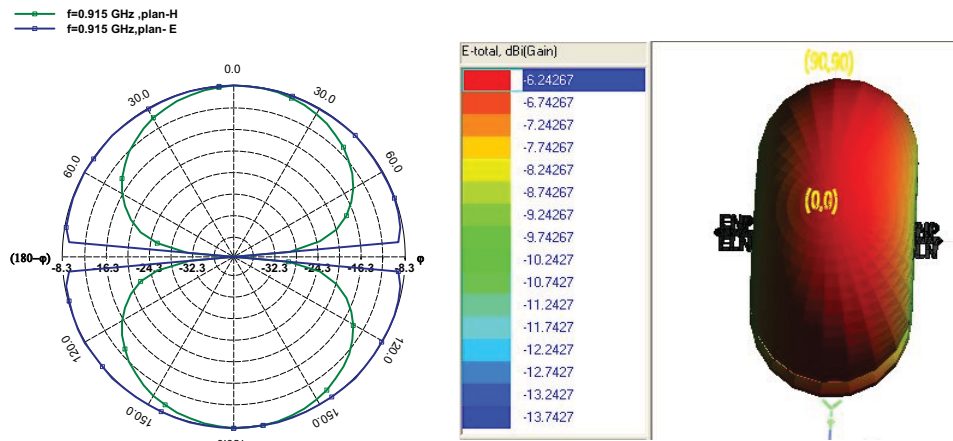


FIG. 4.12 – Diagramme de rayonnement simulé en 2 et 3 dimensions de l'antenne ENP-ELN.

### Distance de lecture

Pour calculer la distance de lecteur, on substitue dans la formule (3.5) le coefficient de réflexion, le gain, la puissance standard de lecteur EIRP=4 watt et la puissance minimale d'activation  $P_{th}=-10$  dBm. À 915MHz, on trouve la distance de lecteur  $d=5.86$  m.

#### 4.2.2.2 Antenne texte personnalisée

L'antenne texte est une antenne dipôle de dimension  $(68.2 \times 19.6)mm^2$ . Elle comporte le nom et le prénom d'une personne. Elle est adaptée à une puce qui présente à 915MHz une impédance d'entrée  $Z_{chip}=6.6-j127 \Omega$ .

### Géométrie d'antenne

L'antenne est constituée de deux motifs rayonnants de type écriture, L'adaptation de cette antenne a été réalisée à l'aide des éléments parasites d'une longueur L séparés par une distance R. A noter que les vides entre les lettres se comportent comme des inductances qui contribuent à l'augmentation de la partie inductive de l'impédance d'entrée de l'antenne [9].

On a utilisé un substrat FR4 epoxy qui a une constante diélectrique de 4.32, une épaisseur de 1.6 mm et une tangente de perte de 0.017. L'épaisseur de cuivre est de 0.02 mm.



FIG. 4.13 – Géométrie de l'antenne texte.

Le tableau 4.3 donne les différents paramètres optimisés.

Longueurs	en (mm)	à $f=915$ MHz
L	68.2	$Z_{chip} = 6.6 - j127 \Omega$
R	19.6	
$L_1$	35.8	

TAB. 4.3 – Paramètres de l'antenne texte de la figure 4.13.

La position de la puce par rapport à l'antenne est représentée par un rectangle de couleur mauve dans la photo de simulation (figure 4.14).



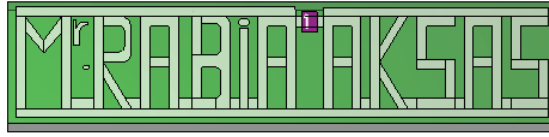


FIG. 4.14 – Photo de simulation de l'antenne texte.

### Adaptation d'impédance

L'impédance d'entrée de l'antenne est montrée dans la figure 4.15. L'antenne présente à la fréquence 915MHz, une impédance d'entrée  $Z_{ant}=4.1+j129 \Omega$ , ce qui donne une adaptation acceptable à la fréquence de travail.

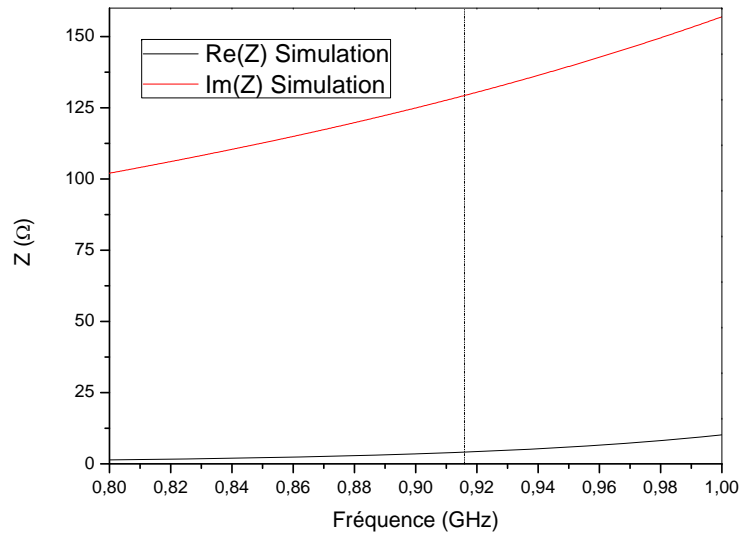


FIG. 4.15 – Impédance d'entrée de l'antenne texte.

### Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion simulé est montré dans la figure 4.16. Nous observons que le coefficient de réflexion est de -12 dB à 915MHz avec une bande passante de 16 MHz (entre 0.90109 MHz et 0.917083MHz).

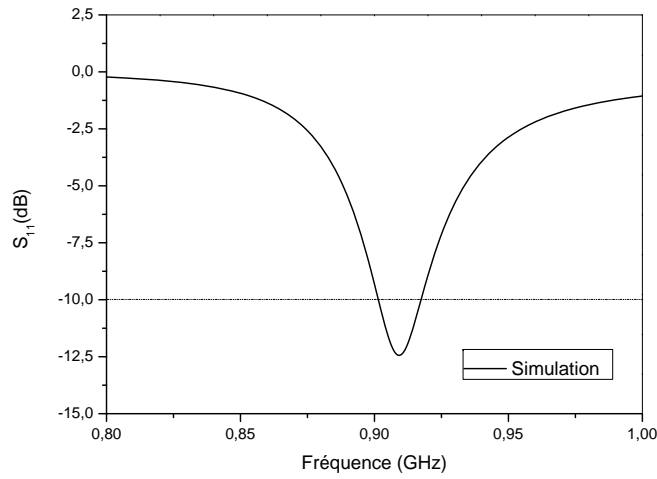


FIG. 4.16 – Coefficient de réflexion de l'antenne texte.

**Diagramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement de l'antenne simulée (plans E et H) est montré dans la figure 4.17. Malgré que cette antenne ne possède pas un plan de symétrie, on remarque que l'antenne a un diagramme omnidirectionnel ce qui est bien recherché pour les applications RFID. L'antenne présente à la fréquence 915MHz une directivité de 2.2 dBi.

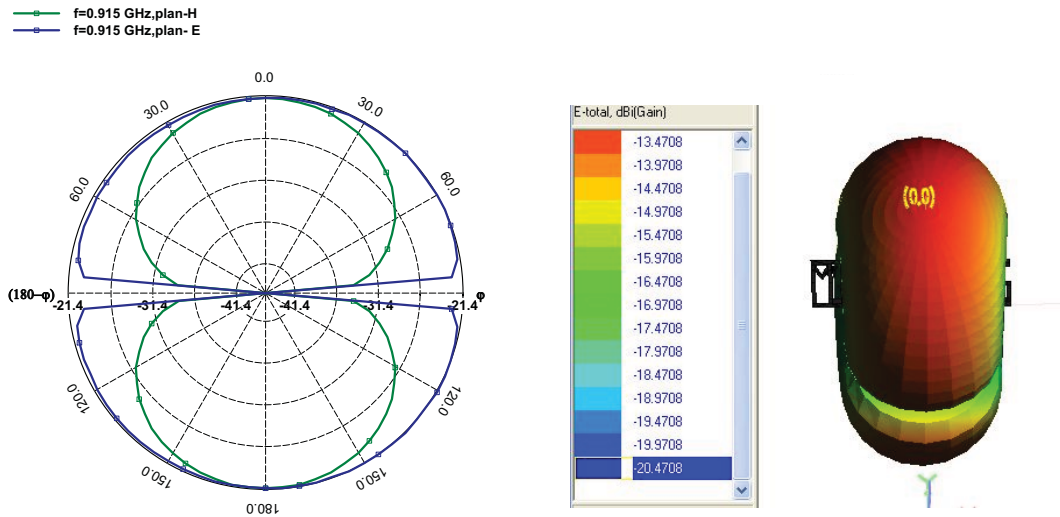


FIG. 4.17 – Diagramme de rayonnement simulé en 2 et 3 dimensions de l'antenne

## Distance de lecture

Pour calculer la distance de lecteur, on substitue dans la formule (3.5) le coefficient de réflexion, le gain, la puissance standard de lecteur  $EIRP=4$  watt et la puissance minimale d'activation  $P_{th}=-10$  dBm. À 915MHz, on trouve la distance de lecteur  $d=5.54$  m.

### 4.2.3 Antenne méandre

La méthode des méandres permet de concevoir des antennes plus petites en longueur et offre la possibilité de régler l'impédance d'entrée d'une manière plus simple.

#### 4.2.3.1 Antenne méandre avec des stubs adaptatifs

L'antenne méandre avec stubs adaptatifs est une antenne dipôle. Elle est adaptée à une puce qui présente à la fréquence 915MHz une impédance d'entrée  $Z_{chip}=7-j150 \Omega$ . Pour réaliser une bonne adaptation, on a appliqué deux techniques d'adaptation : utilisation d'un élément parasite avec des stubs, et l'ajout d'une boucle inductive. Cette antenne a une dimension de  $38.6 \times 13.5 \text{ mm}^2$ , en la comparant avec l'antenne proposée dans la référence [44], on a apporté une réduction de dimension de 72% mais le gain a diminué de 24% ce qui a entraîné une diminution de la distance de lecture.

### Géométrie d'antenne

L'antenne est illustrée dans la figure 4.18. Elle est constituée d'un dipôle méandre, une boucle inductive de rayon  $R_1$  qui sert à alimenter l'antenne et à l'adaptation, un élément parasite d'une longueur  $L$  avec des stubs adaptatifs d'une longueur  $S$  qui jouent un rôle important pour augmenter la partie imaginaire et la partie réelle de l'impédance d'entrée et donc assurer une bonne adaptation avec la puce utilisée.

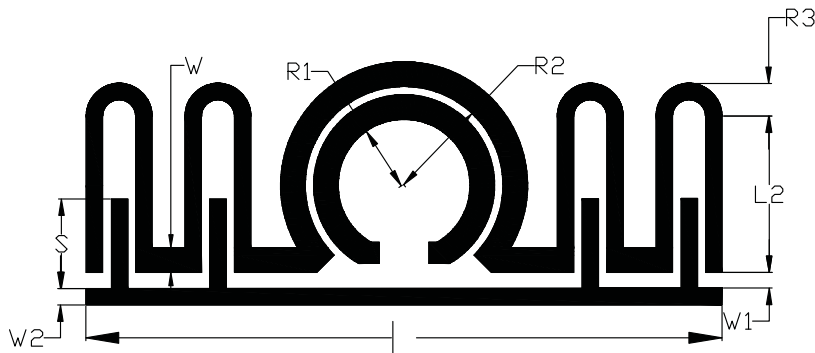


FIG. 4.18 – Géométrie de l'antenne méandre avec des stubs adaptatifs.

Le tableau 4.4 donne les différents paramètres optimisés pour la fréquence 915 MHz.

Longueurs optimales	en (mm)	à $f=915$ MHz
L	38	$Z_{chip} = 7 - j150 \Omega$
$L_2$	2	
$R_1$	4	
$R_2$	6	
$R_3$	1.9	
S	4.2	
W	1.5	
$W_1$	0.9	
$W_2$	1	

TAB. 4.4 – Paramètres géométriques de l'antenne méandre avec des stubs adaptatifs de la figure 4.18.

### Prototypage

La figure 4.19 présente la photo de l'antenne réalisée. On a utilisé comme substrat FR4 epoxy qui a une constante diélectrique de 4.32, une épaisseur de 1.52mm et une tangente de perte de 0.017. Le tracé supérieur d'antenne est fait de cuivre avec une épaisseur de 0.02 mm.

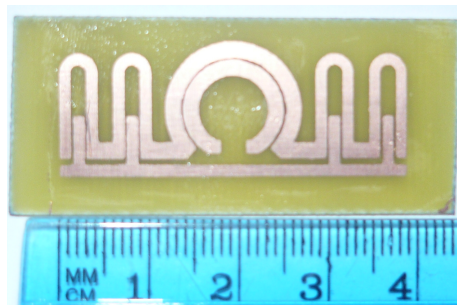


FIG. 4.19 – Photo de Réalisation de l'antenne méandre avec stubs adaptatifs.

La position de la puce par rapport à l'antenne est représentée dans la figure 4.20 par un rectangle mauve.

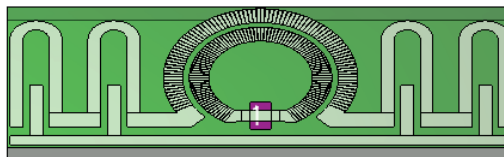


FIG. 4.20 – Image donnée par le simulateur de l'antenne méandre avec stubs adaptatifs.

### Adaptation d'impédance

L'impédance d'entrée mesurée et simulée de l'antenne est montrée dans les figures 4.21. A la fréquence 915MHz, L'antenne présente une impédance d'entrée mesurée  $Z_{ant}=7.37+j149.84 \Omega$ . Elle est proche de la valeur simulée.

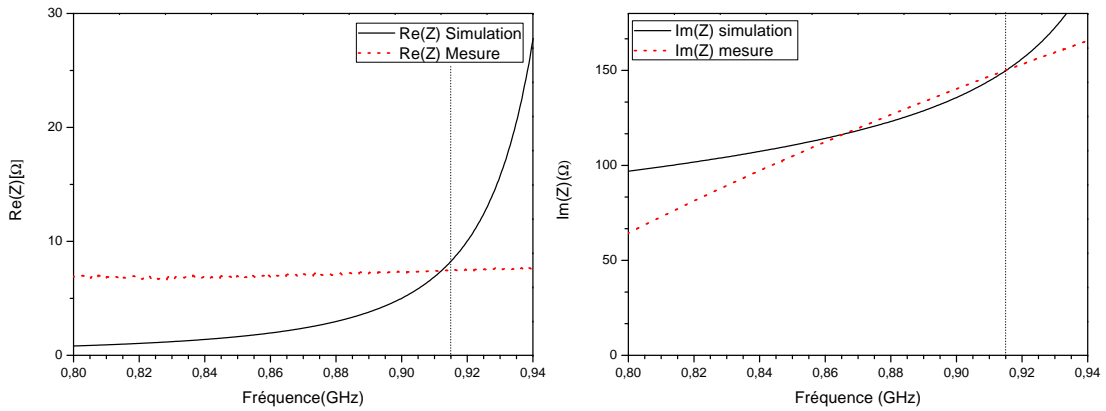


FIG. 4.21 – Impédance d'entrée de l'antenne méandre avec des stubs adaptatifs.

### Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion mesuré et simulé est montré dans la figure 4.22. Nous observons une bonne adaptation de -28 dB à la fréquence 915 MHz avec une bande passante de 15 MHz (coefficient de réflexion mesuré). Cette différence est due principalement aux erreurs introduites par la méthode de mesure et surtout de la mauvaise estimation du retard électrique. Mais globalement les résultats obtenus restent tolérables.

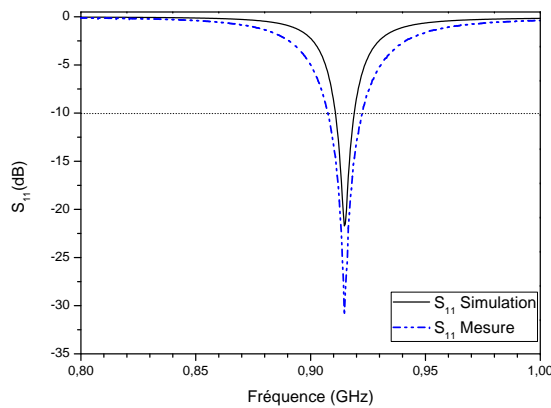


FIG. 4.22 – Coefficient de réflexion de l'antenne meandre avec stub .

### Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne simulée (plans E et H) est montré dans la figure 4.23. Il est omnidirectionnel et semblable à celui d'une antenne doublet. L'antenne présente à la fréquence 915 MHz une directivité de 2.2 dBi.

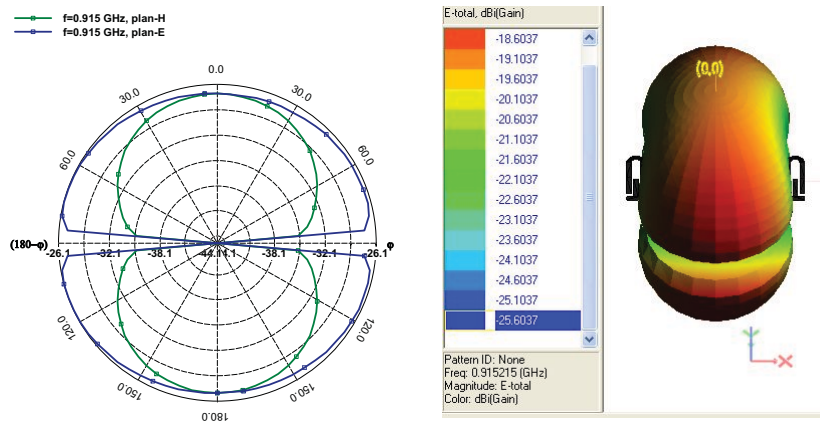


FIG. 4.23 – Diagramme de rayonnement simulé en 2 et 3 dimensions de l'antenne méandre avec stubs adaptatifs.

### Distance de lecture

Pour calculer la distance de lecteur, on substitue dans la formule (3.5) le coefficient de réflexion, le gain, la puissance standard de lecteur  $EIRP=4$  watt et la puissance minimale d'activation  $P_{th}=-10$  dBm. À 915MHz, on trouve la distance de lecteur  $d= 2.51$  m. Pour un tag passif UHF, la distance minimale est de 4 m, donc le résultat n'est pas suffisant. Pour qu'il soit, il suffit soit d'utiliser un substrat de faible perte (ex : Duroid 5880  $\tan\delta=0.0009$ ), soit d'augmenter les dimensions de l'antenne jusqu'à avoir un gain acceptable.

#### 4.2.3.2 Antenne méandre avec un carré inductif

L'antenne méandre avec carrée inductif est une antenne dipôle. Cette antenne est adaptée à une puce qui présente à la fréquence 915MHz, une impédance d'entrée  $Z_{chip}=20 - j110 \Omega$ . Pour réaliser une bonne adaptation, on a appliqué deux techniques d'adaptation : utilisation des méandres et l'ajout d'une boucle inductive de forme carré.

**Géométrie d'antenne**

L'antenne est illustrée dans la figure 4.24. Cette antenne a une dimension de  $51 \times 18 \text{ mm}^2$ . Elle est constituée d'un dipôle de forme méandre et de dimension  $L$  suivant l'axe vertical et  $R_2$  suivant l'axe horizontal, et une boucle inductive située à une distance  $R_2$  et qu'elle a comme dimension  $L_1 \times R_1$ .

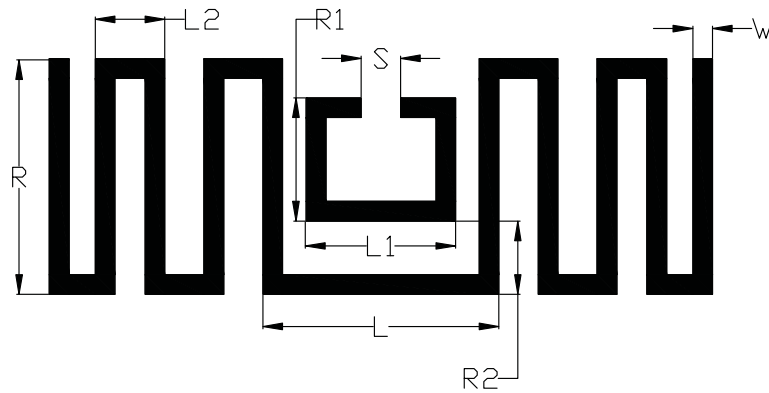


FIG. 4.24 – Géométrie de l'antenne méandre avec un carré inductif.

Les résultats de simulation ont permis d'extraire les paramètres optimaux d'adaptation à 915 MHz. Ces paramètres sont présentés dans le tableau 4.5.

Longueurs optimales	en (mm)	à $f=915 \text{ MHz}$
L	18	$Z_{chip} = 20 - j110 \Omega$
R	18	
$L_1$	11.4	
$R_1$	9.4	
S	3	
$L_2$	5.3	
$R_2$	5.6	
W	1.5	

TAB. 4.5 – Paramètres d'antennes méandre avec un carré inductif de la figure 4.24.

**Prototypage**

La figure 4.26 présente la photo de l'antenne réalisée, en utilisant le substrat FR4 epoxy avec une constante diélectrique de 4.32, une épaisseur de 1.6 mm et une tangente de perte de 0.017. Le tracé supérieur d'antenne est fait de cuivre avec une épaisseur de 0.02 mm.

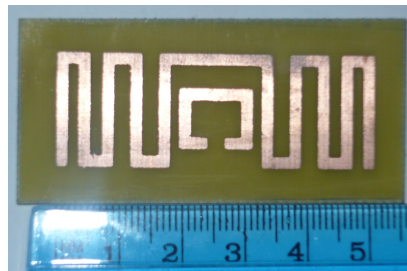


FIG. 4.25 – Photo de l’antenne méandre avec carré inductif.

La position de la puce par rapport à l’antenne est représentée dans la figure 4.26 par un rectangle de couleur mauve au milieu de l’antenne.

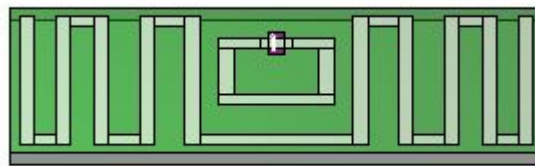


FIG. 4.26 – Photo de simulation de l’antenne méandre avec carré inductif.

### Adaptation d’impédance

L’impédance d’entrée mesurée et simulée de l’antenne est montrée dans les figures 4.27. L’antenne présente à la fréquence 915MHz, une impédance d’entrée simulée  $Z_{ant}=17.1042 + j109.97 \Omega$  et une impédance d’entrée mesurée  $Z_{ant}=14.84 + j116.30 \Omega$ , donc les résultats de simulation correspond au résultat de mesure.

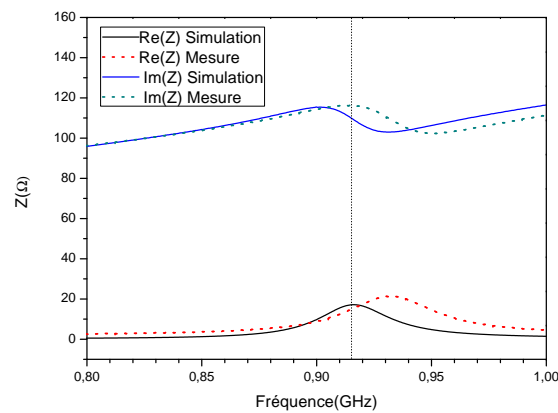


FIG. 4.27 – Impédance d’entrée de l’antenne méandre avec carré inductif.



### Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion, mesuré et simulé, est montré dans la figure 4.28. Nous observons que le coefficient de réflexion est de -23dB à 915MHz avec une bande passante de 25.891 MHz (entre 0.903351MHz et 0.929242MHz). Par contre le coefficient de réflexion mesurée est de -12.76dB à 915MHz avec une bande passante de 45 MHz. On remarque qu'il y a un décalage de la bande vers les hautes fréquences avec un élargissement. On peut interpréter ce décalage par plusieurs facteurs :

Les défauts de fabrication de l'antenne, en plus à cause de la permittivité relative de substrat (FR4) n'est pas sur le plan pratique 4.32. Mais globalement, les résultats obtenus restent acceptables.

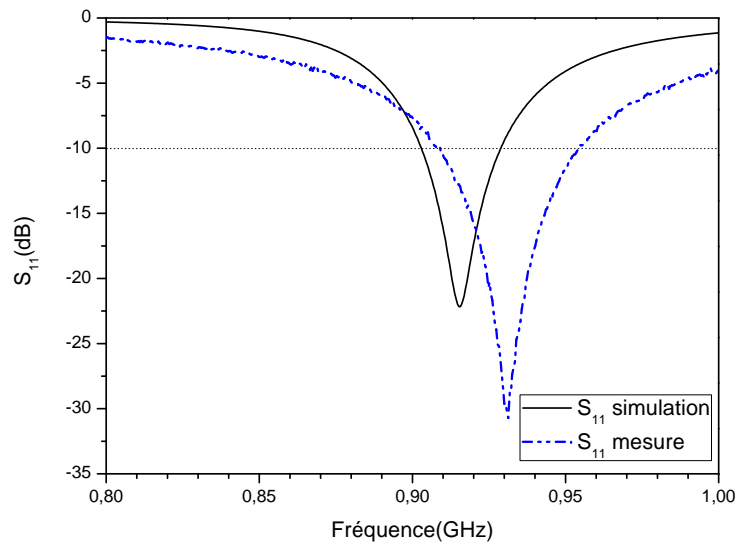


FIG. 4.28 – Coefficient de réflexion de l'antenne méandre avec carré inductif.

### Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne simulée dans les plans E et H est montré dans la figure 4.29. Il est omnidirectionnel et semblable à celui d'une antenne doublet. L'antenne présente à la fréquence 915 MHz, une directivité de 2.3 dBi.

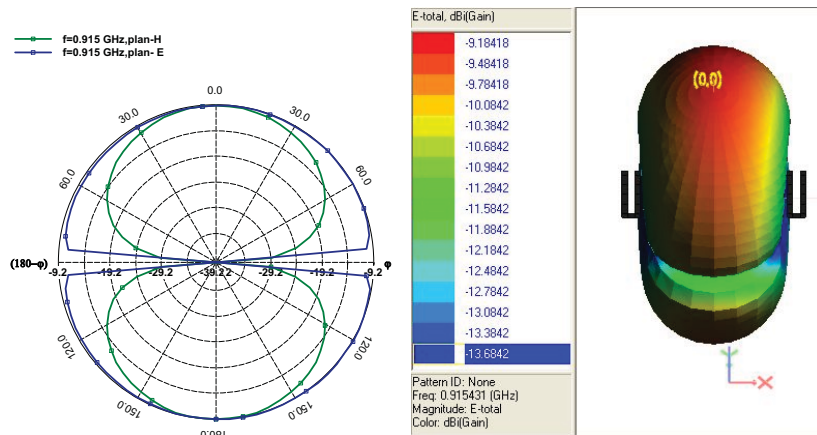


FIG. 4.29 – Diagramme de rayonnement simulé en 2 et 3 dimensions de l’antenne méandre avec carré inductif

### Distance de lecture

Pour calculer la distance de lecteur, on substitue dans la formule (3.5) le coefficient de réflexion, le gain, la puissance standard de lecteur EIRP=4 watt et la puissance minimale d’activation  $P_{th}=-10$  dBm. À 915MHz, on trouve la distance de lecteur  $d=5.62$  m ce qui remplit la condition sur la distance de lecture.

### 4.2.4 Antenne fractale

Le but d’appliquer la géométrie fractale est de concevoir des antennes de dimensions réduites et multi bandes. Dans cette section, nous présentons une nouvelle configuration d’antenne d’étiquette RFID à géométrie fractale. L’antenne conçue fonctionne à deux fréquences de la bande UHF 915 MHz et 2.4GHz. Elle est adaptée à deux puces, la première puce fonctionne à 915 MHz et elle présente une impédance d’entrée  $Z_{chip1}=6-j127 \Omega$ , la deuxième fonctionne à 2.4GHz et elle présente une impédance  $Z_{chip2}=20-j430 \Omega$ . Une géométrie fractale d’ordre 3 est appliquée sur les deux motifs triangulaires. Les dimensions de chaque itérations est illustré dans le tableau 4.6.

1 <sup>ere</sup> itération (mm)	$10.7 \times 5.9 \times 5.9$
2 <sup>eme</sup> itération (mm)	$5.4 \times 3 \times 3$
3 <sup>eme</sup> itération (mm)	$2.7 \times 1.6 \times 1.6$

TAB. 4.6 – Dimensions des itérations.

**Géométrie d'antenne**

- L'antenne a une dimension de  $62 \times 20.3 \text{ mm}^2$ . Elle est composé de :
- Un dipôle secondaire de dimensions  $(L_1 \times R_3)$  ;
  - Un méandre de dimensions :  $R_1$  suivant oy,  $L_2$  suivant ox et de largeur  $W_1$  dans le but d'augmenter la partie imaginaire ;
  - Des motifs de forme triangulaire à la terminaison de l'antenne dans lesquels la géométrie fractale est appliquée dans le but d'avoir l'effet multi bande.

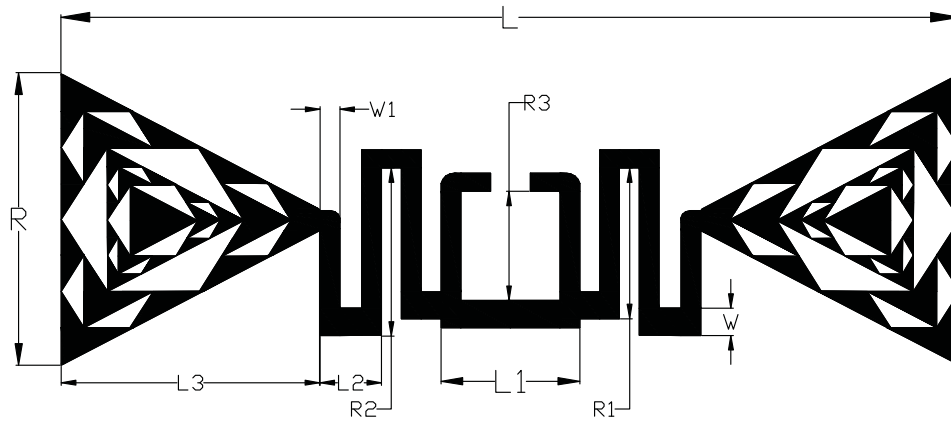


FIG. 4.30 – Géométrie de l'antenne fractale.

Les résultats de simulation ont permis d'extraire les paramètres optimaux d'adaptation à 915 MHz et 2.4GHz. Ces paramètres sont présentés dans le tableau 4.7.

Longueurs optimales	en (mm)	à f= 915 MHz	à f=2.4 GHz
L	62	$Z_{chip} = 6 - j127 \Omega$	$Z_{chip} = 20 - j430 \Omega$
R	20.3		
$L_1$	9.6		
$R_1$	10.4		
$L_2$	4.6		
$L_3$	17.8		
$R_2$	11.5		
$R_3$	7.5		
W	1.9		
$W_1$	1.4		

TAB. 4.7 – Paramètres géométriques de l'antenne fractale de la figure 4.30.

### Prototypage

La figure 4.31 présente la photo de l'antenne réalisée. Cette antenne a été réalisée à partir d'un substrat de type FR4 epoxy dont les caractéristiques sont  $\epsilon_r=4.32$ , une tangente de perte de 0.017 et une épaisseur de 1.52 mm.

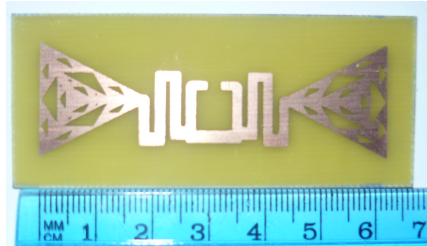


FIG. 4.31 – Photo de réalisation de l'antenne fractale.

La position de la puce par rapport à l'antenne est représentée sur la figure 4.32 par un rectangle de couleur mauve.

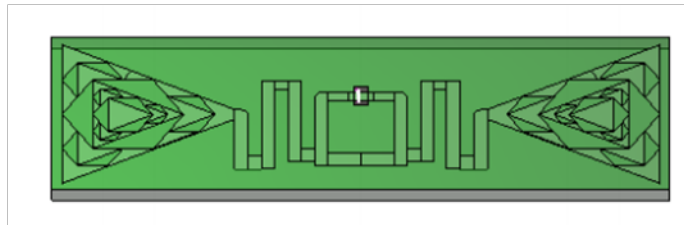


FIG. 4.32 – Photo de simulation de l'antenne fractale.

### Adaptation d'impédance

L'impédance d'entrée mesurée et simulée de l'antenne est montrée dans la figure 4.33. L'impédance d'entrée simulée à 915 MHz  $Z_{ant}=6.573+j128.7\ \Omega$  et à 2.4 GHz  $Z_{ant}=25.89+j432.4\ \Omega$ . L'impédance d'entrée mesurée à 915 MHz  $Z_{ant}=17.73+j126.14\ \Omega$  et à 2.4 GHz  $Z_{ant}=29.80+j430.90\ \Omega$ . On remarque que la partie imaginaire de l'impédance mesurée (à 915 MHz et 2.4 GHz) se rapproche de celle de la simulation par contre les parties réelles se défont un peu mais cette différence reste tolérable.

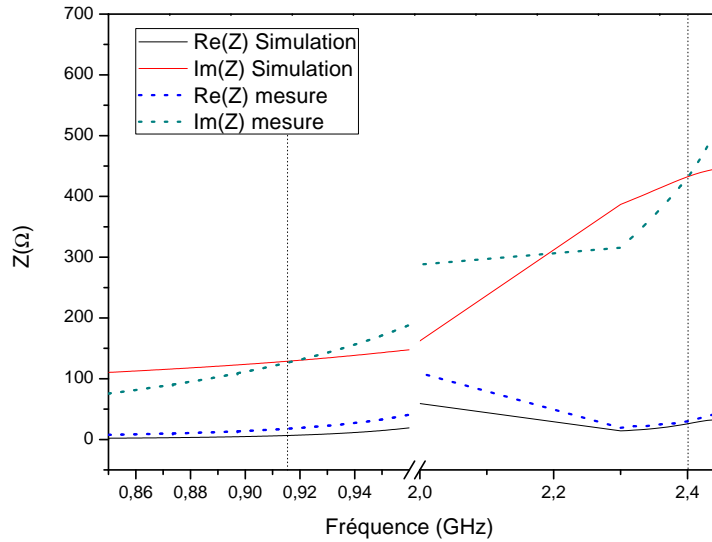


FIG. 4.33 – Impédance d’entrée de l’antenne fractale.

**Coefficient de réflexion**

La figure 4.34 montre le coefficient de réflexion, mesuré et simulé. Le coefficient de réflexion mesuré est de -6dB à 915MHz, se qui présente une mauvaise adaptation en comparant à celui simulé. Par contre, une bonne adaptation est observée à 2.4 GHz avec un coefficient de réflexion (mesuré) de -14dB et une bande passante de 10MHz.

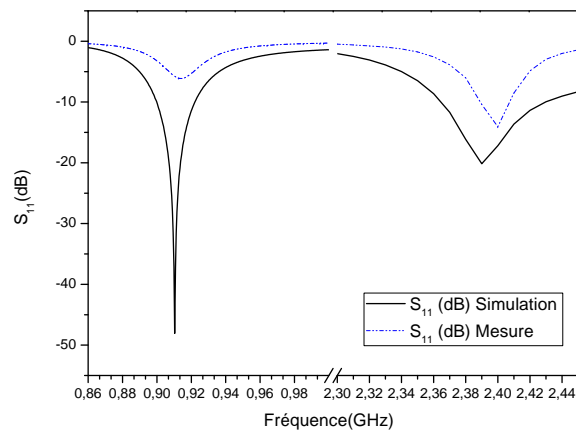


FIG. 4.34 – Coefficient de réflexion de l’antenne fractale.

**Diagramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement de l'antenne simulée (plans E et H) est montré dans la figure 4.35. Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel dans la première bande et presque omnidirectionnel dans la deuxième bande. L'antenne présente une directivité de 2.2 dBi à 915 MHz et de 3.5 dBi à 2.4GHz.

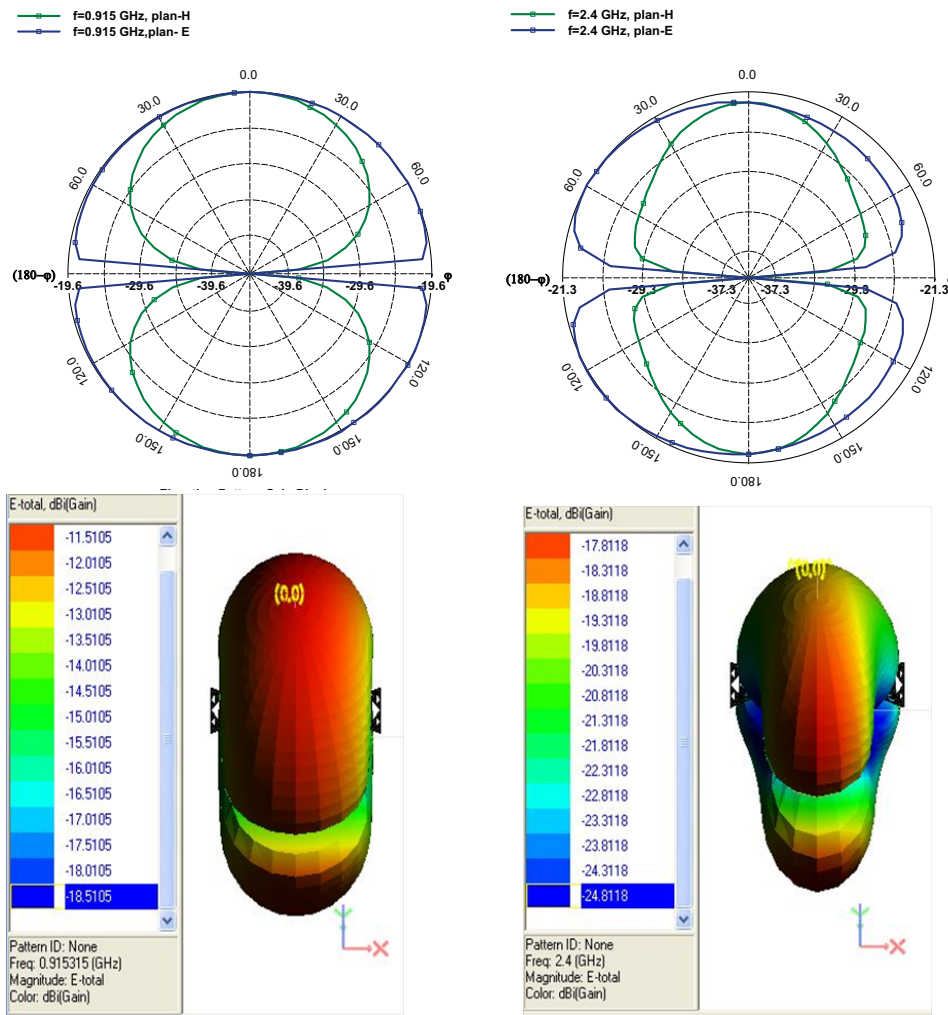


FIG. 4.35 – Diagramme de rayonnement de l'antenne fractale à 915 MHz et à 2.4GHz.

• **Distance de lecture**

Pour calculer la distance de lecteur, on substitue dans la formule (3.5) le coefficient de réflexion, le gain, la puissance standard de lecteur  $EIRP=4$  watt et la puissance minimale d'activation  $P_{th}=-10$  dBm. À 915MHz, on trouve la distance de lecteur  $d= 5.81$  m. A 2.4 GHz, on trouve  $d= 1.55$  m. On voit bien que cette antenne remplit bien les conditions sur les distances

de lecture (à 915 MHz (respectivement à 2.4 GHz),  $d_{min}=4$  (respectivement  $d_{min} = 1$  m)).

### 4.3 Antenne à fentes

Les antennes à fentes présentent des propriétés intéressantes à savoir : des dimensions réduites, une simplicité de fabrication, et une large bande passante. Si les antennes à fentes sont adoptées pour des applications RFID, le prix d'un tag sera énormément réduit. Ils existent de nombreuses études sur les antennes à fentes, mais rares sont celles qui traitent les problèmes d'adaptation entre la puce et l'antenne. On va présenter, dans cette section, trois nouvelles structures d'antennes slot dont l'une est mono-bande travaille à 2.4 GHz et les deux autres sont bi-bandes travaillent à 915 MHz et 2.4 GHz.

#### 4.3.1 Antenne H à ouvertures verticales

Cette antenne est adaptée à une puce qui présente à 2.4 GHz, une impédance d'entrée  $Z_{chip}=16-j230 \Omega$ .

#### Géométrie de l'antenne

L'antenne est miniature, elle a une dimension de  $41 \times 28 \text{ mm}^2$ . Elle est constituée de :

- Un élément d'adaptation de type H de dimension  $(R_h, L_h)$  ;
- Un méandre de dimension  $l_m$  suivant l'axe horizontal et de  $R_m$  suivant l'axe vertical, choisit dans le but est d'augmenter la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne ;
- Des ouvertures verticales de dimensions  $(R_o \times L_o)$ , choisit afin de faire un réglage fin de l'impédance d'entrée. Ceci nous permet d'augmenter la partie réelle sans causer une augmentation considérable de la partie imaginaire.

Dans le but d'avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, l'antenne possède deux plans de symétrie. La figure (4.36) montre la géométrie de l'antenne.

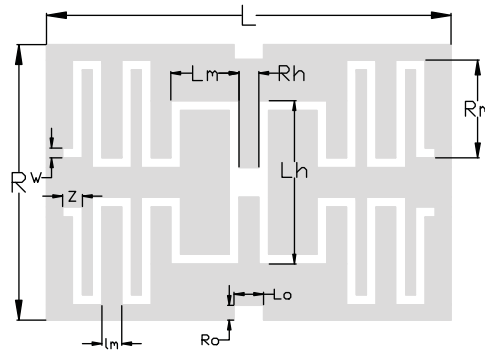


FIG. 4.36 – Géométrie de l'antenne H à ouvertures verticales.

L'antenne est réalisée sur un substrat FR4 epoxy qui a une constante diélectrique de 4.32, une épaisseur de 1.52 mm et une tangente de perte de 0.017. L'épaisseur de cuivre est de 0.02 mm. Les résultats de simulation ont permis d'extraire les paramètres optimaux d'adaptation à 2.4GHz. Ces paramètres sont présentés dans le tableau ci-dessous.

Longueurs	en (mm)	à f=2.4 GHz
L	41	$Z_{chip} = 16 - j230 \Omega$
R	28	
$L_h$	16.2	
$L_m$	6.9	
$R_m$	9.9	
$l_m$	2	
$L_o$	3	
$R_o$	1.5	
W	1	
Z	2	
$R_h$	2	

TAB. 4.8 – Paramètres géométriques de l'antenne H à ouvertures verticales de la figure 4.36.

### Adaptation d'impédance

L'impédance d'entrée de l'antenne simulée est montrée dans la figure 4.37. A la fréquence 2.4 GHz, l'antenne a une impédance d'entrée  $Z_{ant} = 16.52 + j229 \Omega$ , ce qui donne une bonne adaptation à la puce.

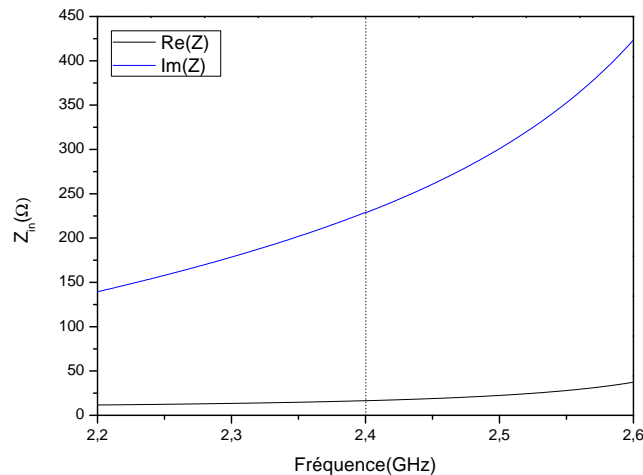


FIG. 4.37 – Impédance d'entrée de l'antenne H à ouvertures verticales.



**Coefficient de réflexion**

Le coefficient de réflexion est montré dans la figure 4.38. Nous observons à la fréquence 2.4 GHz, un coefficient de réflexion de -30dB (bonne adaptation) avec une bande passante de 38 MHz (entre 2.382 GHz et 2.42 GHz).

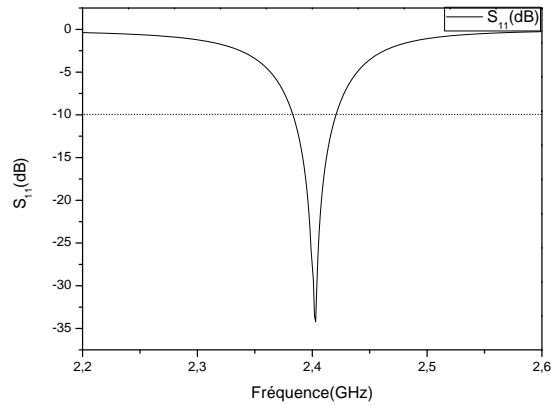


FIG. 4.38 – Coefficient de réflexion de l’antenne H à ouvertures verticale.

**Digramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement de l’antenne simulée (plans E et H) est montré dans la figure 4.39. Il est omnidirectionnel et semblable à celui d’une antenne doublet. L’antenne présente une directivité de 2.9 dBi à 2.4GHz.

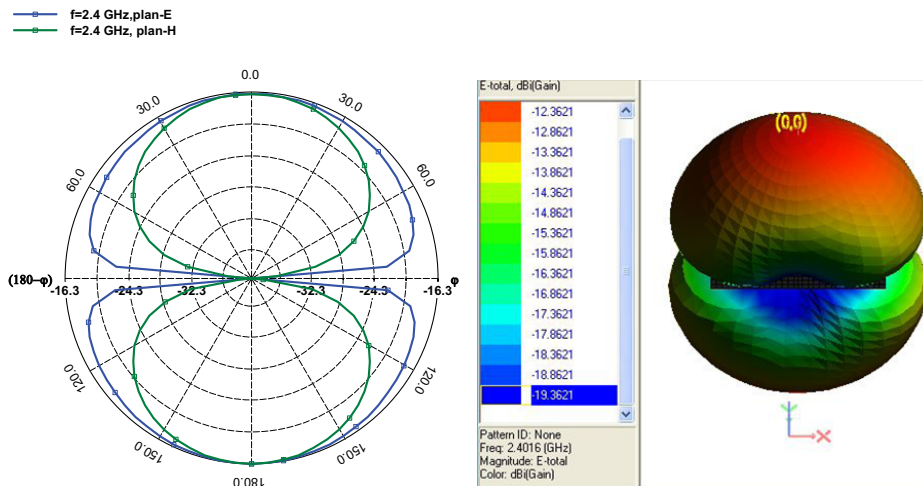


FIG. 4.39 – Digramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions de l’antenne H à ouvertures verticales.

### Distance de lecture

Pour calculer la distance de lecteur, on substitue dans la formule (3.5) le coefficient de réflexion, le gain, la puissance standard de lecteur EIRP=4 watt et la puissance minimale d'activation  $P_{th}=-10$  dBm. À 2.4 GHz, on trouve la distance de lecteur  $d=1.74$  m ce qui remplit la condition de la distance de lecture minimale.

### 4.3.2 Antenne H à ouvertures horizontales

L'antenne conçue fonctionne à deux fréquences de la bande UHF (915 MHz et 2.4GHz). Elle est adaptée à deux puces. La première puce fonctionne à 915 MHz, elle présente une impédance d'entrée  $Z_{chip1}=12-j457 \Omega$ . La deuxième puce fonctionne à 2.4GHz, elle présente une impédance  $Z_{chip2}=16-j230 \Omega$ .

### Géométrie de l'antenne

La géométrie de l'antenne est montrée dans la figure (4.40). On remarque que cette antenne a la même structure que la précédente, sauf que les ouvertures de dimension ( $R_o \times L_o$ ) sont placées selon l'axe horizontal. Ce changement a apporté à l'antenne un effet bi-bande.

Cette antenne est réalisée sur un substrat FR4 epoxy dont les caractéristiques sont  $\epsilon_r=4.32$ ,  $\tan\delta=0.017$ , et d'une épaisseur  $e=1.52$  mm.

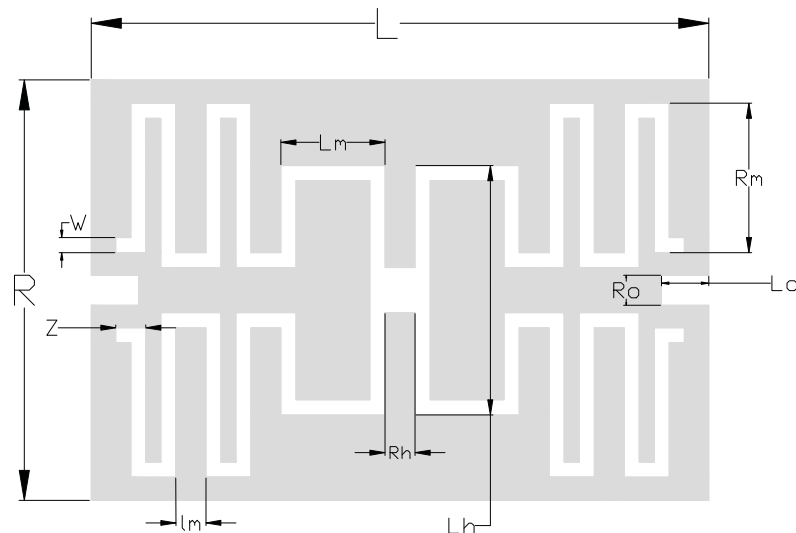


FIG. 4.40 – Antenne H à ouvertures horizontales.

La simulation permet d'extraire les dimensions optimales de l'ouverture pour une bonne adaptation à la puce. On a  $R_o=2$  mm,  $L_o=3.2$  mm.

### Adaptation d'impédance

L'impédance d'entrée de l'antenne simulée est montrée dans la figure 4.41. A la fréquence 915 MHz, l'antenne présente une impédance d'entrée  $Z_{ant}=16.33+j454\Omega$ . A la fréquence 2.4 GHz, l'antenne présente une impédance d'entrée  $Z_{ant}=18+j235\Omega$ . On remarque que ces deux impédances ont des valeurs proches aux impédances des puces,  $Z_{chip1} = 12 - j457 \Omega$  à 915 MHz et  $Z_{chip2} = 16 - j230 \Omega$  à 2.4 GHz .

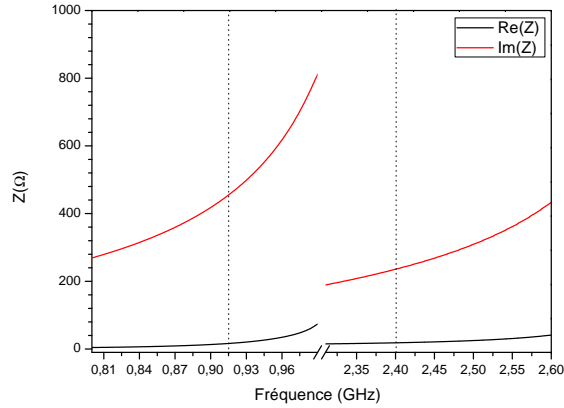


FIG. 4.41 – Impédance d'entrée de l'antenne H à ouvertures horizontales

### Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est montré dans la figure 4.42. Nous observons deux adaptations. La première se situe à la fréquence 915 MHz avec un coefficient de réflexion de -15.37 dB (bonne adaptation) et une bande passante de 7 MHz (très sensible à la fréquence 915 MHz). La deuxième adaptation se trouve à la fréquence 2.4 GHz avec un coefficient de réflexion de -15.21 dB (bonne adaptation) et une bande de 39 MHz (large bande passante).

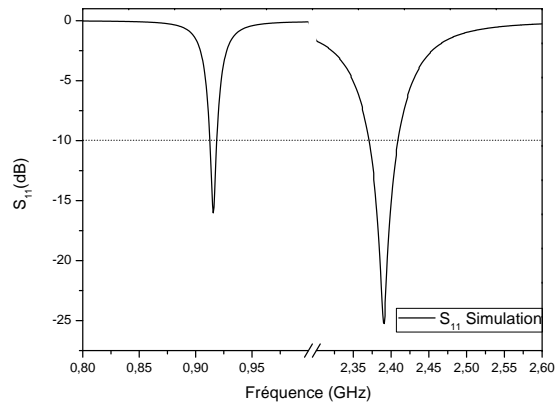


FIG. 4.42 – Coefficient de réflexion de l'antenne H à ouvertures horizontales

### Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement (à 915 MHz et 2.4 GHz) de l'antenne simulée (plans E et H) sont illustrés dans la figure 4.43. Les deux diagrammes de rayonnement sont omnidirectionnels et semblable à celui d'une antenne doublet. A la fréquence 915 MHz, l'antenne présente une directivité simulée de 3.1 dBi. A la fréquence 2.4 GHz, l'antenne présente une directivité de 2.8 dBi (moins directive qu'à 915 MHz).

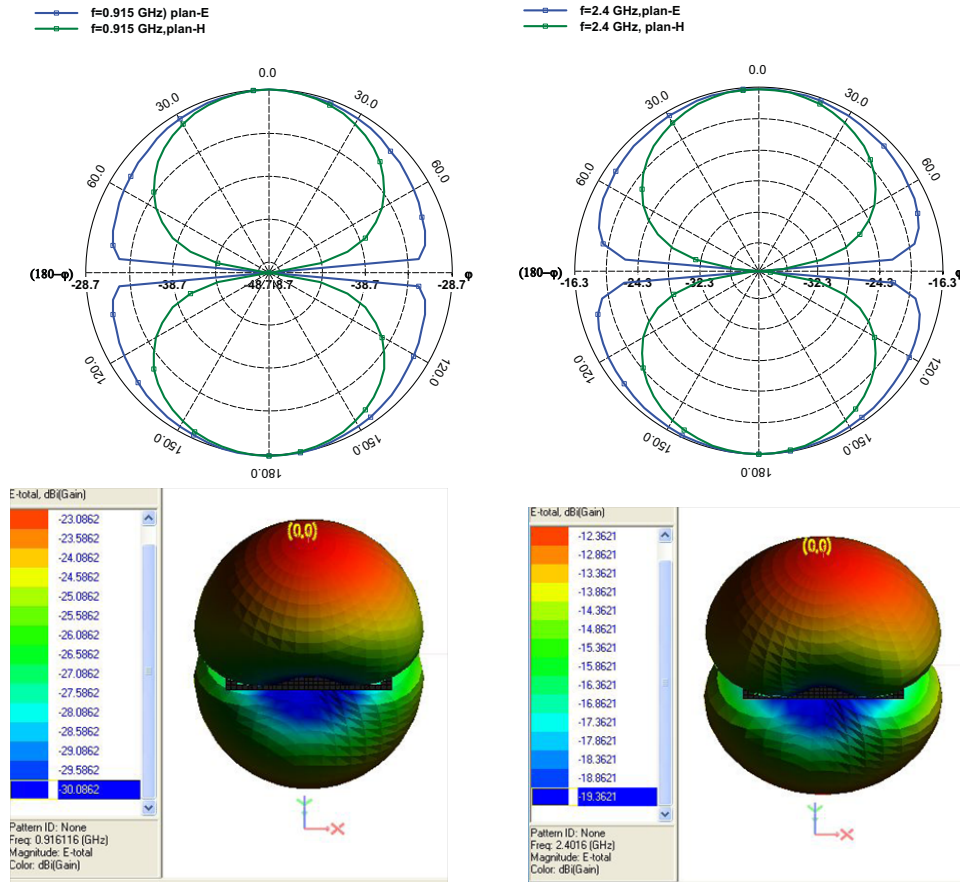


FIG. 4.43 – Digramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions de l'antenne H à ouvertures horizontales.

### Distance de lecture

Pour calculer la distance de lecteur, on substitue dans la formule (3.5) le coefficient de réflexion, le gain, la puissance standard de lecteur  $EIRP=4$  watt et la puissance minimale d'activation  $P_{th}=-10$  dBm. À 915MHz, on trouve la distance de lecteur  $d=3.1$  m. A 2.4 GHz, on trouve  $d= 1.56$  m.

### 4.3.3 Antenne P

L'antenne conçue fonctionne à deux fréquences de la bande UHF (915 MHz et 2.4GHz). Elle est adaptée à deux puces. La première puce fonctionne à 915 MHz, elle présente une impédance d'entrée  $Z_{chip1}=12-j457 \Omega$ . La deuxième puce fonctionne à 2.4GHz, elle présente une impédance  $Z_{chip2}=16-j230 \Omega$ .

#### Géométrie de l'antenne

La géométrie de l'antenne est illustrée dans la figure 4.44. L'antenne est de dimension de  $58 \times 42 \text{ mm}^2$ . Elle est constituée de :

- Un élément d'adaptation de type H de dimension  $(L_h, R_h, D_h)$  ;
- Une ouverture horizontale d'une largeur  $w$  ;
- 4 ouvertures de forme d'un P de dimensions  $(R_p, r_p, l_p)$ .

Dans le but d'avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, l'antenne possède un plan de symétrie horizontal. Les résultats de simulation on permit d'extraire les paramètres optimaux d'adaptation à 915 MHz et 2.4GHz. Ces paramètres sont présentés dans le tableau 4.9.

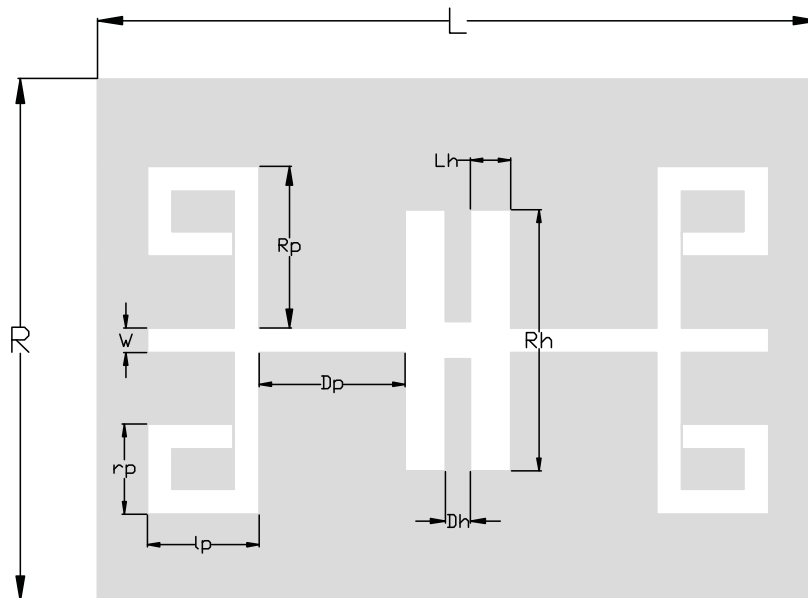


FIG. 4.44 – Géométrie de l'antenne P.

Longueurs	en (mm)	à f=915 MHz	à f=2.4 GHz
L	58	$Z_{chip1} = 12 - j457 \Omega$	$Z_{chip2} = 16 - j230 \Omega$
R	42		
$L_h$	3.3		
$R_h$	21		
$D_h$	2		
$D_p$	11.8		
$l_p$	9		
$r_p$	7.2		
w	2		

TAB. 4.9 – Paramètres géométriques de l'antenne P de la figure 4.44.

### Prototypage

La figure 4.45 présente la photo de l'antenne réalisée. Cette antenne a été réalisée à partir d'un substrat de type FR4 epoxy dont les caractéristiques sont  $\varepsilon_r=4.32$  et une  $\tan\delta=0.017$ .

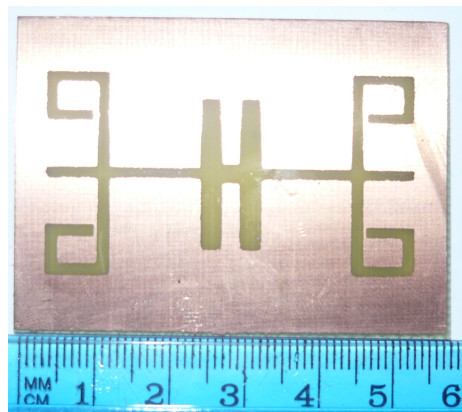


FIG. 4.45 – Photo de réalisation de l'antenne P.

### Adaptation d'impédance

L'impédance d'entrée mesurée et simulée de l'antenne est montrée dans la figure 4.47. L'impédance d'entrée simulée à 915 MHz  $Z_{ant} = 20 + j456.1 \Omega$  et à 2.4 GHz  $Z_{ant} = 19.6 + j432.4 \Omega$ . L'impédance d'entrée mesurée à 915 MHz  $Z_{ant} = 19.9 + j456.5 \Omega$  et à 2.4 GHz  $Z_{ant} = 35.8 + j430.90 \Omega$ . A la fréquence 915 MHz, on remarque que l'impédance mesure correspond à l'impédance simulation, par contre à la fréquence 2.4 GHz, l'impédance mesure se défaire un peu à cause de la partie imaginaire.

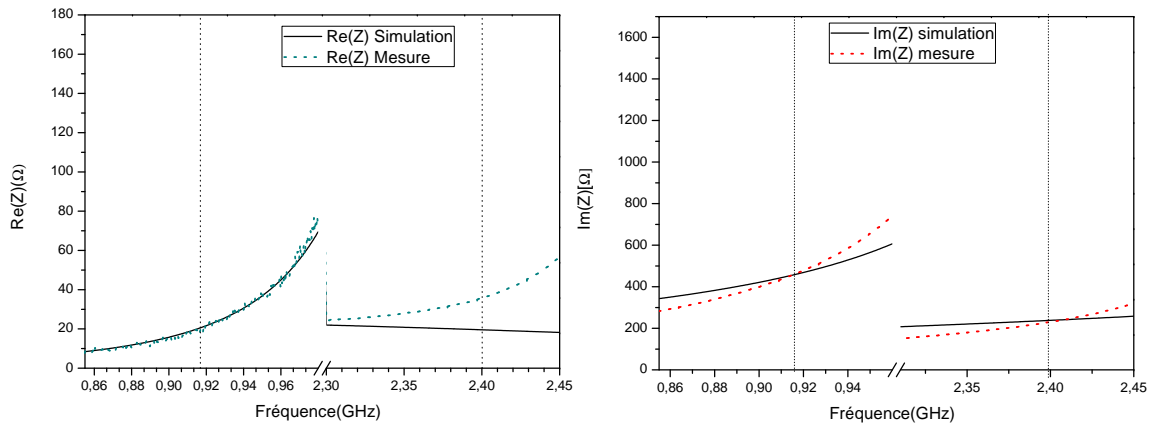


FIG. 4.46 – Impédance d'entrée simulation et mesure de l'antenne P .

**Coefficient de réflexion**

La figure 4.47 montre le coefficient de réflexion, mesuré et simulé. Le coefficient de réflexion mesuré est de -8.33dB à 2.4 GHz, ce qui présente une mauvaise adaptation en comparant à celui simulé. Par contre, une bonne adaptation est observée à 915 MHz avec un coefficient de réflexion (mesuré) de -12.33dB et une bande passante de 4 MHz (une bande étroite).

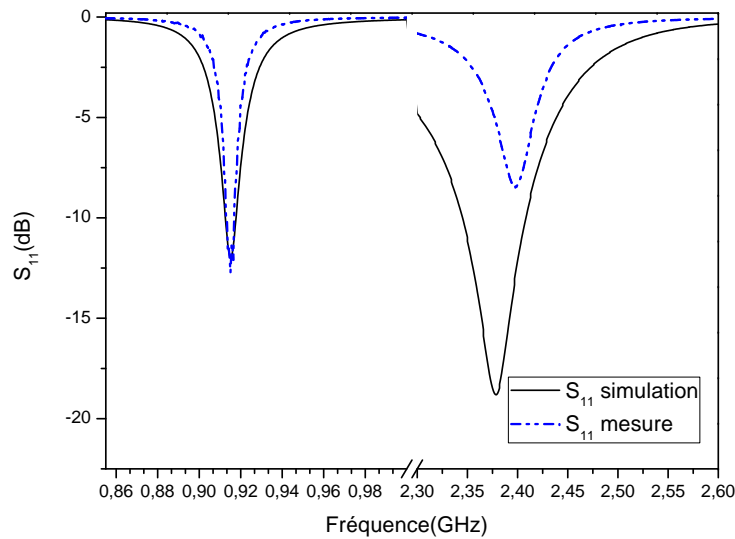


FIG. 4.47 – Coefficient de réflexion de l'antenne P.

On peut interpréter cette différence entre la simulation et la mesure par :

1. Les erreurs introduites par la méthode de mesure exemple : la mauvaise estimation du retard électrique introduit par la soudure pendant le réglage de l'analyseur de réseau ;

- La valeur de permittivité relative se défaire de la valeur 4.32 (on n'a pas fait une caractérisation de diélectrique).

Mais globalement les résultats de mesure restent tolérables pour une seule mesure effectuée.

### Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement (à 915 MHz et 2.4 GHz) de l'antenne simulé (plans E et H) sont illustrés dans la figure 4.48. Les deux diagrammes de rayonnement sont omnidirectionnels. A la fréquence 915 MHz, l'antenne présente une directivité simulée de 3.3 dBi. A la fréquence 2.4 GHz, l'antenne présente une directivité de 4.1 dBi (plus directive qu'à 915 MHz).

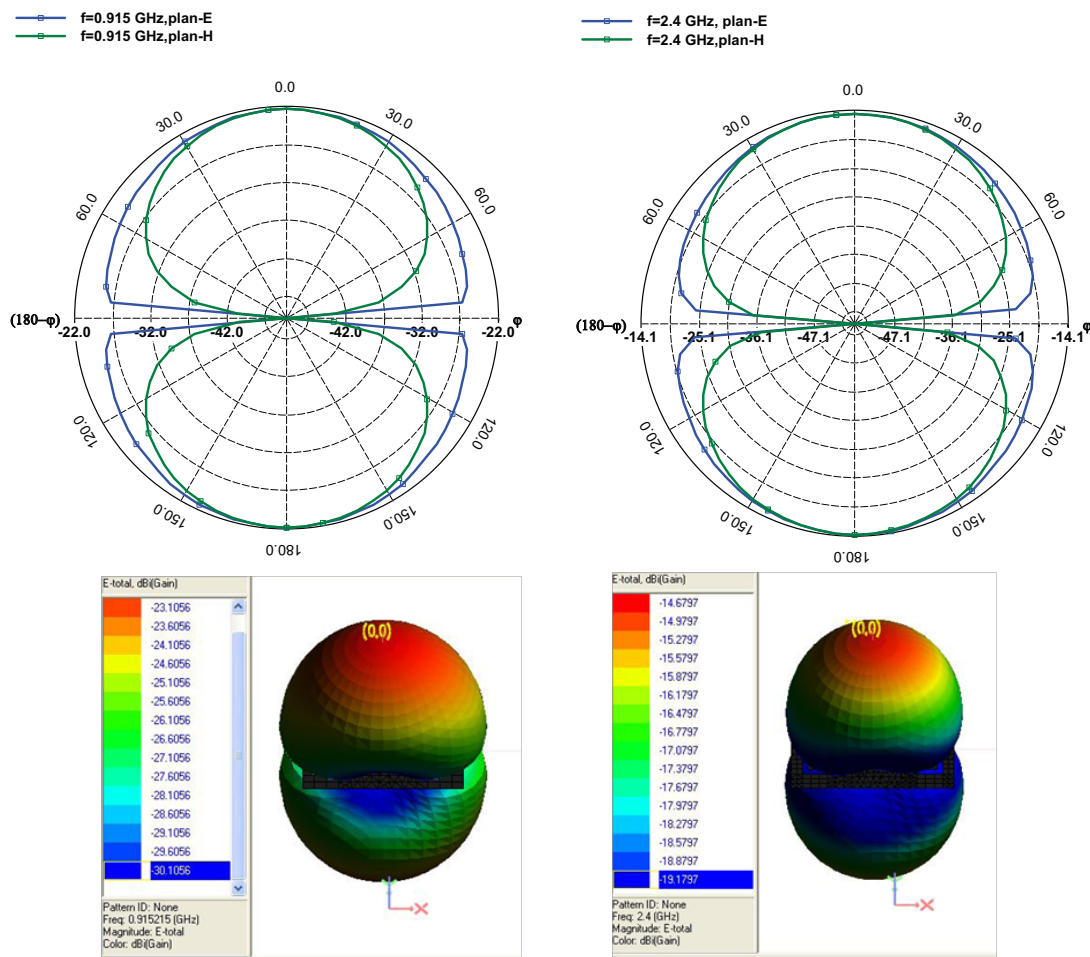


FIG. 4.48 – Diagramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions de l'antenne P.



## 4.4 Récapitulation

Le tableau 4.10 résume les performances des antennes proposées au cours de ce chapitre.

Antennes	Dimension (mm <sup>2</sup> )	Fréquence (GHz)	Impédance d'entrée( $\Omega$ )	Bande passante (MHz)	Directivité (dBi)	Distance de lecture (m)
Antenne logo	93×26	0.915	137+j553.7	51	2.2	5.92
Antenne texte ENP-ELN	116.3×21	0.915	25+j148.5	49	2.3	5.86
Antenne texte personnalisée	68.2×19.6	0.915	4.1+j129	16	2.2	5.54
Antenne méandre avec stubs adaptatifs	38.6×13.5	0.915	7.4+j149.8	15	2.2	2.51
Antenne méandre carré	51×18	0.915	17.1+j110	45	2.3	5.62
Antenne fractale	62×20.3	0.915	6.6+j128.7	23	2.2	5.81
		2.4	25.9+j430	60	3.5	1.55
Antenne H à ouvertures verticales	41×28	2.4	16.5+j229	38	2.9	1.74
Antenne H à ouvertures Horizontales	41×28	0.915	16.3+j454	7	3.1	3.1
		2.4	18+j235	39	2.8	1.56
Antenne P	58×42	0.915	20+j456.1	6	3.3	5.61
		2.4	19.6+j238	62.5	4.1	2.1

TAB. 4.10 – Caractéristiques des antennes proposées

Pour mieux voir les performances des antennes proposées, on va les évaluer comme suit :

- Les antennes personnalisées (texte et logo) sont les plus difficiles à adapter, c'est pour cette raison, elles présentent de dimensions considérables par rapport aux autres structures proposées. Ces antennes présentent : une directivité autour 2.2 dBi, une distance de lecture en moyenne de 5.5 m.
- Les antennes méandres ont des dimensions réduites par rapport aux antennes personnalisées. L'antenne méandre avec carré inductif répond aux exigences d'une application RFID quant à l'antenne méandre avec des stubs adaptatifs ne remplit pas la condition sur la distance minimale de lecture à cause de ses faibles dimensions. On élimine ces défauts, soit par redimension de l'antenne, ou par utilisation d'un diélectrique avec faible perte (duroid 5880).

- L'antenne fractale bi-bande remplit parfaitement les conditions requises pour RFID.
- L'antenne H à ouvertures verticales réalise un compromis qui se trouve entre les dimensions réduites, le diagramme de rayonnement omnidirectionnel et la distance de lecture.
- L'antenne P est la meilleure antenne proposée. Parmi ses propriétés :
  - La possibilité de travailler à deux fréquences (915 MHz et 2.4 GHz) ;
  - Un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, ceci permet une identification sous n'importe quelle direction ;
  - Un gain acceptable ;
  - Des distances de lecture suffisantes.

## 4.5 Conclusion

On a présenté au cours de ce chapitre plusieurs structures d'antennes regroupées en deux catégories : les dipôles et les fentes. On a proposé des antennes miniaturées tout en respectant les exigences d'une application RFID à savoir : un gain acceptable, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, distance de lecture minimale.

# Conclusion générale

Grâce au développement récent des systèmes sans fil et de la micro-électronique, de nouvelles technologies d'identifications sans contacts ont vu le jour : les technologies de radio-identification (ou RFID pour Radio-Frequency IDentification). Ces nouvelles technologies, par leur plus grande souplesse, rendent l'échange d'information nettement plus rapide et efficace. Elle devrait remettre en question les structures de télécommunications existantes en ouvrant de nouvelles perspectives à des modèles de gestion inédits. En effet, leurs développements devraient bientôt permettre l'identification individuelle et unique des objets et mener à la création d'un « Internet des objets » : une prolongation de l'internet que nous connaissons au monde réel. Les premiers systèmes RFID qui ont vu le jour fonctionnent dans des bandes de fréquences basses et sont aujourd'hui largement employés. Ils ont ouvert la voie vers le développement d'une nouvelle technologie RFID, plus performante et faible coût, fonctionnant à des fréquences plus élevées : les tags RFID UHF passifs. Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés tout particulièrement à leurs antennes. Ces antennes ont été conçues et optimisées à l'aide d'un simulateur EM en tenant en compte de plusieurs paramètres à savoir : le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, gain, la distance de lecture et les dimensions. D'une manière générale, les résultats de simulation sont corroborés par les mesures.

Plusieurs axes de recherche très prometteurs se développent actuellement :

- la technologie UHF en champ proche ;
- la miniaturisation des antennes RFID ;
- la RFID ULB ;
- la localisation par RFID ;
- les puces siliciums basses consommations ;
- l'intégration de capteurs dans les tags RFID ;
- les tags pour l'identification d'objets métalliques ;
- les tags multi-antennes.

En parallèle au développement de cette technologie, on doit veiller au risque qu'elle peut induire sur l'environnement. L'AFSSET (agence française de sécurité sanitaire de l'environnement et du travail) vient de rendre public un avis relatif aux impacts sanitaires des RFID (2 février 2009). En voici les principaux éléments.

« Dans la grande majorité des cas, les étiquettes sont dites “passives”, c’est-à-dire qu’elles ne possèdent pas en propre d’émetteur radiofréquence. Elles utilisent l’énergie électromagnétique transmise par l’interrogateur pour réémettre l’information contenue dans la puce. Les étiquettes ne sont donc pas, la plupart du temps, les sources principales d’émission de champ électromagnétique dans les dispositifs RFID, au contraire des interrogateurs ».

Concernant les champs électromagnétiques, l’AFSSET relève que « les systèmes RFID engendrent la plupart du temps une exposition très faible des personnes en comparaison d’autres sources, comme par exemple l’usage d’un téléphone mobile ».

Pour les professionnels, et bien que l’exposition professionnelle, soit toujours inférieure aux valeurs limites, elle peut être non négligeable, malgré une grande variabilité des situations. L’agence recommande donc logiquement de concentrer les recherches sur ce type d’expositions à fonctionnement continu « qui représentent les scénarios d’exposition identifiés les plus défavorables ».

L’agence souligne également le faible nombre de recherches spécifiques aux RFID, les rapports de synthèse internationaux traitent des effets sur la santé des champs électromagnétiques en général et « ne rapportent que de manière extrêmement succincte des spécificités liées aux technologies RFID ». Elle recommande également une recherche et identification des possibles incompatibilités électromagnétiques avec des dispositifs actifs médicaux implantés.

Concernant le risque sanitaire, l’AFSSET indique que « l’étude de la littérature, ainsi que les résultats des campagnes de mesure, ne permettent pas, à ce jour, d’établir l’existence d’un risque sanitaire lié à l’exposition aux champs électromagnétiques émis par des systèmes RFID ».

Les secteurs étant en croissance très rapide, et le nombre d’étiquettes étant appelé à croître très vite, l’Agence soulève la question de leur recyclage. Elle ne se prononce pas sur les questions relatives à la préservation de la vie privée (hors de son champ et de sa mission). Enfin, elle recommande de « s’intéresser aux effets psychologiques potentiels liés au développement de ces technologies d’identification et de traçabilité, notamment dans le cas des puces RFID implantables dans le corps humain, si cela devait se développer en France ».

# Bibliographie

- [1] S. A. Hamzah, M. S. Zainal, N. Abdullah, S. Haimi ; N. A. Cholan, "Size Reduction and Multiband Characteristic Using Koch Fractal Dipole", RF and Microwave Conference, 2006. RFM 2006. International 12-14 Sept. 2006 pp.140 – 142.
- [2] Anthony GHIOTTO, "Conceptions d'antennes de tags RFID UHF : application a la realisation par jet de matiere", thèse de doctorat.
- [3] C. A. Balanis, "Antenna Theory : Analysis and Design", John Wiley & Sons, second edition, 1997.
- [4] C.A. Balanis, " Antenna theory : analysis design", 3rdEd, John Wiley&Sons, 2005.
- [5] S. Basat, S. Bhattacharya, A. Rida, S. Johnston, L. Yang, M. M. Tentzeris and J. Laskar , "Fabrication and Assembly of a Novel High-Efficiency UHF RFID Tag on Flexible LCP Substrate," Electronic Components and Technology Conference, May-June 2006, pp. 1352-1355.
- [6] Delphine bechevet, "Contribution ou développement de tag RFID UHF et microondes sur matériaux plastique", thèse de doctorat.
- [7] J. Curty, N. Joehl, C. Dehollain and M. J. Delercq, "Remotely Powered Addressable UHF RFID Integrated System," IEEE Journal of Solid-State Circuits, 40,11, November 2005, pp. 2 193-2202.
- [8] Daniel M. Dobkin."The RF in RFID, Passive UHF RFID in Practice" .
- [9] S.D. Eason, R. Libonati, J.W. Culver, D.H. Werner,"UHF fractal antennas", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE Volume 3, pp.636 – 639.
- [10] K. Finkenzeller, RFID Handbook : Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications. New York : Wiley, 1999.
- [11] D.H. Werner, S. Ganguly,"An overview of fractal antenna engineering research", Antennas and Propagation Magazine. 2003, 45(1) :38-57.
- [12] Radio Frequency Identification – Technologies and perspectives Par Jean-Pierre HAUET.
- [13] R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency," J. Res. Nat. Bureau Standards, vol. 64D, pp. 1–12, Jan.-Feb. 1960.

- [14] Systèmes RFID, Master recherche optique et radiofréquence, Thomas Hurault.
- [15] K.J.Vinoy, K.A.Jose, V.K.Varadan, "Hilbert curve fractal antenna : A small resonant antenna for VHF/UHF applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, 2001, 29(4),215-219.
- [16] Rami KHOURI " Modélisation comportementale en VHDL-AMS du lien RF pour la simulation et l'optimisation des systèmes RFID UHF et micro-ondes" (p36-37).
- [17] W.J. Krzysztofik, "Fractal Monopole Antenna for Dual-ISM-Bands Applications", *Microwave Conference*, 2006. 36th European Sept. 2006 pp.1461 – 1464.
- [18] RFID source book, Prentice Hall PTR, Sandip Lahiri.
- [19] Y. Lee, "Antenna Circuit Design for RFID Applications," *Microchip Technology Inc., Application Note AP7 10*, 2003, available at <http://wwl.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00710c.pdf>.
- [20] S. Uda and Y. Mushiake, *Yagi-Uda Antenna*, Tokyo, Sasaki Printing and Publishing Co., 1954, pp. 119-13 1.
- [21] G. Marrocco, "Body-Matched Antennas for Wireless Biometry," *European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, France, November 2006, p. 795.
- [22] G. Marrocco, "RFID Antennas for the UHF Remote Monitoring of Human Subjects," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-55, 6, June 2007, pp. 1862-1870.
- [23] G. Marrocco and C. Calabrese, "Automatic Design of Miniaturized Slot-Line RFID Antennas," *Second European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Edinburgh, Scotland, November 2007.
- [24] Measurement of backscattering from RFID tags , Pavel V. Nikitin and K. V. S. Rao , *Intermec Technologies Corporation*.
- [25] P . Nikitin, K. V. Seshagiri Rao, and al, "Power Reflection Coefficient Analysis for Complex Impedances in RFID Tag Design", *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 53, N°. 9, September 2005.
- [26] K. V. S. Rao, P. V Nikitin and S. F. Lam, "Antenna Design for UHF RFID Tags : A Review and a Practical Application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-53, 12, December 2005.
- [27] *Applications en identification radiofréquence et cartes à puces sans contact*, Dominique Paret, édition Dunod.
- [28] K. V. S. Rao, "An overview of backscattered radio frequency identification system (RFID)," in *Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 3, Nov.–Dec. 1999, pp. 746–749.
- [29] H. W. Son and C. S. Tyo, "Design of RFID Tag Antennas Using an Inductively Coupled Feed," *Electronics Letters*, 41, 18, September 2005, pp. 994-996.

- 
- [30] H. A. Wheeler, "Small antennas," IEEE Trans Antennas Propag, vol. AP-23, no. 4, pp. 462–469, Jul. 1975.
- [31] RFID Explained : A Primer on Radio Frequency Identification Technologies Roy Want.
- [32] An Introduction to RFID Technology, Intel Research, Roy Want.
- [33] IEEE Std 145–1983, "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas", IEEE transactions on antennas and propagation, vols AP-31, No. 6, Part II, november 1983.
- [34] Antennas for portable devices, Zhi Ning Chen, Institute for Infocomm Research, Singapore
- [35] <http://fr.datamars.com/default.aspx?menuitemid=258&menusubid=13&AspxAutoDetectCookieSupport=1>
- [36] <http://www.discoverrfid.org/fr/en-pratique/historique.html>
- [37] <http://www.centrenational-rfid.com/fr/rubriques/fiche.cfm?rubriqueId=15>
- [38] <http://www.bakom.ch/dokumentation/Newsletter/01315/03012/03017/index.html?lang=fr>
- [39] <http://www.biosamplingsystems.com/pages/produits-rfid.html>
- [40] <http://aps2.toshiba-tro.de/rfid/pages/french.html>
- [41] <http://www.strategiestm.com/DT-No33-NFC-et-RFID.html>
- [42] <http://www.scribd.com/doc/24616515/-rfid>
- [43] [http://igm.univ-mlv.fr/.](http://igm.univ-mlv.fr/)
- [44] Zemour Hamdache, "conception d'antennes miniatures UHF et micro-ondes pour application RFID", Thèse de magistère 2009.
- [45] P.VAUDON. "Les antennes imprimées," chapitre 7, pp.3-8, IRCOM-Université de Limoges, 2004.
- [46] Dominique Paret, "Application en identification radiofréquence et cartes à puce sans contact", Edition Dunod 2003.

## Annexe A

# La Méthode des Moments

### Référence [45]

Le logiciel de simulation électromagnétique IE3D est basé sur la méthode des moments. Cette méthode a pour but la transformation d'une équation fonctionnelle en un système d'équations linéaires. Ce dernier peut être facilement résolu par des méthodes matricielles numériques.

La forme de l'équation fonctionnelle qui nous intéresse est de la forme :

$$L(f) = g \quad (\text{A.1})$$

Où ( $L$ ) est un opérateur linéaire pouvant être différentiel, intégral ou intégral-différentiel. ( $g$ ) est une fonction connue (excitation). ( $f$ ) est la fonction à déterminer (ou à estimer).

L'opérateur ( $L$ ) est caractérisé par son domaine de définition (l'ensemble de fonctions auxquelles il est applicable), et sa portée (l'ensemble de fonctions résultantes). Le problème consiste à trouver dans le domaine de définition une fonction ( $f$ ) qui vérifie l'équation A.1 pour avoir en résultat une fonction ( $g$ ). Si cette fonction ( $f$ ) existe et est unique le problème est dit déterministe.

La méthode nécessite également la définition d'un produit intérieur, vérifiant les conditions suivantes :

$$\langle f, g \rangle = \langle g, f \rangle$$

$$\langle \alpha f + \beta g, h \rangle = \alpha \langle f, h \rangle + \beta \langle g, h \rangle$$

$$\langle f^*, f \rangle = \begin{cases} 0 & \text{si } f = 0 \\ > 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{OU } f^* \text{ est le conjugué de } f).$$

La méthode consiste à décomposer la fonction  $f$  en séries de fonctions de bases connues pondérées par des coefficients à déterminer. Cela peut être résumé algébriquement par l'équation suivante :



$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n \cdot f_n \quad (\text{A.2})$$

$N$  est le nombre de fonctions de bases  $f_n$  qui décomposent la fonction  $f$ . théoriquement, la fonction  $f$  peut être obtenue d'une façon exacte si  $N$  tend vers l'infini, pratiquement ce n'est pas le cas, car on ne peut calculer une somme dont le nombre de termes est infini. Pour ce faire, on se contente d'un nombre  $N$  fini satisfaisant le cas réel.

En remplaçant l'équation A. 2 dans A.1, tout en tenant compte de la linéarité de l'opérateur  $L$ , on aura

$$\sum_{n=0}^N \alpha_n L(f_n) = g \quad (\text{A.3})$$

L'étape suivante est l'introduction des fonctions de test notées  $w_n$  pour appliquer le produit intérieur aux deux termes de (A.3)

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle L(f_n, w_n) \rangle = \langle g, w_n \rangle \quad \text{pour tout } n = 1 \dots N \quad (\text{A.4})$$

On aura finalement  $N$  équations de la forme de A.4, qui peuvent être écrites sous une forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \langle w_1, L(f_1) \rangle & \cdots & \langle w_1, L(f_n) \rangle \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \langle w_n, L(f_1) \rangle & \cdots & \langle w_n, L(f_n) \rangle \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \vdots \\ \langle w_n, g \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

En désignant le premier terme de gauche par  $[G_{mn}]$ ; le deuxième terme de gauche par  $[\alpha_n]$  et le terme de droite par  $g_m$ , le système matriciel devient :

$$[G_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (\text{A.6})$$

La résolution de système de  $N$  inconnus  $\alpha_n$  permet d'estimer la fonction  $f$  par sommation des fonctions de bases  $f_n$  pondérées par les coefficients  $\alpha_n$  désormais connus.

## Annexe B

# Méthode de Mesure

### B.1 Principe de la méthode

Les performances d'un tag RFID UHF dépendent des performances de l'antenne, de la puce et surtout de l'adaptation d'impédance entre la puce et l'antenne. La conception d'une antenne nécessite donc la mesure de son impédance. Peu de travaux décrivent la mesure d'impédance des antennes de tag RFID. Pour la mesure de l'impédance de ces antennes, On a deux méthodes. La première méthode fait appel à l'utilisation d'un balun qui permet de résoudre le problème de symétrie lié à l'alimentation par un câble coaxial. La seconde méthode que nous avons mise en place fait appel à la théorie des images c.a.d la mesure d'une demi-antenne sur un plan conducteur.

La mesure d'impédance sur un plan conducteur que nous avons mise en œuvre est basée sur la théorie des images. Le dispositif de mesure est illustré sur la figure (B.1).



(a)

(b)

FIG. B.1 – Dispositif de mesure.

Une moitié de l'antenne est connectée à un plan conducteur. Elle est alimentée par une sonde coaxiale à travers ce plan (fig B.1.a). D'après la théorie des images, pour un plan conduc-

teur infini, l'impédance vue au niveau de la connexion de l'antenne est égale à la moitié de l'impédance de la structure totale.

La mesure de l'impédance d'une antenne peut donc être réalisée en calibrant l'analyseur de réseau vectoriel à l'aide de charges standards calibrées en sortie du câble coaxial afin de ramener le plan de référence au plan de mesure.

Le VNA permet de visualiser les résultats de mesure de l'impédance et du coefficient de réflexion de l'antenne à une fréquence désirée et aussi la visualisation de l'abaque de Smith de cette mesure normalisée par rapport à  $Z_0$  ( $50\Omega$ ). Pour trouver les résultats de mesure adaptés par rapport à l'impédance de la puce  $Z_{chip}$ , on a développé une application Excel qui fait le calcul intermédiaire en programmant l'équation (B.5). Un exemple d'application est illustré dans la figure (B.2).

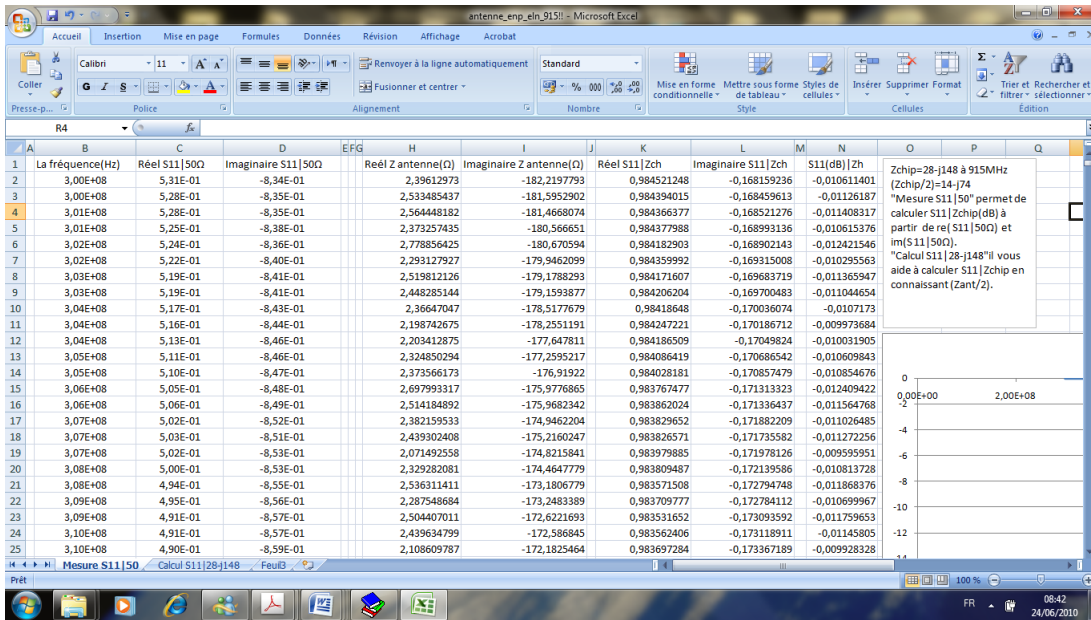


FIG. B.2 – Application Excel.

## B.2 Le calcul de $S_{11}$ normalisé par rapport à $Z_{chip}$

Soit :

$S'_{11}$  : Coefficient de réflexion mesurés par le VNA normalisé par rapport à  $50\Omega$ .

$Z'_{ant}$  : La moitié de l'impédance complexe de l'antenne.

On sait que :

$$S'_{11} = Re(S'_{11}) + jIm(S'_{11}) = \frac{Z'_{ant} - Z_c}{Z'_{ant} + Z_c} \quad (B.1)$$

L'impédance de l'antenne dipôle :

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} = 2 \times Z'_{ant} \quad (\text{B.2})$$

En remplaçons l'équation ( B.2) dans (B.1) en trouve :

$$Z_{ant} = 2Z_c \times \frac{1 - \text{Re}(S'_{11})^2 - \text{Im}(S'_{11})^2 + j2 \times \text{Im}(S'_{11})}{(1 - \text{Re}(S'_{11}))^2 + \text{Im}(S'_{11})^2} \quad (\text{B.3})$$

$S_{11}$  normalisé par rapport à  $Z_{chip}$  :

$$S_{11} = \frac{Z_{ant} - Z_{chip}^*}{Z_{ant} + Z_{chip}} \quad (\text{B.4})$$

En substituant l'équation (B.3) dans (B.4) on trouve :

$$S_{11} = \frac{(R_{ant} - R_{chip})(R_{ant} + R_{chip}) + (X_{ant} + X_{chip})^2 + j2 \times R_{chip}(X_{ant} + X_{chip})}{(R_{ant} + R_{chip})^2 + (X_{ant} + X_{chip})^2} \quad (\text{B.5})$$

### B.3 Les avantages et les inconvénients de la méthode de mesure

Parmi les inconvénients de cette méthode de mesure C'est que le plan conducteur est de dimension fini. On observe également que la bande passante mesurée est plus large dans la majorité des mesures quand a fait. Cela peut être imputable aux pertes introduites par le plan conducteur. L'un des principaux problèmes posé par cette méthode de mesure est le positionnement de l'antenne à la bonne hauteur par rapport au plan de masse.

Et parmi les avantages de Cette méthode, elle ne nécessite pas un balun, la structure de type monopôle étant asymétrique. Egalemen,t le plan conducteur permet d'isoler le câble coaxial d'alimentation.

## Annexe C

# Chip data sheet example (XRAG2)

### Features

- EPCglobal class 1 generation 2 RFID UHF specification (revision 1.0.9) Passive operation (no battery required)
- UHF carrier frequencies from 860 MHz to 960 MHz ISM band
- To the XRAG2: Asynchronous 90% SSB-ASK, DSB-ASK or PR-ASK modulation using pulse interval encoding (Up to 128Kbit/s)
- From the XRAG2: Backscattered reflective answers using configuration. FM0 or Miller bit coding (up to 640 Kbits/s)
- 432-bit memory with two possible configurations:
  - 3 memory banks to store up to 256-bit EPC code: 64-bit TID, 304-bit EPC and 64-bit reserved banks
  - 4 memory banks to store up to 128-EPC code: 128-bit user, 64-bit TID, 176-bit EPC and 64-bit reserved banks
- Supports EPC and ISO TID
- Multisession protocol.
- Anti-collision functionality
- Inventory, Read, Write and Erase features
- Kill command

- 100 ms programming time (max) for 288-bit (EPC code, Protocol Control bits and CRC16) programming
- More than 10,000 Write/Erase cycles
- More than 40 years' data retention
- Packages – ECOPACK® (RoHS compliant)

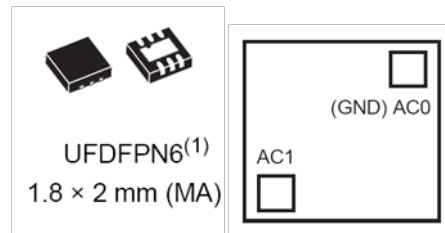


FIG. C.1 – Chip and chip connections

## Description

The XRAG2 is a full-featured, low-cost integrated circuit for use in radio frequency identification (RFID) transponders (XRAG2s) operating at UHF frequencies. It is a 432-bit memory organized as 3 or 4 memory banks of 16-bit words.

When connected to an antenna, the operating power is derived from the RF energy produced by the RFID reader and incoming data are demodulated and decoded from the received double-side band amplitude shift keying (DSB-ASK), single-side band amplitude shift keying (SSB-ASK) or phase-reversal amplitude shift keying (PR-ASK) modulation signal. Outgoing data are generated by antenna reflectivity variation using either FM0 or the Miller bit coding principle (chosen by the reader).

Communications between the reader and the XRAG2 are Half-duplex, which means that the XRAG2s does not decode reader commands while back scattering. The data transfer rate is defined by the local UHF frequency regulation.

The XRAG2 complies with the EPC Global Class-1 Generation-2 UHF RFID specification, revision 1.0.9, for the radio-frequency power and signal interface.

## XRAG2 impedance parameters

The XRAG2 provides the parameters specified in tables C.2 and C.3. The equivalent impedance model for measurement is based on a resistance and a capacitance connected in series with the external antenna.

Symbol	Description	Conditions	Min	Max	Unit
T <sub>STG</sub>	Storage temperature	Wafer	15	25	°C
				23	months
V <sub>ESD</sub>	Electrostatic discharge voltage <sup>(1)</sup>	Machine model	-100	+100	V
		Human body model	-2000	+2000	V

FIG. C.2 – XRAG2 parameters.

<p>Measurement conditions  T= +25 °C, regulated internal V<sub>DD</sub> = 1.45 V  Typical value characterized only.</p> <p><b>F<sub>c</sub> = 915 MHz, R<sub>s</sub> = 10 Ω, X<sub>s</sub> = -245 Ω</b></p>
---

FIG. C.3 – XRAG2 impedance.

## مُلخَص

العمل المقدم في هذه الأطروحة يخص دراسة وتصميم هوائيات مصغرة و مطبوعة خاصة بالتعرف الراديو موجات. أنواع مختلفة من الهوائيات الملتوية وهوائيات فراكتال و الهوائيات ذات فتحات اقترحت و درست. نماذج من هذه الهوائيات أنجزت و فحصت. نتائج الحسابات و الفحوصات متعادلة و تفي شروط هذه التكنولوجيا.

**كلمات مفتاحية :** التعرف الراديو موجات . بطاقة التعرف الراديو موجات . الهوائيات الملتوية . هوائيات فراكتال . الهوائيات ذات فتحات

## Résumé :

Le travail rapporté dans cette thèse traite de l'étude et la conception d'antennes imprimées miniatures destinées pour des applications d'identification radiofréquence (RFID). Différents types d'antennes à repliement de dipôle, à structures fractals et à fentes ont été proposés, étudiés et optimisés. Des prototypes de ces nouvelles antennes ont été réalisés et testés. Les résultats de simulations et mesures sont en accord et répondent aux spécificités de cette technologie.

**Mots clés :** Identification radiofréquence, tag RFID, antenne méandre, antenne fractale, antenne à fentes.

## Abstract :

The work reported in this thesis treats the study and conception of printed miniature radiofrequency identification (RFID) tag antennas. Different types of meander line antennas, fractal antennas and slot antennas were proposed, studied and optimized. Prototypes of the novel antennas were manufactured and tested. The simulations and tests results were in good agreement and satisfied the RFID requirements.

**Key words :** Radiofrequency identification, RFID tag, meander line antenna, fractal antenna, slot antenna.