

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

N° d'ordre : 24/2018

**THESE DE DOCTORAT**

Présentée par

**Mr : Abdelhamid Bou-El-Harmel**

Discipline : **Physique appliquée**

Spécialité : **Télécommunications**

Sujet de la thèse :

**Conception de nouvelles antennes pour le réseau de capteurs RFID (RSN) et modélisation d'un canal de propagation**

**Formation Doctorale** : Sciences de l'ingénieur, Sciences Physiques, Mathématiques et Informatique

Thèse présentée et soutenue le **lundi 14 mai 2018 à 15h** au centre de conférence devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
Nabih EL Ouazzani	PES	Faculté des Sciences et Techniques – Fès	Président
Mohamed Habibi	PES	Faculté des Sciences – Kenitra	Rapporteur
Seddik Bri	PES	Ecole Supérieure de Technologie – Meknès	Rapporteur
Najiba El Amrani El Idrissi	PES	Faculté des Sciences et Techniques – Fès	Rapporteur
Rabah Ouremchi	PES	Ecole Supérieure de Technologie – Fès	Examineur
Jamal Belkadid	PES	Ecole Supérieure de Technologie – Fès	Examineur
Ali Benbassou	PES	Ecole Supérieure de Technologie – Fès	Directeur de thèse

**Laboratoire d'accueil** : Laboratoire de Transmission et de Traitement de l'Information (**LTTI**)

**Etablissement** : Ecole Supérieure de Technologie de Fès (**ESTF**)

# Dédicaces

« Il y a des sentiments qu'on ne peut exprimer avec des mots » **Alice Parizeau**

À mes Parents,  
À ma Sœur et mon Frère,  
À tous les Membres de la Famille,  
À mon Directeur de thèse qui m'a Soutenu.

# Remerciements

Avant tout, j'adresse mes remerciements à mon Dieu, le tout-puissant de m'avoir donné la volonté, la santé, le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

J'ai l'honneur et le plaisir de présenter ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mon directeur de thèse Monsieur Ali BENBASSOU, Directeur de l'Ecole Supérieure de Technologie de Fès et Directeur du Laboratoire de Transmission et Traitement d'Informations, d'avoir assuré l'encadrement de cette thèse, de m'avoir intégré dans son équipe de recherche, de m'avoir soutenu et prodigué de nombreux conseils. J'aimerais encore le remercier pour sa précieuse aide, ses conseils, ses orientations et la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ma thèse.

Je remercie vivement Monsieur Nabih EL OUAZZANI, professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de Fès de m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de ma thèse.

Je remercie chaleureusement Madame la professeure Najiba EL AMRANI EL IDRISSE de la Faculté des Sciences et Techniques de Fès, Monsieur le professeur Mohamed HABIBI de la Faculté des Sciences de Kenitra, Monsieur le professeur Seddik BRI de l'Ecole Supérieure de Technologie de Meknès, d'avoir accepté d'être rapporteurs scientifiques de ma thèse et m'avoir autorisé à soutenir ce travail.

Je remercie sincèrement Monsieur le professeur Jamal BELKADID de l'Ecole Supérieure de Technologie de Fès, pour son aide, ses encouragements incessants et aussi de bien vouloir juger ce travail en tant qu'examineur.

Je remercie également Monsieur le professeur Rabah OUREMCHI de l'Ecole Supérieure de Technologie de Fès, d'avoir accepté d'être examinateur de ma thèse.

Je veux aussi adresser mes sincères remerciements à tous les professeurs pour leurs enseignements et les cours intéressants qu'ils nous ont donnés pendant mes études, et je n'oublie pas de remercier aussi tous les membres du Laboratoire de Transmission et Traitement de l'Information et les personnels de l'Université Sidi Mohamed Ben Abdellah de Fès.

Enfin, un grand merci à mes parents, ma sœur, mon frère, les autres membres de ma famille et mes amis de m'avoir énormément encouragé dans les moments les plus difficiles de ma  
scolarité.

# Table des matières

---

<b>LISTE DES FIGURES .....</b>	<b>I</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX .....</b>	<b>IV</b>
<b>LISTE DES ABREVIATIONS .....</b>	<b>V</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : TECHNOLOGIE RSN, ANTENNES ET CANAL DE PROPAGATION.....</b>	<b>4</b>
I-1 INTRODUCTION .....	5
I-2 TECHNOLOGIE DE RESEAU DE CAPTEURS RFID (RSN) .....	5
I-3 GENERALITES SUR LES ANTENNES .....	20
I-4 CANAL DE PROPAGATION RADIOFREQUENCE .....	29
I-5 SOLUTIONS OPTIMALES AUX PROBLEMES LIES AUX ANTENNES ET AU CANAL DE PROPAGATION DU RESEAU RSN .....	35
I-6 CONCLUSION .....	39
<b>REFERENCES.....</b>	<b>40</b>
<b>CHAPITRE II : CONCEPTION ET DEVELOPPEMENT D'UNE NOUVELLE ANTENNE CUBIQUE 3D .....</b>	<b>42</b>
II-1 INTRODUCTION .....	43
II-2 CONCEPTION D'UNE NOUVELLE ANTENNE CUBIQUE 3D.....	44
II-3 EFFET DE LA PRESENCE DES CIRCUITS INTEGRES SUR LES CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE.....	58
II-4 MINIATURISATION DE L'ANTENNE CUBIQUE 3D .....	62
II-5 CONCLUSION .....	75
<b>REFERENCES.....</b>	<b>76</b>
<b>CHAPITRE III : CONCEPTION ET DEVELOPPEMENT D'UNE NOUVELLE ANTENNE SPHERIQUE 3D .....</b>	<b>77</b>
III-1 INTRODUCTION .....	78
III-2 IDEE D'AVOIR UN ANGLE D'OUVERTURE DE <b>360°</b> DANS TOUS LES PLANS DE L'ESPACE.....	79
III-3 CONCEPTION DE L'ANTENNE SPHERIQUE 3D .....	81
III-4 MINIATURISATION DE L'ANTENNE SPHERIQUE 3D .....	88
III-5 CONCLUSION .....	97
<b>REFERENCES.....</b>	<b>99</b>
<b>CHAPITRE IV : MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION D'UN RESEAU RSN ET ETUDE DE L'ORIENTATION DES ANTENNES.....</b>	<b>100</b>
IV-1 INTRODUCTION.....	101
IV-2 MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION .....	102
IV-3 EFFET DE L'ORIENTATION DES ANTENNES SUR LES CARACTERISTIQUES DE LA PROPAGATION.....	114
IV-4 CONCLUSION .....	124
<b>REFERENCES.....</b>	<b>126</b>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>128</b>
i) CONCLUSION GENERALE.....	128
ii) PERSPECTIVES .....	129
<b>ANNEXES .....</b>	<b>130</b>
ANNEXE A : FONCTIONS DE TRANSFERT DE BELLO .....	130
ANNEXE B : OUTILS DE SIMULATION DES ANTENNES .....	132
ANNEXE C : SIMULATEUR DE PROPAGATION RADIOFREQUENCE RPS .....	136
ANNEXE D : COEFFICIENTS DE REFLEXION, DE TRANSMISSION ET DE DIFFRACTION .....	138
<b>LISTE DES PUBLICATIONS ET DES COMMUNICATIONS.....</b>	<b>140</b>
LISTE DES PUBLICATIONS.....	140
LISTE DES COMMUNICATIONS .....	140

---

# Liste des Figures

---

## Chapitre I :

Figure I-1 : Vue d'ensemble d'un système RFID (SkyeTek).....	6
Figure I-2 : Etiquette RFID avec CI.....	6
Figure I-3 : Principe de fonctionnement de chaque type d'étiquettes RFID avec CI.....	7
Figure I-4 : Eléments de lecteur RFID avec une machine hôte.....	8
Figure I-5 : Architecture d'un système WSN.....	10
Figure I-6 : Architecture matérielle d'un nœud capteur WSN.....	10
Figure I-7 : Architecture matérielle d'un nœud puits WSN.....	11
Figure I-8 : Communication dans le réseau WSN.....	12
Figure I-9 : Topologies du réseau WSN.....	12
Figure I-10 : Canaux de transmission de l'IEEE 802.15.4.....	13
Figure I-11 : Portée de transmission d'un transmetteur IEEE 802.15.4 (1mW).....	13
Figure I-12 : Architecture du réseau RSN (Classe 1).....	14
Figure I-13 : Réseau RSN classe 1 appliqué dans l'agriculture.....	14
Figure I-14 : Architecture du réseau RSN (Classe 2).....	15
Figure I-15 : Schémas matériels d'un nœud étiquettes-capteurs intelligents.....	15
Figure I-16 : Réseau RSN classe 2 appliqué dans une usine.....	16
Figure I-17 : Architecture du réseau RSN (Classe 3).....	17
Figure I-18 : Schéma matériel d'un nœud intelligent.....	17
Figure I-19 : Réseau RSN classe 3 appliqué dans la sécurité du stock.....	18
Figure I-20 : Architecture du réseau RSN (Classe 4).....	18
Figure I-21 : Schéma matériel d'une station intelligente.....	19
Figure I-22 : Réseau RSN classe 4 appliqué dans un service de guidage.....	19
Figure I-23 : Position de la source par rapport au point d'observation.....	21
Figure I-24 : Champ rayonné par un dipôle élémentaire (antenne élémentaire linéaire).....	22
Figure I-25 : Différentes régions autour d'une antenne.....	23
Figure I-26 : Impédance d'entrée $Z_a$ d'une antenne en fonction de la fréquence.....	24
Figure I-27 : Schéma équivalent d'une antenne.....	25
Figure I-28 : Coefficient de réflexion d'une antenne en fonction de la fréquence.....	26
Figure I-29 : Diagramme de rayonnement d'une antenne.....	27
Figure I-30 : Différents types de polarisation.....	28
Figure I-31 : Représentation de la polarisation elliptique dans une direction $(\theta, \varphi)$ .....	29
Figure I-32 : Ellipsoïde de Fresnel avec son rayon selon la distance.....	29
Figure I-33 : Différents trajets de propagation.....	30
Figure I-34 : Trois différents scénarios de propagation.....	30
Figure I-35 : Profil de retard en puissance du canal.....	32
Figure I-36 : (a) Canal plat en fréquence et (b) Interférence inter-symboles nulle.....	34
Figure I-37 : Interférence inter-symboles non-nulle.....	34
Figure I-38 : (a) Canal non-sélectif en temps et (b) Erreur d'estimation des symboles transmis nulle.....	34
Figure I-39 : Erreur d'estimation des symboles transmis non-nulles.....	35
Figure I-40 : (a) Structure de l'antenne utilisée et (b) Diagramme de rayonnement.....	35
Figure I-41 : Communication entre les nœuds du réseau RSN.....	36
Figure I-42 : Non-lecture d'une étiquette RFID.....	36
Figure I-43 : Utilisation au moins deux antennes au niveau du lecteur RFID.....	36
Figure I-44 : Utilisation d'une étiquette RFID avec deux dipôles orthogonalement placés.....	37
Figure I-45 : Communication entre les nœuds du réseau RSN dans un environnement.....	38
Figure I-46 : Exemple de six trajets arrivant au nœud Rx.....	38
Figure I-47 : Interférence destructive au niveau d'un nœud Rx.....	38
Figure I-48 : Réponse impulsionnelle du canal avec des longs délais et une variation des trajets.....	39

## Chapitre II :

Figure II-1 : Antenne dipôle demi-onde planaire.....	44
Figure II-2 : Géométrie du dipôle avec une antenne élémentaire de longueur $dz'$ .....	45
Figure II-3 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle en 3D obtenu par Matlab.....	46
Figure II-4 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle en 3D obtenu par HFSS.....	46

Figure II-5 : Distribution du champ $E$ en fonction du sens du courant le long des bras du dipôle. ....	46
Figure II-6 : Antenne cubique 3D conçue par [II.10]. ....	47
Figure II-7 : (a) Quatre courts dipôles et (b) Combinaison des diagrammes de rayonnement. ....	48
Figure II-8 : Liaison entre les courts dipôles. ....	48
Figure II-9 : Forme globale de l'antenne cubique 3D. ....	49
Figure II-10 : Structure de l'antenne dipôle planaire. ....	49
Figure II-11 : Structure du dipôle sous forme d'escalier. ....	49
Figure II-12 : Structure de l'antenne cubique 3D. ....	50
Figure II-13 : Caractéristiques électriques de l'antenne cubique 3D. ....	51
Figure II-14 : (a) Structure de l'antenne cubique adaptée par boucle (b) Paramètres géométriques de la boucle. ....	51
Figure II-15 : Circuit équivalent de l'adaptation par boucle inductive. ....	52
Figure II-16 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne cubique 3D adaptée par boucle. ....	53
Figure II-17 : Augmentation géométrique de l'antenne. ....	53
Figure II-18 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne cubique 3D finale. ....	54
Figure II-19 : Caractéristiques électriques de l'antenne cubique 3D finale. ....	54
Figure II-20 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 2D de l'antenne cubique 3D finale. ....	55
Figure II-21 : Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne cubique 3D finale. ....	55
Figure II-22 : Gain et Directivité de l'antenne cubique 3D finale en fonction des angles $\varphi$ et $\theta$ . ....	56
Figure II-23 : (a) Sphère imaginaire et (b) Grande dimension de l'antenne cubique 3D (diagonale du cube). ....	57
Figure II-24 : Circuit électronique d'un nœud capteur multi-RF [II.19]. ....	58
Figure II-25 : Composants électroniques. ....	58
Figure II-26 : Structure du dipôle sous forme d'escalier. ....	59
Figure II-27 : Caractéristiques électriques et de rayonnement de l'antenne. ....	59
Figure II-28 : Schémas matériels. ....	60
Figure II-29 : Structure de l'antenne cubique 3D avec deux blocs en Silicium. ....	61
Figure II-30 : Caractéristiques de l'antenne avec deux CI de différentes dimensions. ....	61
Figure II-31 : Structure d'antenne avec les angles de jonctions. ....	63
Figure II-32 : (a) Structure de l'antenne cubique et (b) Paramètres géométriques de la T-match. ....	63
Figure II-33 : Circuit équivalent de la T-match. ....	63
Figure II-34 : (a) Stub et (b) Ligne de transmission. ....	64
Figure II-35 : Différentes structures de l'antenne cubique 3D. ....	65
Figure II-36 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de chaque antenne cubique. ....	65
Figure II-37 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 2D des quatre antennes. ....	66
Figure II-38 : Structures des quatre antennes. ....	66
Figure II-39 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de chaque structure d'antenne. ....	67
Figure II-40 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 2D de chaque structure. ....	67
Figure II-41 : Sens du courant dans les parties des bras du dipôle enroulés de différentes manières. ....	68
Figure II-42 : Nouvelle structure de l'antenne 3D cubique. ....	68
Figure II-43 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de la nouvelle antenne cubique 3D. ....	69
Figure II-44 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ de l'antenne cubique 3D. ....	69
Figure II-45 : Structure des quatre antennes. ....	70
Figure II-46 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de chaque antenne cubique 3D. ....	70
Figure II-47 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 2D de chaque antenne. ....	71
Figure II-48 : Structure de l'antenne cubique 3D miniaturisée. ....	72
Figure II-49 : Caractéristiques électriques de l'antenne cubique 3D miniaturisée. ....	72
Figure II-50 : Diagramme de rayonnement du $E_{total}$ en 2D de l'antenne cubique miniaturisée. ....	73
Figure II-51 : Diagramme de rayonnement du $E_{total}$ en 3D de l'antenne cubique miniaturisée. ....	73
Figure II-52 : Gain et Directivité de l'antenne cubique miniaturisée en fonction des angles $\varphi$ et $\theta$ . ....	73
Figure II-53 : Grande dimension de l'antenne cubique miniaturisée. ....	74
Figure II-54 : Etiquette RFID utilisant l'antenne cubique 3D miniaturisée. ....	75

### **Chapitre III :**

Figure III-1 : Diagramme de rayonnement de l'antenne isotrope. ....	78
Figure III-2 : Transformation du dipôle linéaire en forme circulaire. ....	79
Figure III-3 : Rencontre des deux zones où le rayonnement est nul. ....	79
Figure III-4 : Géométrie du dipôle circulaire avec une antenne élémentaire de longueur $dy''$ . ....	80
Figure III-5 : Diagramme de rayonnement approché de la nouvelle forme du dipôle. ....	80
Figure III-6 : Structure du dipôle demi-onde planaire. ....	81

Figure III-7 : Structure de l'antenne 3D sphérique. ....	81
Figure III-8 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne sphérique 3D. ....	82
Figure III-9 : Structure de l'antenne sphérique 3D avec T-match. ....	82
Figure III-10 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne 3D sphérique avec T-match. ....	82
Figure III-11 : Structure de l'antenne 3D sphérique après réduction de la longueur $D$ . ....	83
Figure III-12 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne 3D sphérique après réduction de la longueur $D$ . ....	83
Figure III-13 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne sphérique 3D après réduction du rayon. ....	84
Figure III-14 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne sphérique 3D. ....	85
Figure III-15 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 2D de l'antenne sphérique 3D. ....	86
Figure III-16 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 3D de l'antenne sphérique 3D. ....	86
Figure III-17 : Gain de l'antenne sphérique 3D en fonction des angles $\phi$ et $\theta$ . ....	87
Figure III-18 : Antenne sphérique conçue dans [III.10]. ....	87
Figure III-19 : Structures. ....	88
Figure III-20 : (a) Structure de l'antenne sphérique 3D avec bras pliés, (b) Sens du courant. ....	89
Figure III-21 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de chaque antenne sphérique 3D. ....	89
Figure III-22 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 2D de chaque antenne sphérique 3D. ....	90
Figure III-23 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 3D de l'antenne sphérique 3D de rayon. ....	90
Figure III-24 : Structure de l'antenne sphérique 3D avec $r = 1.4cm$ . ....	91
Figure III-25 : Structure de l'antenne sphérique 3D avec des bras repliés. ....	91
Figure III-26 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne sphérique 3D avec des bras repliés. ....	91
Figure III-27 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ de l'antenne sphérique 3D avec des bras repliés. ....	92
Figure III-28 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ de chaque antenne sphérique 3D avec des bras repliés. ....	93
Figure III-29 : Champ $E_{total}$ rayonné de chaque antenne sphérique 3D avec des bras repliés. ....	93
Figure III-30 : Caractéristiques électriques de l'antenne sphérique 3D miniaturisée. ....	94
Figure III-31 : Diagramme de rayonnement du champ $E_{total}$ en 2D de l'antenne sphérique 3D miniaturisé. ....	95
Figure III-32 : Diagramme de rayonnement du $E_{total}$ en 3D de l'antenne sphérique 3D miniaturisée. ....	95
Figure III-33 : Gain et Directivité de l'antenne sphérique 3D miniaturisée en fonction des angles $\phi$ et $\theta$ . ....	96
Figure III-34 : Rapport axial de l'antenne sphérique 3D miniaturisée en fonction des angles $\phi$ et $\theta$ . ....	96
Figure III-35 : Structure de l'antenne sphérique 3D conçue dans [III.12]. ....	96
Figure III-36 : Etiquette RFID passive utilisant l'antenne sphérique 3D miniaturisée. ....	97

#### **Chapitre IV :**

Figure IV-1 : Vue du bâtiment prise par Google Maps. ....	102
Figure IV-2 : Premier étage d'aile nord du bâtiment en 3D. ....	103
Figure IV-3 : Premier étage d'aile nord du bâtiment en 2D. ....	103
Figure IV-4 : Emplacement des nœuds du réseau RSN selon la topologie en étoile. ....	104
Figure IV-5 : Position de l'antenne cubique 3D par rapport à l'environnement. ....	105
Figure IV-6 : (a) Réflexion et transmission d'une onde incidente et (b) Diffraction d'une onde incidente. ....	106
Figure IV-7 : Différents trajets de propagation prédits par la méthode du TR-3D. ....	108
Figure IV-8 : Puissance reçue $P_r$ prédite en fonction de la distance entre $Tx$ et chaque $Rx$ (Log-distance). ....	108
Figure IV-9 : Puissance reçue $P_r$ prédite en fonction de la distance entre $Tx$ et chaque $Rx$ (Log-normal). ....	109
Figure IV-10 : Puissance reçue $P_r$ prédite en fonction de la distance entre $Tx$ et chaque $Rx$ (TR-3D). ....	109
Figure IV-11 : Réponses impulsionnelles (RI) au niveau de trois $Rx$ . ....	110
Figure IV-12 : Délai maximal $T_m$ en fonction de la distance entre $Tx$ et chaque $Rx$ . ....	111
Figure IV-13 : Bande $B_c$ en fonction de la distance entre $Tx$ et chaque $Rx$ avec une corrélation de <b>50%</b> . ....	112
Figure IV-14 : Bande $B_c$ en fonction de la distance entre $Tx$ et chaque $Rx$ avec une corrélation de <b>90%</b> . ....	112
Figure IV-15 : Temps $T_c$ en fonction de la vitesse $V$ . ....	113
Figure IV-16 : Trois scénarios. ....	114
Figure IV-17 : Première position des deux antennes $Tx(0 - 0)$ ( $Rx(0 - 0)$ ). ....	115
Figure IV-18 : Puissance $P_r$ de mêmes orientations de l'antenne cubique 3D dans le scénario LOS. ....	116
Figure IV-19 : Puissance $P_r$ de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario LOS. ....	117
Figure IV-20 : Dispersion $\tau_{RMS}$ de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario LOS. ....	118
Figure IV-21 : Puissance $P_r$ de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario NLOS. ....	119
Figure IV-22 : Dispersion $\tau_{RMS}$ de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario NLOS. ....	120
Figure IV-23 : Puissance $P_r$ de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario OLOS. ....	121
Figure IV-25 : Dispersion $\tau_{RMS}$ de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario OLOS. ....	123

# Liste des Tableaux

---

## Chapitre I :

Tableau I-1 : Principaux réglementations de la RFID-UHF.....	9
--	---

## Chapitre II :

Tableau II-1 : Dimensions des structures d'antennes.....	50
Tableau II-2 : Dimensions de la boucle inductive.....	53
Tableau II-3 : Nouvelles dimensions de l'antenne cubique 3D.....	53
Tableau II-4 : Comparaison entre notre antenne et l'antenne de [II.10].....	57
Tableau II-5 : Dimensions de quelques microcontrôleurs dans le marché.....	61
Tableau II-6 : Résultats des caractéristiques de l'antenne avec deux CI de différentes dimensions.....	62
Tableau II-7 : Dimensions de chaque antenne.....	65
Tableau II-8 : Dimensions de chaque antenne cubique 3D.....	67
Tableau II-9 : Dimensions de l'antenne cubique 3D avec la configuration T-match.....	68
Tableau II-10 : Dimensions de chaque antenne.....	70
Tableau II-11 : Dimensions de l'antenne cubique 3D miniaturisée.....	72
Tableau II-12 : Résultats des caractéristiques électriques de l'antenne.....	72
Tableau II-13 : Comparaison entre l'antenne cubique 3D miniaturisée et l'antenne conçue au départ.....	74

## Chapitre III :

Tableau III-1 : Dimensions de la T-match.....	83
Tableau III-2 : Dimensions de l'antenne 3D sphérique après réduction de la longueur $D$ .....	83
Tableau III-3 : Dimensions de l'antenne sphérique 3D après réduction du rayon.....	84
Tableau III-4 : Dimensions finales de l'antenne sphérique 3D.....	85
Tableau III-5 : Comparaison entre notre antenne et l'antenne de la publication [III.10].....	88
Tableau III-6 : Dimensions de chaque antenne sphérique 3D.....	89
Tableau III-7 : Dimensions de l'antenne sphérique 3D avec des bras repliés.....	91
Tableau III-8 : Dimensions de chaque antenne sphérique avec les résultats de simulation.....	92
Tableau III-9 : Dimensions de l'antenne sphérique 3D miniaturisée.....	94
Tableau III-10 : Comparaison entre notre antenne et l'antenne de [III.12].....	97

## Chapitre IV :

Tableau IV-1 : Constantes diélectriques des matériaux [IV.7].....	103
Tableau IV-2 : Valeurs limites de débit binaire $D$ en fonction de la valence $V$ .....	113
Tableau IV-3 : Types de polarisation de chaque antenne en fonction des orientations.....	116
Tableau IV-4 : Quatre groupes des combinaisons $Tx/Rx$ donnant des résultats similaires.....	116
Tableau IV-5 : Différence entre $P_{r_{max}}$ et $P_{r_{min}}$ en fonction de la distance dans le scénario LOS.....	117
Tableau IV-6 : Différence entre $\tau_{RMS_{max}}$ et $\tau_{RMS_{min}}$ en fonction de la distance dans le scénario LOS.....	118
Tableau IV-7 : Différence entre $P_{r_{max}}$ et $P_{r_{min}}$ en fonction de la distance dans le scénario NLOS.....	120
Tableau IV-8 : Différence entre $\tau_{RMS_{max}}$ et $\tau_{RMS_{min}}$ en fonction de la distance dans le scénario NLOS.....	121
Tableau IV-9 : Différence entre $P_{r_{max}}$ et $P_{r_{min}}$ en fonction de la distance dans le scénario OLOS.....	122
Tableau IV-10 : Différence entre $\tau_{RMS_{max}}$ et $\tau_{RMS_{min}}$ en fonction de la distance dans le scénario OLOS.....	123
Tableau IV-11 : Ecart maximaux entre les puissances $P_r$ et les dispersions $\tau_{RMS}$ dans les trois scénarios.....	124



# Liste des Abréviations

---

---

## 2

**2D** · Deux Dimensions

---

## 3

**3D** · Tridimensionnelle

---

## A

**Auto-ID** · Automatic IDentification

---

## B

**BF** · Bases Fréquences

---

## C

**CAN** · convertisseur Analogique/Numérique

**CI** · Circuit Intégré

**CT** · Centre de Traitement

---

## E

**EES** · Erreurs d'Estimation des Symboles

**EIRP** · Equivalent Isotropic Radiated Power

**EM** · *Electromagnétique*

**EPC** · Electronic Product Code

**ERP** · Effective Radiated Power

**ETSI** · European Telecommunications Standards Institute

---

## F

**FCC** · Federal Communication Commission

---

## H

**HF** · Hautes Fréquences

---

## I

**ID** · Identification

**IEEE** · Institute of Electrical and Electronics Engineers

**ISM** · Industrial Scientific and Medical

**ISO** · International Organization for Standardization

---

## L

**LOS** · Line Of Sight

---

## M

**MAC** · Media Access Control

---

## N

**NLOS** · Non Line Of Sight

---

## O

**OG** · Optique Géométrique

**OLOS** · Obstructed Line Of Sight

---

## P

**PDP** · Power Delay Profile

---

## R

**RA** · Rapport Axial

**RFID** · Radio Frequency Identification

**ROS** · Rapport d'Onde Stationnaire

**RTF** · Reader Talk First

---

## S

**SHF** · Supra-Hautes Fréquences

---

## T

**TOS** · Taux d'Onde Stationnaire

**TTF** · *Tag Talk First*

**TUD** · Théorie Uniforme de la Diffraction

---

## U

**UHF** · Ultra-Hautes Fréquences

---

## W

**WPAN** · Wireless Personal Area Network

**WSN** · Wireless Sensor Network

# Introduction Générale

---

L'identification par radiofréquence (**Radio Frequency Identification** ou **RFID**) et le réseau de capteurs sans fil (**Wireless Sensor Network** ou **WSN**) émergent comme les technologies informatiques les plus répandues dans l'histoire en raison de leurs avantages et leur large applicabilité [1]. Les voies de développement et de la recherche de ces technologies ont suivi une évolution séparée. La RFID est principalement utilisée pour identifier les objets étiquetés et/ou pour suivre leurs emplacements [2]. Par contre, le WSN sert à surveiller les conditions physiques et/ou environnementales telles que : la température, l'humidité, la pression, la vibration, le gaz, etc. [3].

Il existe de nombreuses applications où l'identité ou l'emplacement d'un objet ne suffit pas et des informations supplémentaires telles que les conditions environnementales sont nécessaires et inversement. La solution optimale pour satisfaire les besoins de ces applications, est d'intégrer les deux technologies RFID et WSN. Cette intégration a permis de définir une nouvelle technologie nommée réseau de capteurs RFID (**RFID Sensor Network** ou **RSN**) [4].

Le réseau RSN constitue aujourd'hui un nouveau domaine de recherche pour les industriels et les universitaires. Il associe les propriétés de la technologie RFID à la technologie WSN et réciproquement. Les architectures du réseau RSN sont liées directement aux possibilités d'intégrer les dispositifs de la RFID (Étiquette RFID et lecteur RFID) avec ceux du WSN (nœud capteurs WSN et nœud puits WSN). Il existe quatre classes d'intégration [5] :

- Intégration des étiquettes RFID avec des capteurs,
- Intégration des étiquettes RFID avec des nœuds capteurs WSN,
- Intégration des lecteurs RFID avec des nœuds capteurs WSN,
- Intégration d'un lecteur RFID avec un nœud puits WSN.

Au niveau de chaque architecture, les dispositifs du réseau communiquent entre eux par des ondes RF à travers un canal de propagation au moyen des antennes. Une mauvaise transmission entre ces dispositifs provoque une perte économique importante ou une menace pour la sécurité. Les problèmes de transmission peuvent avoir plusieurs origines selon le type d'antenne utilisé et la nature du canal de propagation.

Les antennes sont des éléments fondamentaux et essentiels dans la communication entre les dispositifs du réseau RSN. Les antennes les plus utilisées dans les étiquettes et les nœuds capteurs, sont de type dipôle et/ou monopole [6-8]. Ces derniers produisent un rayonnement sous forme de beignet avec des zones de champ nul le long de leurs axes. Ce qui implique que la qualité de communication est très dépendante de l'orientation de ces antennes.

Dans ce contexte, notre travail consiste à concevoir de nouvelles antennes produisant un rayonnement aussi constant que possible dans toutes les directions de l'espace, afin d'assurer une communication fiable entre les nœuds du réseau RSN dans la bande de fréquences UHF selon les réglementations. En effet, dans cette bande et surtout pour les fréquences inférieures à 1GHz, la taille

de l'antenne pose un vrai problème pendant le déploiement du réseau, elle détermine les dimensions et l'emplacement des dispositifs qui doivent être le plus compacts et le plus discrets possible.

Une grande partie de cette thèse a été réservée à la conception des antennes qui doivent répondre aux critères précités. Nous avons développé et optimisé deux types d'antennes tridimensionnelles (3D) l'une cubique et l'autre sphérique. Leurs caractéristiques électriques et de rayonnement ont été mises en évidence grâce à deux simulateurs électromagnétiques 3D performants, Ansys HFSS et CST Microwave Studio, basés respectivement sur la méthode des éléments finis et la méthode d'intégration finie, afin de valider les résultats obtenus.

Concernant le canal de propagation, celui-ci correspond à l'environnement traversé par les ondes RF lors d'une transmission d'informations entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception des deux nœuds du réseau RSN. La plupart des applications RSN sont déployées à l'intérieur des bâtiments ce qui constitue un canal de propagation multi-trajets. Ces trajets multiples peuvent engendrer au niveau du nœud récepteur des interférences destructives qui produisent un évanouissement du signal reçu. Ainsi, les longs délais de propagation qui séparent les différents trajets et leur variation en fonction du temps, peuvent causer respectivement des interférences inter-symboles (IIS) et des erreurs d'estimation des symboles (EES) [9]. Tous ces problèmes contribuent à une mauvaise transmission RF entre les nœuds du réseau.

Pour ces raisons, nous avons modélisé l'environnement intérieur où le réseau RSN est déployé et prédit les caractéristiques de propagation telles que : la puissance reçue  $P_r$ , la bande de cohérence  $B_c$  et le temps de cohérence  $T_c$ . Ce qui permet à partir de ces caractéristiques, de bien choisir les paramètres appropriés ; puissance de transmission ( $P_t$ ) et durée d'un symbole ( $T_s$ ), afin de surmonter les problèmes de la mauvaise transmission RF et d'assurer une communication fiable entre les dispositifs du réseau RSN.

L'orientation des dispositifs implique automatiquement l'orientation des antennes l'un par rapport aux autres, ce qui peut modifier toutes les caractéristiques de propagation et contribuer de nouveau à une mauvaise transmission RF entre les nœuds du RSN. Pour compléter ce travail, nous avons étudié l'effet de l'orientation des antennes sur les caractéristiques de propagation.

Le contenu de ce manuscrit est organisé en quatre chapitres :

Le premier présentera d'une manière succincte l'état de l'art de la technologie de réseau de capteurs RFID (RSN), ainsi que des généralités sur les antennes et sur le canal de propagation radiofréquence. Pour terminer ce chapitre, nous décrirons les problèmes liés aux antennes et au canal de propagation du réseau RSN, ainsi que les solutions proposées.

Le second sera consacré à la conception et le développement d'une nouvelle antenne cubique 3D afin de surmonter les problèmes de la communication entre les nœuds du réseau RSN ainsi que les grandes dimensions des dispositifs. Dans la première section, nous proposerons une antenne cubique 3D électriquement petite, fonctionnant à la fréquence  $915\text{MHz}$  et produisant un rayonnement quasi-isotrope avec un angle d'ouverture inférieur à  $360^\circ$ . Cette antenne a la capacité de loger les composants électroniques à son intérieur, alors une étude de l'effet des circuits intégrés (CI) sur les

caractéristiques de cette antenne sera présentée dans la deuxième section. Par la suite, nous décrirons le procédé de miniaturisation de l'antenne, afin de mettre les circuits de capteurs à l'extérieur et de réduire le volume global des dispositifs.

L'objectif principal du troisième chapitre est d'avoir une antenne qui converge vers la propriété d'une antenne isotrope, à savoir, un angle d'ouverture de  $360^\circ$  quel que soit le plan de l'espace. L'idée d'avoir cet angle sera exposée dans la première partie. La deuxième partie sera destinée à la conception d'une antenne sphérique 3D électriquement petite, fonctionnant à la fréquence  $915\text{MHz}$  et produisant un rayonnement quasi-isotrope avec un angle d'ouverture de  $360^\circ$  dans tous les plans de l'espace. Afin de réduire le volume global des dispositifs, des miniaturisations de la taille électrique de l'antenne par différentes méthodes seront présentées dans la dernière partie.

Pour surmonter les problèmes de la communication entre les nœuds du réseau RSN au niveau du canal de propagation, nous effectuerons dans le dernier chapitre, une modélisation du canal de propagation. L'objectif est la prédiction des caractéristiques de propagation, ainsi qu'une étude de l'effet de l'orientation des antennes sur ces caractéristiques. Dans une première section, l'environnement intérieur où le réseau RSN est déployé à des fins de surveillance, sera modélisé. Cette modélisation nous permettra de prédire les caractéristiques de propagation et de bien choisir les paramètres appropriés, afin de surmonter les problèmes de la communication. La deuxième partie présentera l'effet de l'orientation de l'antenne cubique 3D sur les caractéristiques de propagation. Les résultats seront comparés aux ceux de l'effet de l'orientation de l'antenne dipôle qui est la plus utilisée dans les nœuds du réseau RSN. Cette étude nous permettra de déterminer les écarts maximaux entre les caractéristiques de propagation afin de limiter les problèmes de la communication entre les nœuds du réseau quelle que soit l'orientation des antennes.

Le manuscrit se terminera par une conclusion générale résumant les résultats essentiels des travaux de recherche et par les perspectives envisagées.

- 
- [1] Yan Zhang, Laurence T. Yang, Jiming Chen, "RFID AND SENSOR NETWORKS Architectures, Protocols, Security and Integrations." CRC Press, 4 nov. 2009.
  - [2] Nemai Chandra Karmakar, "Advanced RFID Systems, Security, and Applications." 01-Jan-2012.
  - [3] Shuang-Hua Yang, "Wireless Sensor Networks: Principles, Design and Applications." 23-Oct-2013.
  - [4] S. Mejjouli and R. F. Babiceanu, "RFID-wireless sensor networks integration: Decision models and optimization of logistics systems operations," *J. Manuf. Syst.*, vol. 35, pp. 234–245, Apr. 2015.
  - [5] A. W. Nagpurkar and S. K. Jaiswal, "An overview of WSN and RFID network integration," in *Electronics and Communication Systems (ICECS), 2015 2nd International Conference on*, pp. 497–502, 2015. [6] R. C. Hadarig, M. E. de Cos, and F. Las-Heras, "UHF Dipole-AMC Combination for RFID Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1041–1044, 2013.
  - [6] R. C. Hadarig, M. E. de Cos, and F. Las-Heras, "UHF Dipole-AMC Combination for RFID Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1041–1044, 2013.
  - [7] Ting Zhang, Rong Lin Li, Gui Ping Jin, Gang Wei, and M. M. Tentzeris, "A Novel Multiband Planar Antenna for GSM/UMTS/LTE/Zigbee/RFID Mobile Devices," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 11, pp. 4209–4214, Nov. 2011.
  - [8] A. E. Abdulhadi and R. Abhari, "Design and experimental evaluation of miniaturized monopole UHF RFID tag antennas," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 248–251, 2012.
  - [9] Dominic Grenier, "Antennes et Propagation radio," Université Laval Québec Canada.

## Technologie RSN, Antennes et Canal de propagation

### Sommaire :

---

<b>I-1 INTRODUCTION .....</b>	<b>5</b>
<b>I-2 TECHNOLOGIE DE RESEAU DE CAPTEURS RFID (RSN).....</b>	<b>5</b>
<i>I-2-1 Technologie RFID .....</i>	<i>5</i>
I-2-1-1 Système RFID à couplage électrique .....	5
I-2-1-2 Standards et réglementations de la RFID UHF .....	8
<i>I-2-2 Technologie WSN.....</i>	<i>9</i>
I-2-2-1 Système WSN .....	9
I-2-2-2 Standards et réglementations du WSN UHF .....	12
<i>I-2-3 Intégration de la RFID et le WSN .....</i>	<i>13</i>
I-2-3-1 Classes d'intégration et exemple d'applications .....	13
I-2-3-2 Normes, standards et réglementations du RSN .....	19
<b>I-3 GENERALITES SUR LES ANTENNES .....</b>	<b>20</b>
<i>I-3-1 Définition .....</i>	<i>20</i>
<i>I-3-2 Rayonnement électromagnétique .....</i>	<i>20</i>
<i>I-3-3 Antenne élémentaire linéaire .....</i>	<i>22</i>
<i>I-3-4 Caractéristiques électriques et de rayonnement .....</i>	<i>23</i>
I-3-4-1 Caractéristiques électriques (paramètres circuits).....	23
I-3-4-2 Caractéristiques de rayonnement (paramètre de rayonnement) .....	27
<b>I-4 CANAL DE PROPAGATION RADIOFREQUENCE .....</b>	<b>29</b>
<i>I-4-1 Propagation en espace libre .....</i>	<i>29</i>
<i>I-4-2 Propagation multi-trajets .....</i>	<i>30</i>
I-4-2-1 Scenarios de propagation.....	30
I-4-2-2 Représentation mathématique .....	31
I-4-2-3 Caractéristiques de propagation .....	31
I-4-2-4 Classification des canaux .....	33
<b>I-5 SOLUTIONS OPTIMALES AUX PROBLEMES LIES AUX ANTENNES ET AU CANAL DE PROPAGATION DU RESEAU RSN....</b>	<b>35</b>
<i>I-5-1 Solution optimale aux problèmes liés aux antennes.....</i>	<i>35</i>
<i>I-5-2 Solution optimale aux problèmes liés au canal de propagation .....</i>	<i>37</i>
<b>I-6 CONCLUSION .....</b>	<b>39</b>
<b>REFERENCES.....</b>	<b>40</b>

---

## I-1 Introduction

Actuellement, la technologie d'identification par radiofréquence (RFID) et le réseau de capteurs sans fil (WSN) sont de plus en plus présents dans notre vie quotidienne. Les systèmes RFID sont principalement utilisés pour identifier les objets et/ou suivre leurs déplacements, tandis que les systèmes WSN sont généralement utilisés pour leur surveillance dans des zones d'intérêt par la détection des conditions environnementales. Cependant, comme la différence entre les deux technologies RFID et WSN est significative ; la solution optimale pour bénéficier simultanément de leurs avantages est de les intégrer en une seule technologie appelée réseau de capteurs RFID (RSN).

Dans le réseau RSN, les antennes jouent un rôle très important dans la communication sans fil entre les dispositifs de ce réseau via les transmissions des ondes radiofréquences (RF) entre les nœuds du réseau à travers un canal de propagation.

Dans la section I-2 de ce chapitre, l'état de l'art de la technologie RSN est présenté et suivi par une généralité sur les antennes et sur le canal de propagation radiofréquence dans les sections I-3 et I-4. La dernière section est consacrée aux problèmes liés aux antennes et au canal de propagation du réseau RSN et les solutions proposées.

## I-2 Technologie de réseau de capteurs RFID (RSN)

Comme nous l'avons vu, la technologie RSN est le résultat de l'intégration de la RFID et du réseau WSN. Nous allons donc commencer par une présentation des technologies RFID et WSN.

### I-2-1 Technologie RFID

La RFID est une technologie d'identification automatique (**Automatic IDentification** ou **Auto-ID**) relativement nouvelle qui permet le stockage et la récupération des données par transmission RF. Cette technologie trouve son utilité dans les contrôles d'accès, les systèmes de télépéage, la sécurité des véhicules, et d'autres applications.

Au niveau d'échange de données, un système RFID peut se diviser en deux types, tels que :

- Un système RFID à couplage magnétique qui fonctionne dans les basses fréquences (BF) et hautes fréquences (HF), pour les applications à courte distance (quelques centimètres).
- Un système RFID à couplage électrique qui fonctionne dans les ultra-hautes fréquences (UHF) et supra-hautes fréquences (SHF), pour les applications à grande distance (jusqu'à une centaine de mètres).

Nous présentons dans ce travail le système RFID à couplage électrique qui est le seul adapté pour une intégration avec le réseau WSN.

#### I-2-1-1 Système RFID à couplage électrique

Un système RFID à couplage électrique peut être divisé en trois parties principales : matérielle, informatique et communication, comme le représente la figure I-1.

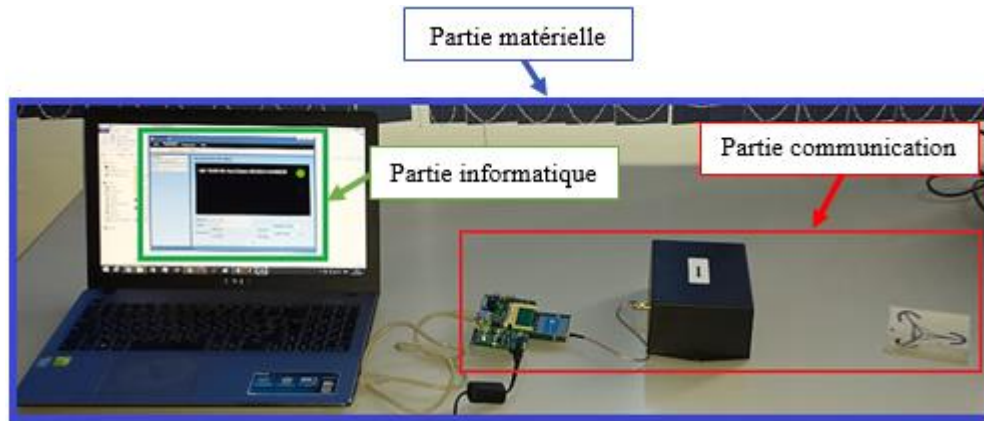


Figure I-1 : Vue d'ensemble d'un système RFID (SkyeTek).

### a) Partie matérielle

La partie matérielle contient : (i) un petit élément attaché à des objets ou des personnes à identifier, appelé une étiquette, un transpondeur (**transmetteur-répondeur**) ou Tag en anglais. (ii) un élément actif fixe ou mobile appelé interrogateur, lecteur, station de base, ou Reader en anglais. (iii) une machine hôte qui est généralement un ordinateur.

#### a-1) Etiquette RFID

Une simple étiquette RFID est similaire au code à barre optique, alors elle est attachée aux articles et contient un numéro d'identification (ID) unique. Une étiquette RFID (Figure I-2) se compose principalement de deux composants [I.1] :

- Un circuit intégré (CI) : généralement nommé une puce, il est le cœur de l'étiquette qui exécute toutes les tâches logiques liées à la transmission de l'ID et à l'exécution des commandes.
- Une antenne : c'est la plus grande partie de l'étiquette qui est directement liée au CI et qui a pour rôle l'émission et la réception des données au moyen d'ondes RF.

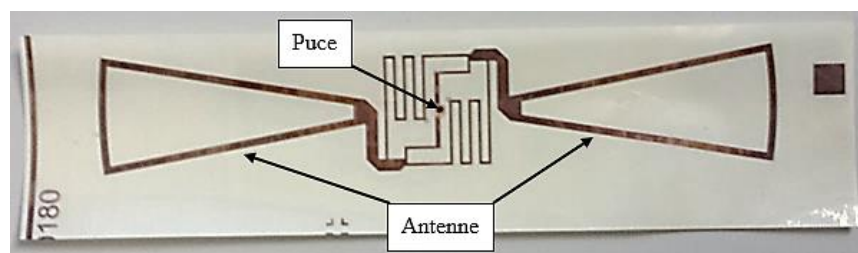


Figure I-2 : Etiquette RFID avec CI.

A cause des besoins des applications, les étiquettes RFID ont considérablement évolué. On les trouve en trois types (Figure I-3) :

- Une étiquette RFID passive ne possède ni source d'alimentation interne ni transmetteur. L'activation de l'étiquette se fait par les ondes RF du lecteur RFID (Télé-alimentation), afin de fournir le courant induit aux bornes de l'antenne aux deux parties de la puce (circuit et communication).

- Une étiquette RFID active est dotée d'une source d'alimentation interne (pile ou batterie) permettant à l'étiquette de générer ses propres signaux RF à l'aide d'un véritable émetteur-récepteur RF, de fonctionner à plus grandes distances que l'étiquette passive et de fournir la capacité d'être intégrée avec autre technologie.
- Une étiquette RFID semi-passive ou semi-active est l'hybride des deux premiers types d'étiquettes, elle possède deux sources d'alimentation interne et externe. L'énergie interne fournie par la batterie est utilisée juste pour alimenter la partie circuit. L'étiquette utilise l'énergie externe pour diffuser les signaux RF au lecteur par le principe de retro-réflexion.

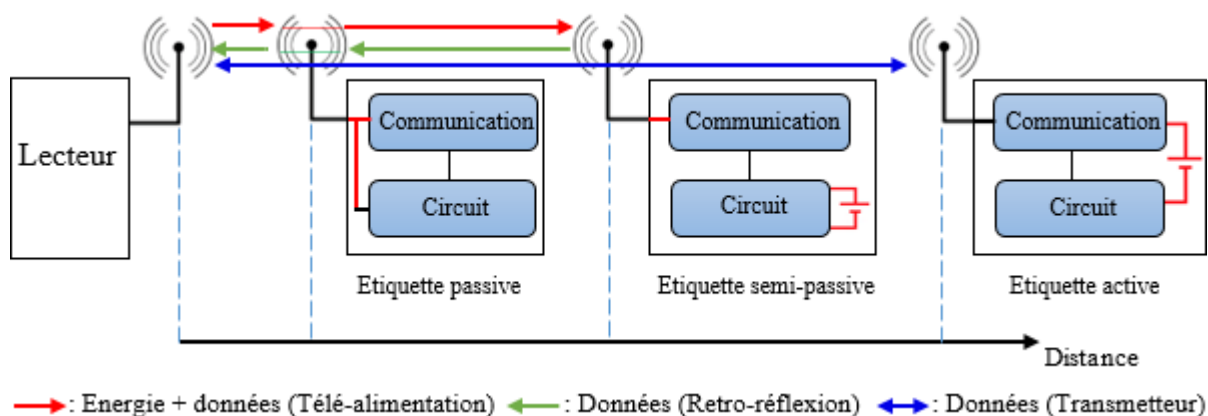


Figure I-3 : Principe de fonctionnement de chaque type d'étiquettes RFID avec CI.

### a-2) Lecteur RFID

Le lecteur RFID a pour mission d'identifier les étiquettes et de collecter leurs données. Le terme lecteur ne signifie pas qu'il peut seulement effectuer la lecture, mais il est capable de transmettre des ordres d'écriture et d'établir une vraie communication avec les étiquettes. Le lecteur RFID (Figure I-4) se compose de trois éléments principaux [I.2] :

- Un circuit de contrôle qui effectue le traitement du signal et exécute les protocoles de communication pour communiquer avec les étiquettes et la machine hôte.
- Un élément radiofréquence qui est le responsable de la transmission et de la réception des informations, alors il est relié à l'antenne et à l'élément de contrôle.
- Une antenne qui est utilisée pour la communication avec les étiquettes par des ondes RF.



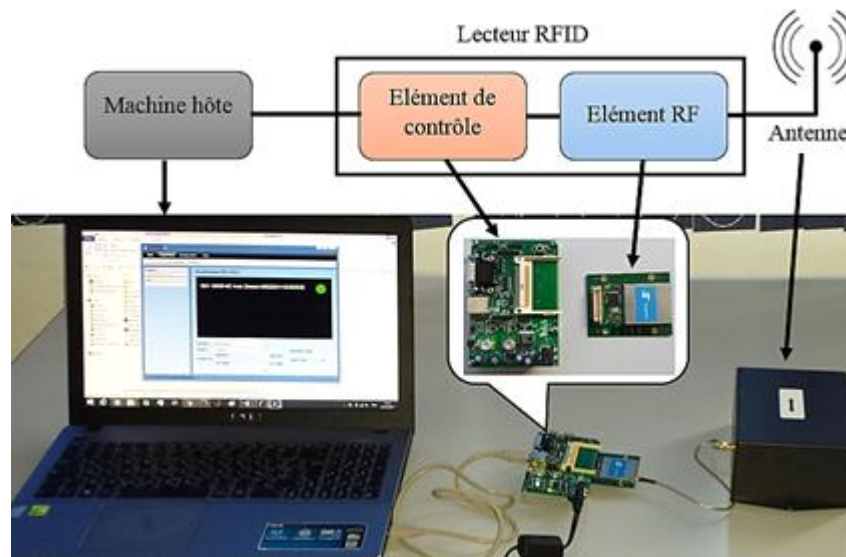


Figure I-4 : Eléments de lecteur RFID avec une machine hôte.

### a-3) Machine hôte

La machine hôte s'occupe du traitement et du stockage de l'information. Elle est généralement un ordinateur qui est relié à un ou plusieurs lecteurs.

### b) Partie informatique

Il s'agit des logiciels et des applications RFID installés sur la machine hôte qui rassemble et traite les données collectées par les lecteurs RFID [I.3].

### c) Partie communication

La communication s'effectue entre les antennes qui sont les éléments responsables de l'échange de données associé à un transfert d'énergie<sup>1</sup> entre le lecteur et l'étiquette par des ondes RF. La communication s'établit dès que le premier interlocuteur réagit. On distingue deux protocoles de communication [I.4] :

- **TTF (Tag Talk First)** : il signifie que l'étiquette qui communique en premier. Les étiquettes transmettent directement les données au lecteur.
- **RTF (Reader Talk First)** : il signifie que le lecteur qui communique en premier. Les étiquettes attendent une requête depuis le lecteur afin de transmettre les données.

## I-2-1-2 Standards et réglementations de la RFID UHF

Comme toutes autres technologies, il est nécessaire de mettre en place des standards et des réglementations pour offrir à la RFID l'interopérabilité entre les différents fabricants.

### a) Normes et standards

L'ISO et EPCglobal sont deux organisations qui travaillent ensemble pour approuver des normes et des protocoles, afin de fournir des spécifications universelles pour la RFID. Généralement, les normes ISO 18000-x (x=1, 2, ... 6 et 7) sont destinées pour la technologie RFID pour la gestion de

<sup>1</sup> Le transfert d'énergie se fait seulement dans le cas d'une étiquette passive et semi-passive

produits - Interface Air [I.5]. Le groupement EPCglobal a développé un standard pour encourager le large déploiement de la RFID. Ce standard, dénommé EPC Generation-2 Class-1 [I.6] qui définit l'interface entre le lecteur et les étiquettes.

### b) Réglementations

Les réglementations doivent garantir l'interopérabilité des systèmes RFID et bien sûr, protéger l'utilisateur des dangers que cette technologie peut éventuellement provoquer au niveau de la santé et du respect des libertés. Les deux principales réglementations sont : FCC (Federal Communication Commission) et ETSI (European Telecommunications Standards Institute) [I.7]. La fréquence et la technique pour communiquer avec l'étiquette sont différentes alors que le protocole reste le même. Le tableau I-1 résume ces deux réglementations.

Nom de standard	Bande de fréquences	Puissance rayonnée maximale
FCC	[902 – 928 MHz]	4W EIRP
ETSI	[865 – 868 MHz]	2W ERP

Tableau I-1 : Principales réglementations de la RFID-UHF.

La technologie RFID UHF utilise deux bandes de fréquences principales : [902 – 928MHz] et [865 – 868MHz] qui sont connues sous le nom les bandes ISM, ou les bandes industrielles scientifiques et médicales. Ces bandes de fréquences varient en fonction des réglementations de chaque pays [I.8]. En ce qui concerne la puissance rayonnée maximale, les systèmes qui fonctionnent en vertu de la réglementation FCC sont limités à 4W EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power), et ceux en vertu de la réglementation ETSI sont limités à 2W ERP (Effective Radiated Power). La différence entre les deux unités dépend de la méthode de calcul utilisée. Le rapport entre les deux unités est le suivant :  $1W ERP = 1.64W EIRP$  (1.64 est le gain d'une antenne dipôle).

## I-2-2 Technologie WSN

La technologie WSN est un concept de réseau de petits dispositifs autonomes qui peuvent coopérer pour recueillir et fournir des informations en détectant des conditions environnementales, telles que la température, la lumière, l'humidité, pression, etc. Ce réseau permet de surveiller automatiquement les incendies de forêt, les avalanches, les pannes d'équipements publics à l'échelle du pays et beaucoup plus sur des vastes zones.

### I-2-2-1 Système WSN

Un système WSN est composé premièrement d'une partie matérielle qui contient un grand nombre de nœuds capteurs, un nœud puits (station de base) considérés comme des passerelles et un centre de traitement de données (Figure I-5). Ensuite, d'une partie communication sans fil et enfin d'une partie informatique.

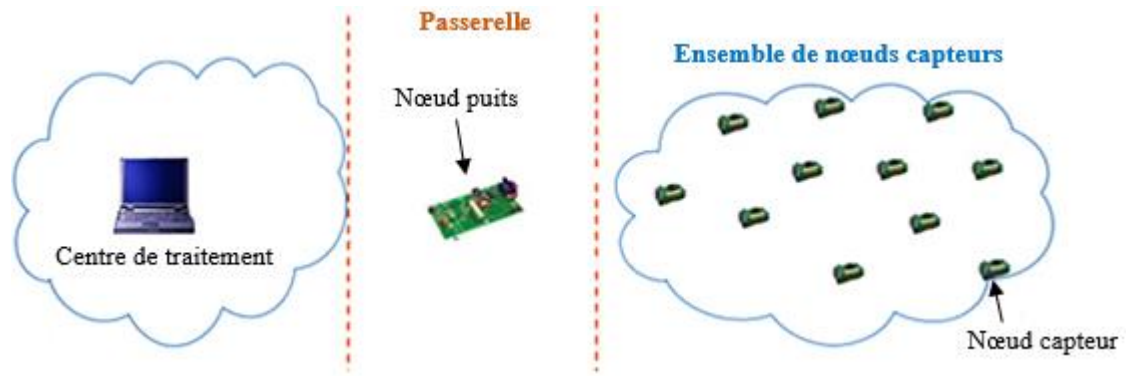


Figure I-5 : Architecture d'un système WSN.

### a) Partie matérielle

La partie matérielle est une partie qui contient : (i) un ensemble de dispositifs, appelés nœuds capteurs ou Sensor Nodes en anglais. (ii) un dispositif considéré comme une passerelle appelé nœud puits (station de base) ou Sink Node en anglais. (iii) une machine hôte appelée centre de traitement.

#### a-1) Nœud capteur WSN :

Le nœud capteur WSN est un dispositif autonome, spatialement distribué qui peut être déployé sur le sol, dans l'air, à l'intérieur des bâtiments ou même sur les corps humains, etc. Ce nœud utilise des capteurs pour surveiller des conditions physiques ou environnementales. Il est composé en cinq unités [I.9], comme l'illustre la figure I-6 :

- L'unité de captage est composée d'un ou plusieurs capteurs en fonction de l'application reliés à un convertisseur Analogique/Numérique (CAN) qui convertit le signal analogique en données numériques et les transmet à l'unité de traitement.
- L'unité de traitement est composée d'un microcontrôleur qui récupère le signal capté, traite les données collectées et contrôle la fonctionnalité d'autres composants matériels.
- L'unité de stockage est composée d'une mémoire de programme pour le système d'exploitation et d'une mémoire de données pour le stockage des données fournies par l'unité de captage.
- L'unité de communication contrôle toutes les émissions et réceptions des données via l'antenne.
- L'unité d'énergie composée d'une batterie, constitue la principale source d'alimentation qui alimente les autres unités.

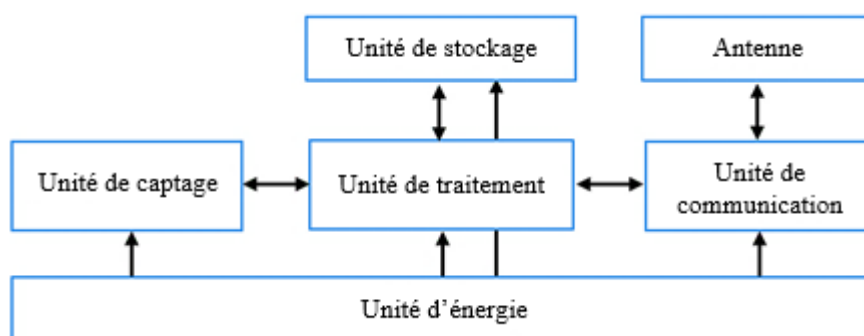


Figure I-6 : Architecture matérielle d'un nœud capteur WSN.

### a-2) Nœud puits

Le nœud puits est un dispositif, considéré comme une passerelle, qui fait la liaison entre les nœuds capteurs WSN et le centre de traitement. Ce nœud est composé aussi de cinq unités (figure I-7) [I.10], à savoir, une unité de traitement, une unité de stockage, une unité d'énergie et deux unités de communication :

- L'unité de communication I fournit la communication avec des nœuds capteurs WSN.
- L'unité de communication II fournit une retransmission des données provenant de nœuds capteurs WSN au centre de traitement via un autre réseau (Wifi, WiMax, UMTS, LTE, etc.).

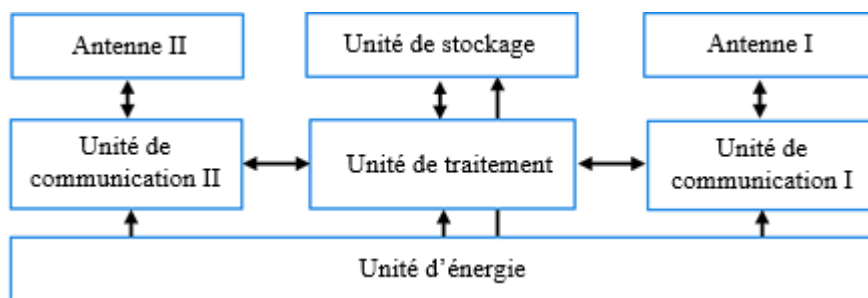


Figure I-7 : Architecture matérielle d'un nœud puits WSN.

### a-3) Centre de traitement :

Le centre de traitement (CT) peut être un simple ordinateur central qui analyse les données reçues et éventuellement prend des décisions. Ce centre effectue certaines opérations sur les données, comme le filtrage et l'agrégation, pour extraire l'information utile.

Remarque : On peut trouver d'autres nœuds dans le réseau WSN [I.10 - I.11] qui sont :

- Les nœuds relais : leur rôle est de retransmettre les données entre deux nœuds capteurs ou entre un nœud capteur et le nœud puits lorsque la transmission est impossible.
- Les nœuds actionneurs ou robots dotés d'une unité lui permettant d'exécuter certaines tâches spécifiques comme des tâches mécaniques.

### b) Partie informatique

Ce sont des logiciels et des applications WSN installés sur la machine hôte qui collecte et traite les données. Les systèmes d'exploitation les plus utilisés pour les nœuds WSN sont : TinyOS [I.12] et ContikiOS [I.13].

### c) Partie communication

Il s'agit de la communication entre les nœuds capteurs WSN et le centre de traitement. Il existe deux modèles de communication [I.14] :

- Un vers tous (Figure I-8 (a)) est utilisé lorsque le centre de traitement veut envoyer des mises à jour de système d'exploitation ou des messages de contrôle vers tous les nœuds du réseau WSN.
- Tous vers un (Figure I-8 (b)) est utilisé lorsqu'un ou plusieurs nœuds capteurs WSN veulent transmettre les données détectées au centre de traitement à travers le nœud puits.

L'énergie des nœuds capteurs WSN ne peut pas supporter la communication à longue portée, alors ils agissent ensemble pour acheminer les données à base d'un routage multi-sauts.

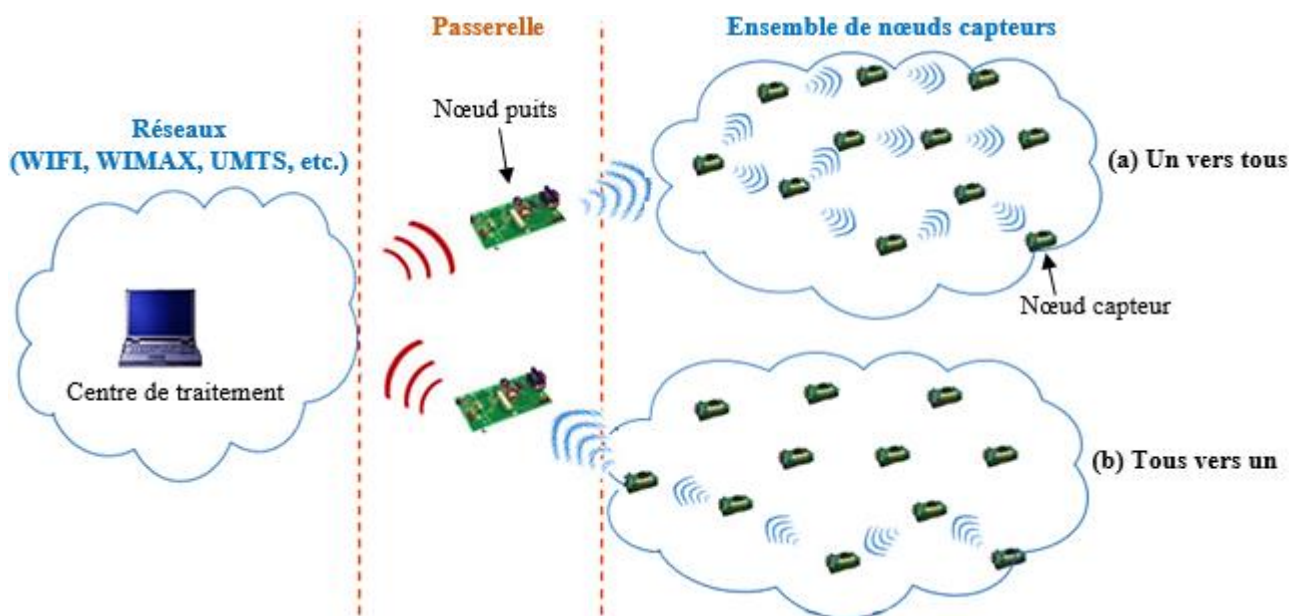


Figure I-8 : Communication dans le réseau WSN.

Le réseau WSN fonctionne selon plusieurs types de topologies de réseau, comme le représente la figure I-9. Les topologies les plus courantes utilisées dans les réseaux WSN sont des réseaux en étoile, en arbres, plates, ou hybrides. Chacune de ces topologies présente différentes caractéristiques [I.15].

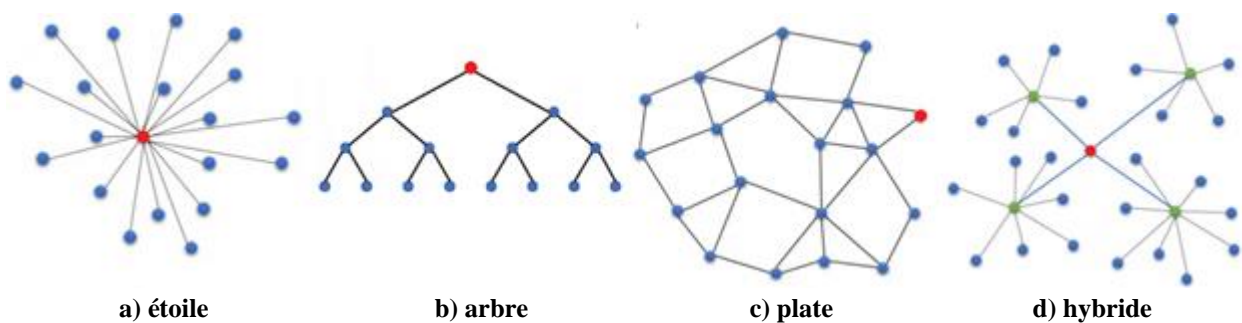


Figure I-9 : Topologies du réseau WSN.

### I-2-2-2 Standards et réglementations du WSN UHF

Le principal organisme de standardisation est l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) qui est divisé en plusieurs groupes. Parmi les standards les plus aptes à être exploités dans les réseaux WSN est le standard IEEE 802.15.4 qui spécifie la couche physique et la couche de contrôle d'accès au support [I.16 - I.17]. La couche physique *Phy*(868/915MHz) offre 11 canaux de transmission différents, numérotés de 0 à 10, dont un canal sur la bande [868 – 868.6MHz] centrée à 868.3MHz, dix canaux sur la bande [902 – 928MHz] centrée à 915MHz séparés de 2MHz, comme le représente la figure I-10. L'usage de ces canaux varie selon les réglementations de chaque pays.



Figure I-10 : Canaux de transmission de l'IEEE 802.15.4.

La spécification de la puissance RF indique uniquement la puissance de transmission minimale ( $0dBm$ ). La puissance maximale est laissée à l'appréciation, d'une part de l'autorité de réglementation de chaque zone et d'autre part, au constructeur pour des raisons évidentes d'autonomie énergétique du système. Lors de l'utilisation de la puissance minimale, L'IEEE 802.15.4 prévoit une portée classique de l'ordre de  $30m$  dans l'environnement intérieur et de l'ordre de  $100m$  dans l'environnement extérieur (Figure I-11). Un dispositif du réseau WSN au niveau du récepteur doit être capable d'atteindre une sensibilité de l'ordre de  $-101dBm$  (annoncée par le constructeur) [I.18].

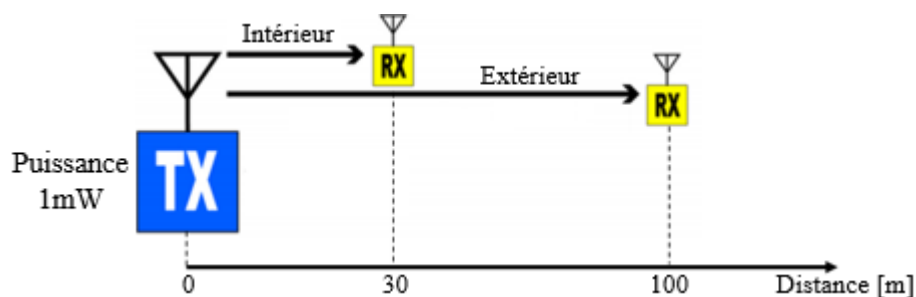


Figure I-11 : Portée de transmission d'un transmetteur IEEE 802.15.4 (1mW).

### I-2-3 Intégration de la RFID et le WSN

Etant donné que la différence entre la RFID et le WSN est significative, l'intégration de ces deux technologies permet de d'élargir les capacités opérationnelles et fonctionnelles de leurs systèmes afin de satisfaire les besoins de certaines applications.

#### I-2-3-1 Classes d'intégration et exemples d'applications

D'après les travaux [I.19 - I.23], il existe quatre types de classe d'intégrations des dispositifs de la RFID avec ceux du réseau WSN :

- Classe 1 : Intégration des étiquettes RFID avec les capteurs.
- Classe 2 : Intégration des étiquettes RFID avec les nœuds capteurs WSN.
- Classe 3 : Intégration des lecteurs RFID avec les nœuds capteurs WSN.
- Classe 4 : Intégration du lecteur RFID avec le nœud puits.

##### a) Classe 1

C'est la plus simple intégration. Elle permet d'intégrer les capacités de détection (Capteurs) à l'intérieur des étiquettes RFID. Le réseau RSN ainsi obtenu est composé de trois types de dispositifs : un centre de traitement, des lecteurs RFID et des étiquettes avec capteurs intégrés appelées des étiquettes-capteurs (Figure I-12).

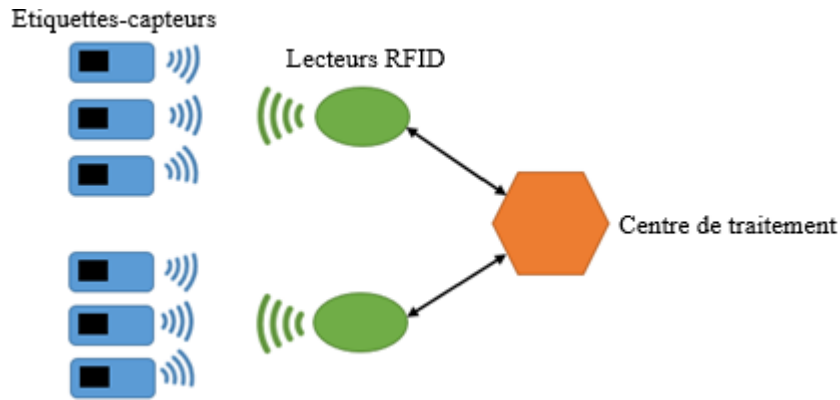


Figure I-12 : Architecture du réseau RSN (Classe 1).

Les étiquettes-capteurs sont capables de communiquer uniquement avec les lecteurs RFID par une communication à saut unique. Les lecteurs lisent les ID d'étiquettes et collectent les données détectées par les capteurs, puis ils transmettent ces données au centre de traitement. Il existe plusieurs types d'étiquettes avec capteurs intégrés, tels que : les étiquettes-capteurs actives, les étiquettes-capteurs passives, les étiquettes-capteurs semi-passives (semi-actives).

En ce qui concerne les applications du RSN classe 1, un concept de ce réseau est utilisé dans le domaine d'agriculture [I.24]. La figure I-13 montre le schéma du système du réseau RSN sous-sol qui comprend un certain nombre d'étiquettes RFID avec capteurs de température et d'humidité intégrés (étiquettes-capteurs) et un lecteur RFID. Les étiquettes-capteurs sont déployées sous le sol et le lecteur RFID est monté sur un véhicule agricole. Ce réseau RSN vise à aider les agriculteurs à surveiller de manière sans fil les paramètres du sous-sol, tels que : la température et l'humidité. La principale caractéristique de ce système est que les étiquettes-capteurs ne contiennent pas de batterie (Étiquettes-capteurs passives), alors on n'a pas besoin de les récupérer pour les recharger.

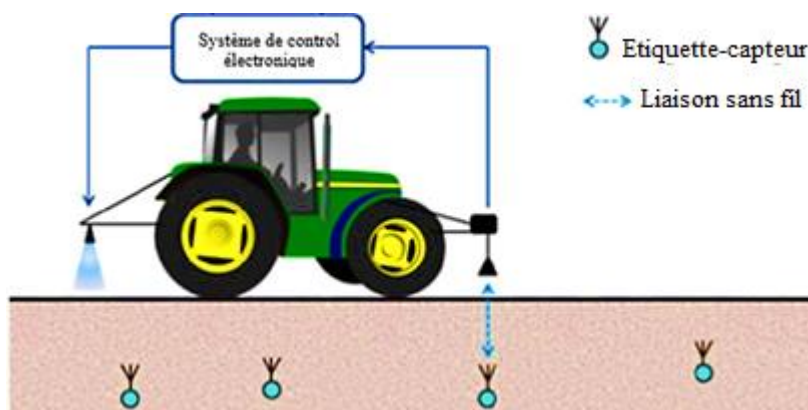


Figure I-13 : Réseau RSN classe 1 appliqué dans l'agriculture.

### b) Classe 2

Dans cette classe d'intégration, le réseau RSN est composé de trois types de dispositifs : un centre de traitement, un lecteur RFID ou un nœud puits WSN et des étiquettes RFID avec nœuds capteurs WSN intégrés appelées des étiquettes-capteurs intelligentes (Figure I-14). Chaque nœud de ce réseau peut passer les données de l'un nœud à l'autre jusqu'au dernier (communication à sauts multiples) qui transmet les données au nœud puits WSN (Figure I-14 (a)) ou au lecteur RFID (Figure I-14 (b)) selon

le protocole de communication utilisé. Ce dernier transmet ensuite ces données au centre de traitement via un réseau filaire ou sans fil.

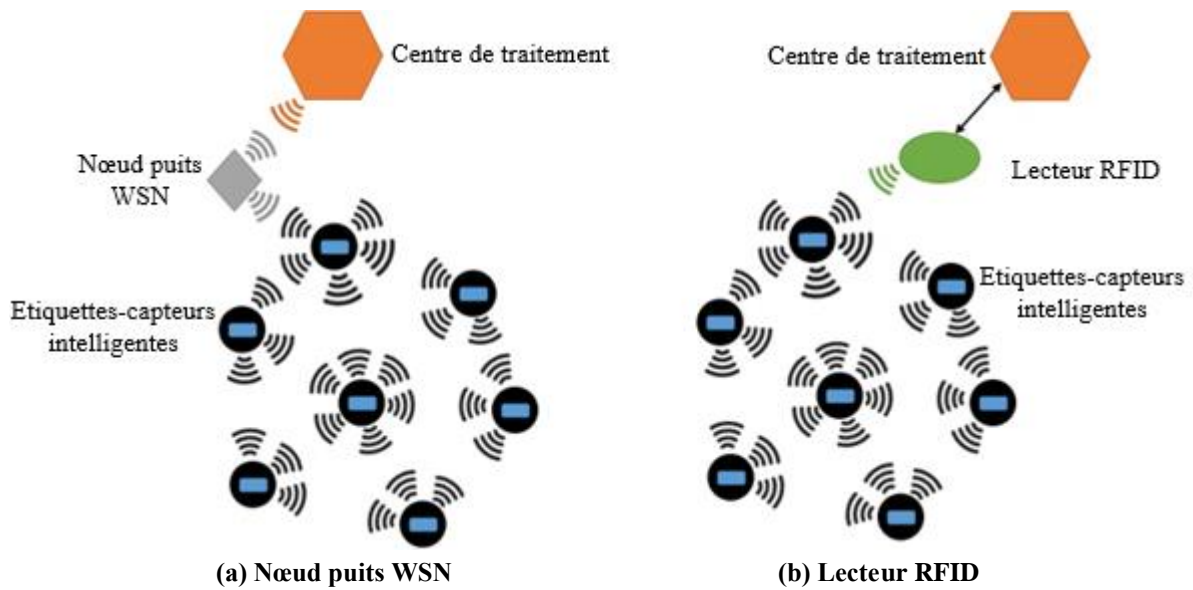


Figure I-14 : Architecture du réseau RSN (Classe 2).

Les étiquettes-capteurs intelligents dans la figure I-14 (a) s'appuient sur le protocole de communication du réseau WSN et utilisent le numéro ID de la RFID. La structure matérielle de ces nœuds est indiquée dans la figure I-15 (a). D'après la figure I-14 (b), les nœuds comptent d'une part, sur le protocole de communication du réseau WSN pour le routage des données jusqu'au dernier nœud et d'autre part, sur le protocole de communication RFID pour la lecture finale des données. La structure du dernier nœud est indiquée dans la figure I-15 (b).

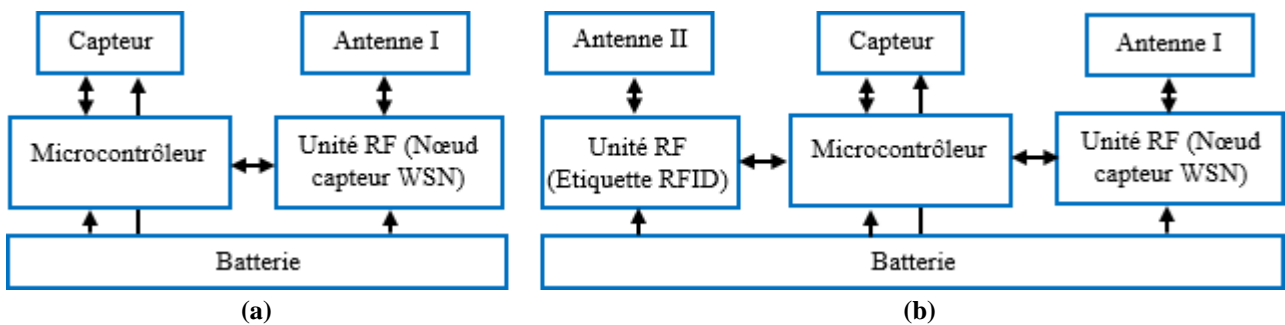


Figure I-15 : Schémas matériels d'un nœud étiquettes-capteurs intelligents.

Le réseau RSN classe 2 est spécialement adapté aux applications industrielles. La figure I-16 montre une opération de chariot élévateur dans une usine de production des pièces tournantes de dynamos [I.25].



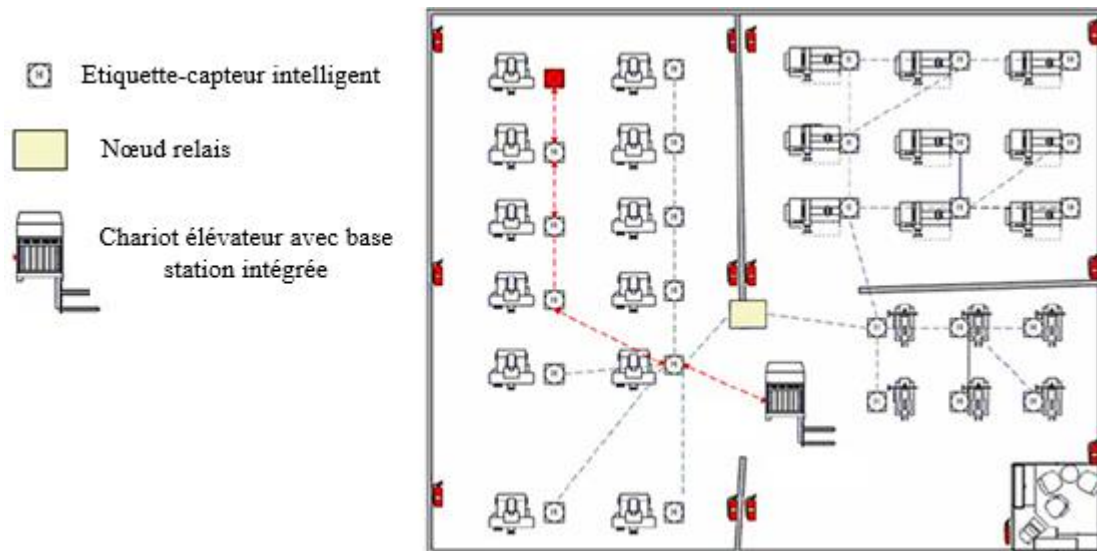


Figure I-16 : Réseau RSN classe 2 appliqué dans une usine.

Une fois la pièce est terminée, il faut la retirer rapidement par un chariot élévateur. Pour résoudre ce problème, chaque machine de production de pièces est attachée à un nœud étiquette-capteur intelligent, le chariot élévateur est équipé d'un nœud puits pour recevoir les informations des nœuds. Lorsqu'une pièce est terminée, le nœud transmet son emplacement à travers les autres nœuds jusqu'à ce que l'information de localisation arrive au chariot élévateur. Ensuite, ce dernier intervient pour déplacer cette pièce d'une manière automatique ou manuelle.

### c) Classe 3

Cette classe d'intégration dispose de quatre éléments : un centre de traitement, un nœud puits WSN, des étiquettes RFID et des lecteurs RFID avec nœuds capteurs WSN intégrés appelés des nœuds intelligents (Figure I-17).

Les nœuds intelligents sont capables d'identifier les étiquettes RFID, de détecter des conditions environnementales, de communiquer entre eux créant un réseau de communication multi-sauts et transmettre efficacement toutes les informations au nœud puits WSN. Par la suite, ces informations sont traitées dans le centre de traitement. La structure d'un nœud intelligent est représentée dans la figure I-18.

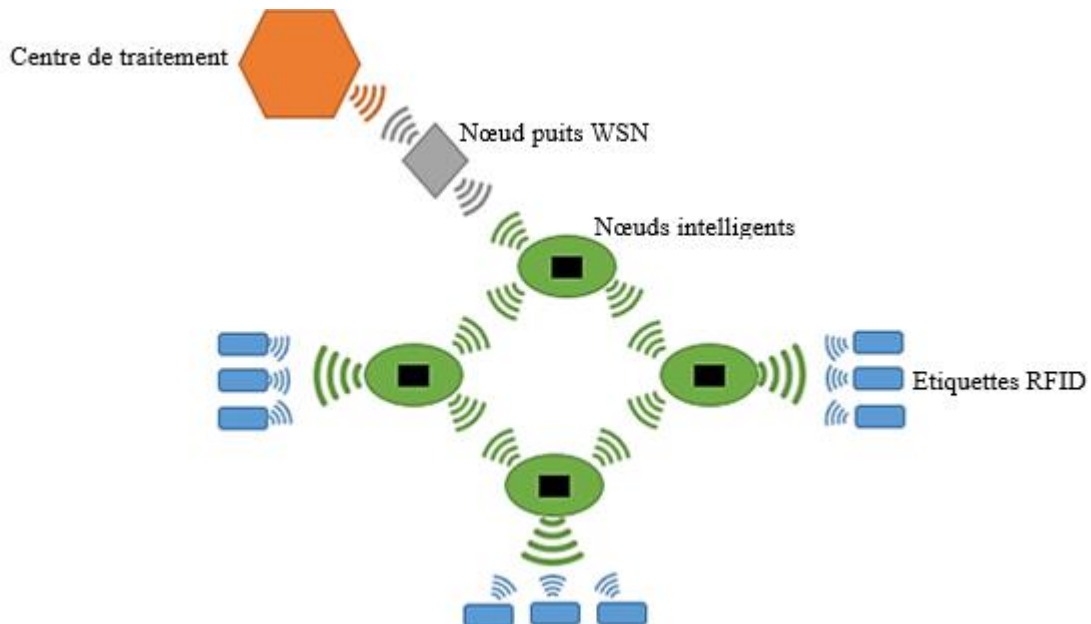


Figure I-17 : Architecture du réseau RSN (Classe 3).

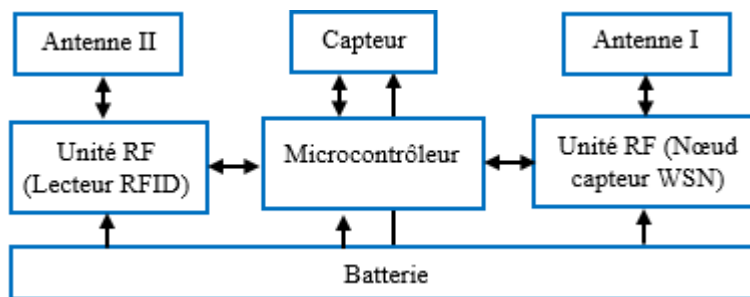


Figure I-18 : Schéma matériel d'un nœud intelligent.

Nous pouvons trouver des nœuds intelligents sans unité de détection (Capteur). Ils sont utilisés seulement pour le transport de données des étiquettes RFID à travers une communication multi-sauts, ce qui permet aux utilisateurs de lire les informations des étiquettes à partir d'une très grande distance.

Le réseau RSN classe 3 peut être utilisé dans les applications industrielles, à titre d'exemple la maintenance et la sécurité des stocks. La figure I-19 montre le déploiement des nœuds intelligents dotés de capteurs de température dans un entrepôt du stockage des produits [I.25].

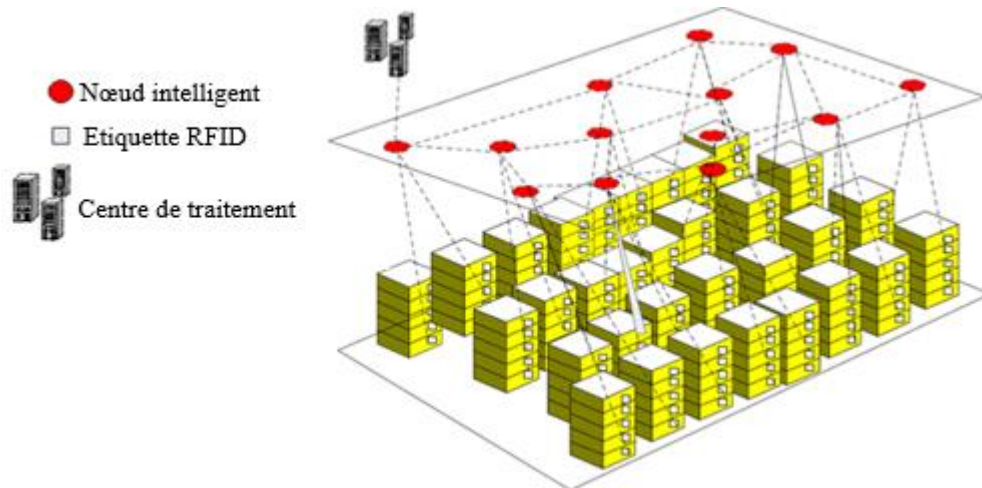


Figure I-19 : Réseau RSN classe 3 appliqué dans la sécurité du stock.

Le déploiement doit être choisi d'une façon à utiliser moins de nœuds intelligents à condition que toutes les étiquettes RFID attachées aux produits soient dans la zone de lecture de ces nœuds. Une alarme pourrait être déclenchée lorsqu'un produit quitte sa place sans autorisation. Le capteur de température est utilisé pour détecter la température la plus élevée que d'habitude et donc aide à maîtriser l'incendie immédiatement avant qu'il soit dans un état hors de contrôle.

#### d) Classe 4

Dans cette classe d'intégration (Figure I-20), l'architecture de ce réseau se compose de quatre types de dispositifs sans fil : un lecteur RFID avec nœud puits WSN intégré (appelé station intelligente), des étiquettes RFID et des nœuds capteurs WSN.

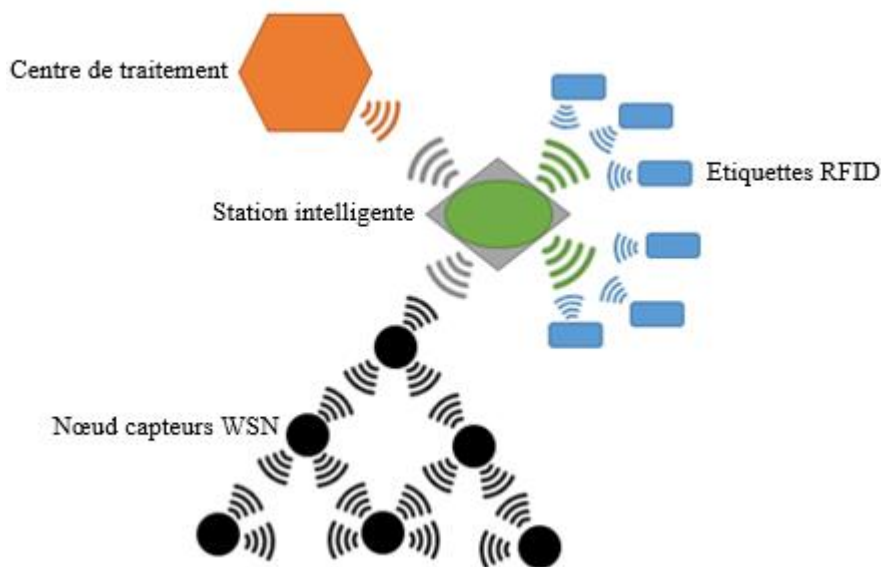


Figure I-20 : Architecture du réseau RSN (Classe 4).

Les stations intelligentes sont capables de recueillir les informations à partir des étiquettes RFID et des nœuds capteurs WSN puis les transmettre au centre de traitement. La structure de la station intelligente est représentée dans la figure I-21.

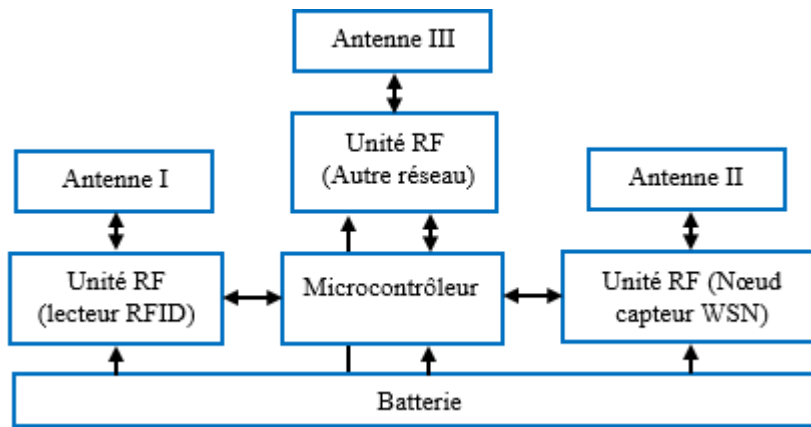


Figure I-21 : Schéma matériel d'une station intelligente.

Une application du réseau RSN classe 4 (Figure I-22) peut être utilisée par exemple dans le cadre des services de guidage des groupes de touristes [I.26]. Chaque groupe de touristes est constitué d'un chef et de plusieurs membres. Chaque membre peut suivre le chemin de son chef.

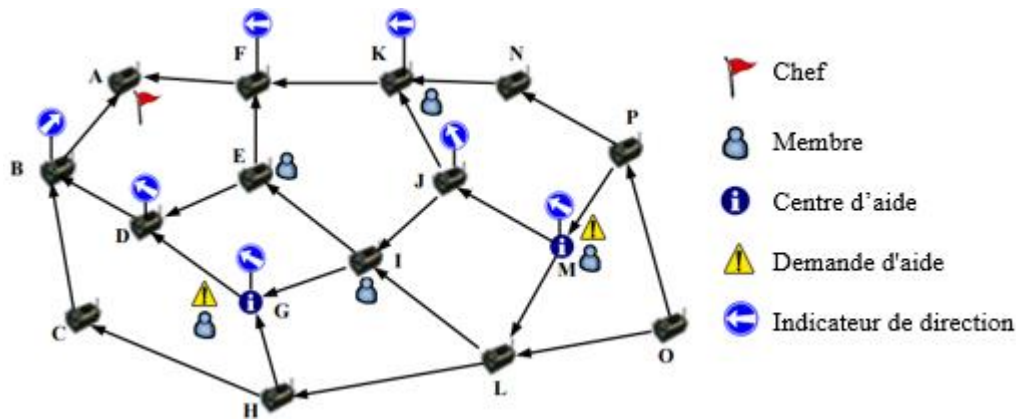


Figure I-22 : Réseau RSN classe 4 appliqué dans un service de guidage.

Chaque chef de groupe porte un badge qui diffuse périodiquement des signaux pour permettre au réseau WSN de suivre son emplacement, de sorte que les nœuds capteurs WSN peuvent coopérer les uns avec les autres pour suivre les déplacements des chefs et de garder les chemins de guidage. Chaque membre du groupe porte une étiquette RFID passive qui contient un ID du groupe. Pour guider les membres perdus à leurs chefs, le membre perdu peut aller à n'importe quel centre d'aide et de laisser le lecteur RFID lire son étiquette RFID passive, le chemin de guidage sera affiché sur les indicateurs de direction. Pour aider les chefs à appeler leurs membres, ils ont besoin juste d'appuyer sur un bouton du badge. Un message sera diffusé sur le réseau WSN. Tous les indicateurs de direction vont afficher les chemins vers le chef de groupe.

### I-2-3-2 Normes, standards et réglementations du RSN

Les réseaux RSN classe 1 et 2 constituent un exemple de collaboration entre les organismes de normalisation de la RFID (ISO) et WSN (IEEE). L'ISO a travaillé sur l'extension de ses normes RFID pour inclure les données de capteurs, qui comprennent les familles des normes ISO 24753, 18000 et 15961 [I.27]. L'IEEE a travaillé pour étendre ses normes de capteurs avec la fonctionnalité

RFID [I.28]. Les réseaux RSN classe 3 et 4 utilisent les normes et les standards de la RFID et le réseau WSN de façon indépendante.

Les réglementations du réseau RSN sont celles de la technologie RFID et la technologie WSN. Ces deux technologies utilisent les mêmes bandes de fréquences ISM-UHF telles que : [865 – 868MHz], [902 – 928MHz] avec des puissances de transmission différentes. Ces bandes de fréquences et les puissances de transmission varient selon les réglementations de chaque pays.

## I-3 Généralités sur les antennes

### I-3-1 Définition

Les antennes jouent un rôle très important dans la communication sans fil par la transmission des informations le plus fidèlement possible. Une antenne est l'unique élément qui assure l'émission et/ou la réception des ondes RF. Elle peut prendre plusieurs formes et différentes tailles en fonction du type d'application et de la fréquence de fonctionnement.

En émission, une antenne est définie comme un transformateur qui transforme le signal électrique injecté à son port d'alimentation par un générateur (Emetteur) en ondes RF rayonnées dans un milieu. En réception, elle est définie comme un capteur des ondes RF rayonnées qui transforme ces ondes en un signal électrique à la charge (Récepteur). Généralement, une antenne présente une propriété connue sous le nom de réciprocité, c'est-à-dire qu'elle peut être utilisée en réception et/ou en émission avec les mêmes caractéristiques électriques et de rayonnement. Avant de présenter les caractéristiques électriques et de rayonnement d'une antenne, nous allons d'abord rappeler le concept du rayonnement électromagnétique (EM) à partir des équations de Maxwell.

### I-3-2 Rayonnement électromagnétique

Toute charge et mouvement de charge (courant) sur un conducteur sont capables de créer des champs électromagnétiques (EM) autour d'eux. C'est pour cela lorsqu'un signal électrique est introduit dans une antenne, l'antenne émet un rayonnement électromagnétique (EM) distribué dans l'espace d'une certaine manière. Les paramètres permettant de caractériser le rayonnement EM sont le champ électrique  $\vec{E}$  et le champ magnétique  $\vec{H}$  qui sont reliés entre eux par les équations de Maxwell dans le vide [I.29] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot}\vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \text{rot}\vec{H} = \vec{j} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \\ \text{div}\vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \\ \text{div}\vec{H} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{Equation I - 1})$$

Avec :  $\mu_0$  est la perméabilité du vide ( $4\pi 10^{-7} m kg s^{-2} A^{-2}$ ),  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide ( $\frac{1}{36\pi 10^9} m^{-3} kg^{-1} s^4 A^2$ ),  $\rho$  est la densité volumique de charge et le terme  $\vec{j}$  est le courant de conduction ( $\vec{j} = \sigma \vec{E}$  avec  $\sigma$  est la conductivité électrique du milieu [ $S/m$ ]).

Les expressions des champs EM rayonnés dans l'espace peuvent être déterminées en résolvant les équations de Maxwell, mais cela s'avère très difficile. La solution est de passer des expressions des sources primaires du champ EM (les courants et les charges) vers les expressions des champs EM en impliquant la création d'entités mathématiques appelées le potentiel vecteur  $\vec{A}$  et scalaire  $V$  [I.30].

La dernière équation de Maxwell montre que la divergence de  $\vec{B}$  est toujours nulle ( $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$ ). Ce qui implique que  $\vec{B}$  peut-être exprimé comme le rotationnel du potentiel vecteur  $\vec{A}$  (car  $div \text{rot} \vec{A} = 0$ ), alors  $\vec{H}$  est exprimé par :

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot} \vec{A} \quad \text{(Equation I - 2)}$$

D'après la première équation de Maxwell, le champ  $\vec{E}$  peut-être exprimé comme étant le gradient du potentiel scalaire  $V$  :

$$\vec{E} = -\frac{d\vec{A}}{dt} - \text{grad} V \quad \text{(Equation I - 3)}$$

La connaissance des deux potentiels (vecteur et scalaire) permettra de calculer les champs EM. D'après la proposition de Lorenz et l'application de l'équation de Poisson retardé, le potentiel vecteur  $\vec{A}$  retardé et le potentiel scalaire  $V$  retardé en un point  $r(x, y, z)$  de l'espace (Figure I-23) sont exprimés en fonction d'une distribution volumique de courant  $\vec{j}(r')$  et de charge  $\rho(r')$  par [I.31] :

$$\vec{A}(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_v \vec{j}(r') \frac{e^{-jkr''}}{r''} dv' \quad \text{(Equation I - 4)}$$

$$V(r) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_v \rho(r') \frac{e^{-jkr''}}{r''} dv' \quad \text{(Equation I - 5)}$$

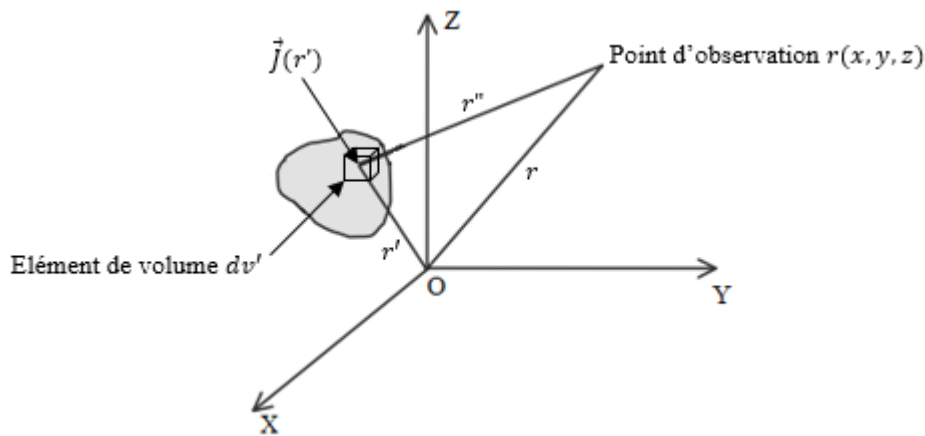


Figure I-23 : Position de la source par rapport au point d'observation.

Nous pouvons ainsi appliquer la notion du potentiel retardé sur une antenne élémentaire linéaire centré à l'origine qui est un cas le plus simple, afin d'évaluer la distribution des champs EM.

### I-3-3 Antenne élémentaire linéaire

Une antenne élémentaire linéaire, appelée aussi dipôle élémentaire, est un élément de longueur  $dL$  très inférieure à la longueur d'onde [I.30]. La figure I-24 représente une antenne élémentaire linéaire centrée à l'origine dans la direction  $OZ$ .

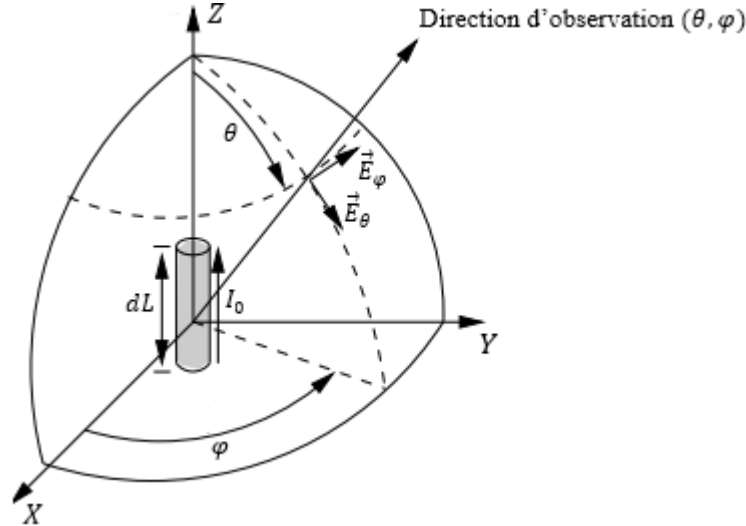


Figure I-24 : Champ rayonné par un dipôle élémentaire (antenne élémentaire linéaire).

L'antenne élémentaire est traversée par un courant uniforme  $I_0$ . La distribution de courant est exprimée par :

$$\vec{J}dv' = I_0 dz' \vec{u}_z \quad (\text{Equation I - 6})$$

D'après les deux équations I-4 et I-6, L'expression du potentiel retardé ( $r'' = r$ ):

$$\vec{A} = A_z \vec{u}_z = \frac{\mu_0}{4\pi r} dL I_0 e^{-jkr} \vec{u}_z \quad (\text{Equation I - 7})$$

Après une transformation de  $\vec{A}$  en coordonnées sphériques, le nouveau potentiel est exprimé par :

$$\begin{cases} \vec{A}_r = \frac{\mu_0}{4\pi r} I_0 dL e^{-jkr} \cos \theta \vec{u}_r \\ \vec{A}_\theta = -\frac{\mu_0}{4\pi r} I_0 dL e^{-jkr} \sin \theta \vec{u}_\theta \\ \vec{A}_\varphi = 0 \vec{u}_\varphi \end{cases} \quad (\text{Equation I - 8})$$

A partir de l'équation I-2 et la première équation de Maxwell, les expressions des champs EM s'écrivent comme suit :

$$\vec{E}_r = I_0 dL \frac{e^{-jkr}}{4\pi} \frac{2}{j\omega\epsilon_0} k^2 \left( \frac{1}{r^3} + \frac{j}{r^2} \right) \cos \theta \vec{u}_r \quad (\text{Equation I - 9})$$

$$\vec{E}_\theta = I_0 dL \frac{e^{-jkr}}{4\pi} \frac{1}{j\omega\epsilon_0} k^2 \left( \frac{1}{r^3} + \frac{j}{r^2} - \frac{1}{r} \right) \sin \theta \vec{u}_\theta \quad (\text{Equation I - 10})$$

$$\vec{H}_\varphi = I_0 dL \frac{e^{-jkr}}{4\pi} k \left( \frac{j}{r} + \frac{1}{r^2} \right) \sin \theta \vec{u}_\varphi \quad (\text{Equation I - 11})$$

$$\vec{E}_\varphi = \vec{H}_r = \vec{H}_\theta = \vec{0} \quad (\text{Equation I - 12})$$

D'après les équations ci-dessus, les termes du champ EM diffèrent selon la distance  $r$  par rapport à l'antenne. Cela signifie qu'il existe différentes régions qui caractérisent les champs EM, comme le représente la figure I-25.

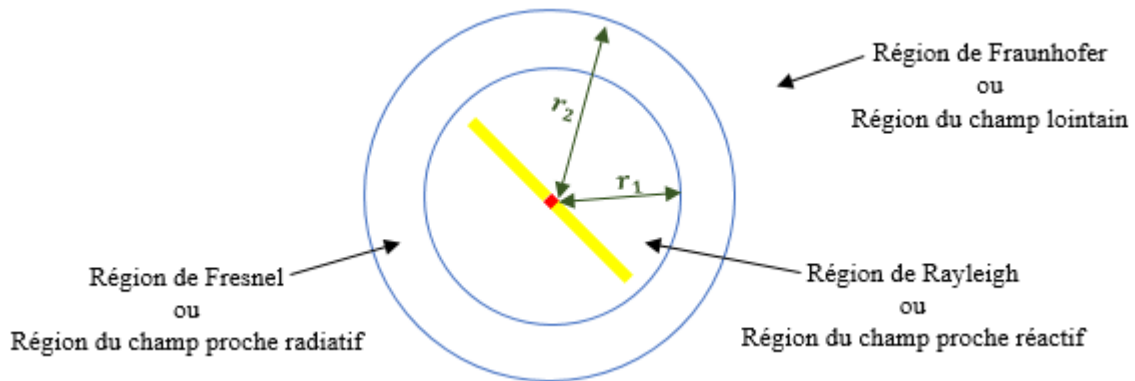


Figure I-25 : Différentes régions autour d'une antenne.

La région la plus proche de l'antenne est la région de Rayleigh ou celle du champ proche. Ce champ s'étend jusqu'à la distance  $r_1$  qui dépend de la longueur d'onde  $\lambda$  et de la grande dimension de l'antenne  $D$  par :

$$r_1 = 0.62 \sqrt{D^3 / \lambda} \quad (\text{Equation I - 13})$$

La région intermédiaire est la région de Fresnel ou celle du champ proche radiatif. Cette région est comprise entre  $r_1$  et  $r_2$  par l'équation I-14. Si l'antenne est petite<sup>2</sup>, cette région n'existe pas.

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} = r_1 < r < r_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{Equation I - 14})$$

Enfin, la région de Fraunhofer ou celle du champ lointain est définie comme étant la région où les ondes EM rayonnées peuvent être considérées comme étant planes. Elle commence pour une distance supérieure à  $r_2$  ( $r_2 = \frac{2D^2}{\lambda}$ ).

Généralement, à partir des expressions du champ EM, nous pouvons obtenir les caractéristiques électriques et de rayonnement d'une antenne.

### I-3-4 Caractéristiques électriques et de rayonnement

#### I-3-4-1 Caractéristiques électriques (paramètres circuits)

La connaissance des caractéristiques électriques des antennes demeure essentielle pour bien comprendre l'antenne comme un élément de circuit électrique. Une antenne peut donc être modélisée comme un circuit équivalent. Plusieurs paramètres peuvent servir à la caractérisation électrique. Nous

<sup>2</sup> Une antenne est considérée petite si  $ka < 0.5$  où  $k$  le nombre d'onde en espace libre ( $2\pi/\lambda$ ), et  $a$  le rayon d'une sphère imaginaire circonscrit aux dimensions maximales de l'antenne [I.33].



allons présenter seulement les paramètres essentiels, tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, le rapport d'ondes stationnaires et la bande passante.

### a) L'impédance d'entrée

Une antenne est considérée comme une charge, elle est caractérisée par son impédance complexe d'entrée  $Z_a$  [I.32]. Cette impédance se décompose en une partie réelle  $R_a$  et une partie imaginaire  $X_a$  (Equation I-15) qui varient en fonction de la fréquence du signal (figure I-26).

$$Z_a[\Omega] = R_a + jX_a \quad (\text{Equation I - 15})$$

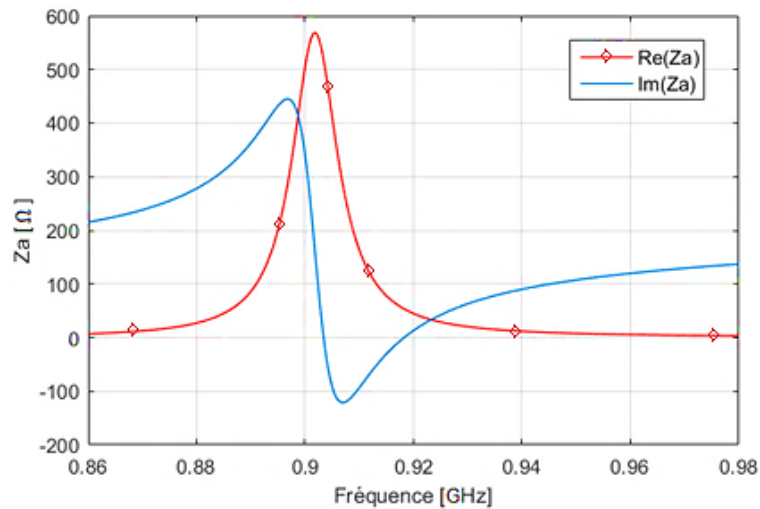


Figure I-26 : Impédance d'entrée  $Z_a$  d'une antenne dipôle en fonction de la fréquence.

La résistance d'entrée  $R_a$  représente un terme de dissipation. Elle est composée de la résistance de rayonnement  $R_r$  qui est reliée aux champs rayonnés et de la résistance de pertes  $R_p$  qui est reliée aux pertes joules :

$$R_a[\Omega] = R_r + R_p \quad (\text{Equation I - 16})$$

La réactance  $X_a$  est due aux champs d'induction au voisinage de l'antenne. Elle est inductive lorsque  $X_a > 0$  ou capacitive lorsque  $X_a < 0$  :

$$X_a[\Omega] = \begin{cases} X_L = 2\pi fL \\ X_C = \frac{-1}{2\pi fC} \end{cases} \quad (\text{Equation I - 17})$$

Avec :  $X_L$  : la réactance inductive en  $\Omega$ ,  $X_C$  : la réactance capacitive en  $\Omega$ ,  $f$  : la fréquence en  $Hz$ ,  $L$  : l'inductance en  $H$ ,  $C$  : la capacité en  $F$ .

Dans le cas de l'émission et de la réception, les schémas électriques simplifiés d'une antenne connectée au circuit électrique sont affichés dans la figure I-27.

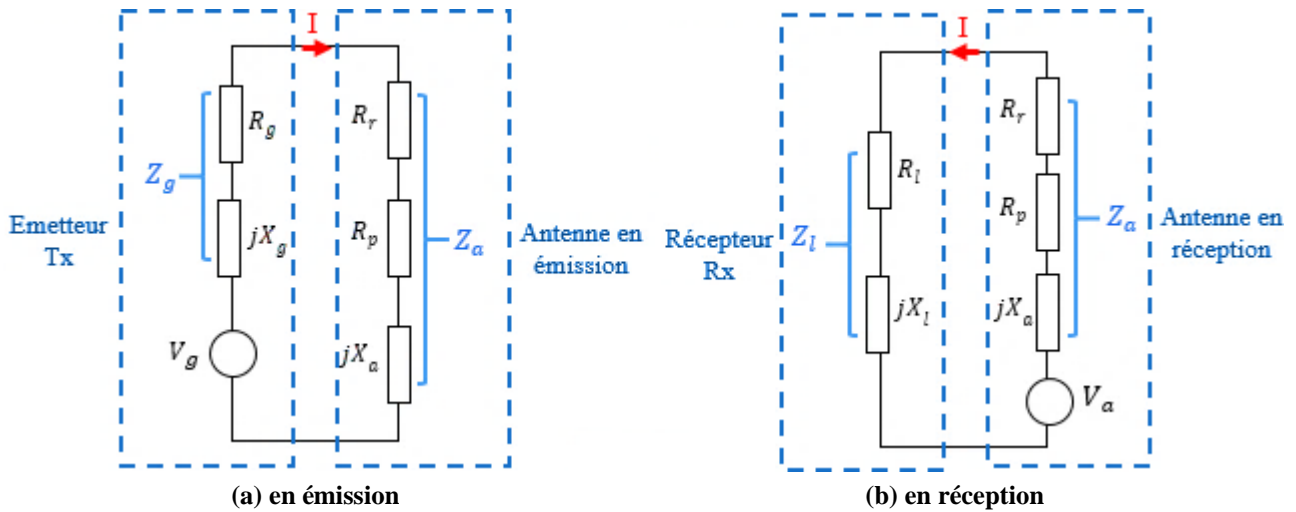


Figure I-27 : Schéma équivalent d'une antenne.

### b) Coefficient de réflexion

D'une manière générale, l'émetteur se comporte comme un générateur qui possède une impédance de sortie  $Z_g$ . Lorsqu'une puissance ( $P_f$ ) fournie par ce générateur à l'antenne rencontre son impédance d'entrée  $Z_a$ , une partie de cette puissance est réfléchi ( $P_r$ ), l'autre est transmise ( $P_t$ ). Ainsi, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  d'une antenne permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident, il est défini comme étant le rapport entre  $P_r$  et  $P_f$  [I.34] :

$$|S_{11}| = \sqrt{P_r/P_f} \quad (\text{Equation I - 18})$$

Ce coefficient est lié aussi aux deux impédances  $Z_a$  et  $Z_g$  par la relation suivante :

$$|S_{11}| = \left| \frac{Z_a - Z_g^*}{Z_a + Z_g} \right| \quad (\text{Equation I - 19})$$

Généralement, le coefficient de réflexion varie en fonction de la fréquence du signal (Figure I-28), est représenté en décibel ( $dB$ ) comme suit :

$$|S_{11}|_{dB} = 20 * \log(|S_{11}|) \quad (\text{Equation I - 20})$$

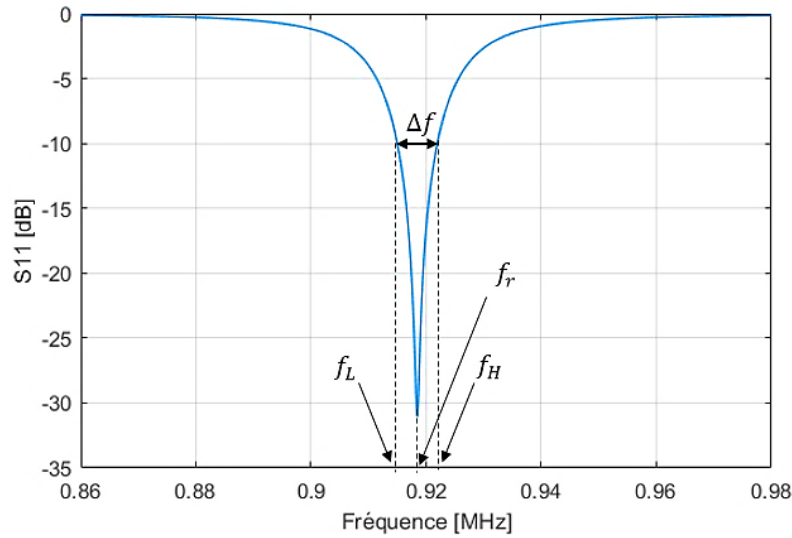


Figure I-28 : Coefficient de réflexion d'une antenne dipôle en fonction de la fréquence.

### c) Rapport d'onde stationnaire

Les ondes stationnaires apparaissent lorsqu'une grande partie de la puissance fournie est réfléchi. Alors, un rapport d'onde stationnaire (ROS)<sup>3</sup> peut être obtenu à partir du coefficient de réflexion  $S_{11}$  par [I.35] :

$$ROS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{Equation I - 21})$$

Pour que la transmission de la puissance de l'antenne soit maximale, il faut que le coefficient de réflexion tende vers zéro ce qui implique que le rapport d'onde stationnaire tend vers 1. D'après l'Equation I-19, cela veut dire que l'impédance de l'entrée de l'antenne  $Z_a$  doit être égale au conjugué de l'impédance du générateur  $Z_g$  ( $Z_a = Z_g^*$ ), pour réaliser l'adaptation d'impédance. Une antenne est bien adaptée lorsque la valeur du ROS est comprise entre 1 et 2. Cette dernière donne une valeur maximale de coefficient de réflexion égale à  $-10dB$ , ce qui correspond à une perte de puissance de 10% de la puissance  $P_f$  [I.34].

### d) Bande passante

La bande passante d'une antenne est définie par le pourcentage du rapport de la largeur de fréquences  $\Delta f$  où le coefficient de réflexion est égal à  $-10dB$  et de la fréquence centrale  $f_c$  de la bande (Figure I-28) [I.36] :

$$BP(\%) = \frac{\Delta f}{f_c} * 100 \quad (\text{Equation I - 22})$$

Avec :  $\begin{cases} \Delta f = f_H - f_L \\ f_c = (f_H + f_L)/2 \end{cases}$  où :  $f_H$  est la fréquence élevée et  $f_L$  est la fréquence basse.

<sup>3</sup> Il y a toujours une confusion entre le ROS et le taux d'onde stationnaire (TOS). Le TOS est calculé par :  
 $TOS(\%)$

La fréquence centrale  $f_c$  et les deux fréquences  $f_H$  et  $f_L$  sont déterminées par les dimensions de l'antenne et les matériaux constituants.

### I-3-4-2 Caractéristiques de rayonnement (paramètre de rayonnement)

Plusieurs paramètres caractérisent le rayonnement d'une antenne en champ lointain. Nous allons présenter les caractéristiques principales telles que : le diagramme de rayonnement, l'angle d'ouverture, la directivité, le gain, l'efficacité et la polarisation.

#### a) Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est la représentation graphique en 2D ou en 3D (Figure I-29) de la variation du champ électrique total rayonné  $E_{total}(r_0, \theta, \varphi)$  qui fournit des informations sur la capacité d'une antenne à rayonner dans l'espace.

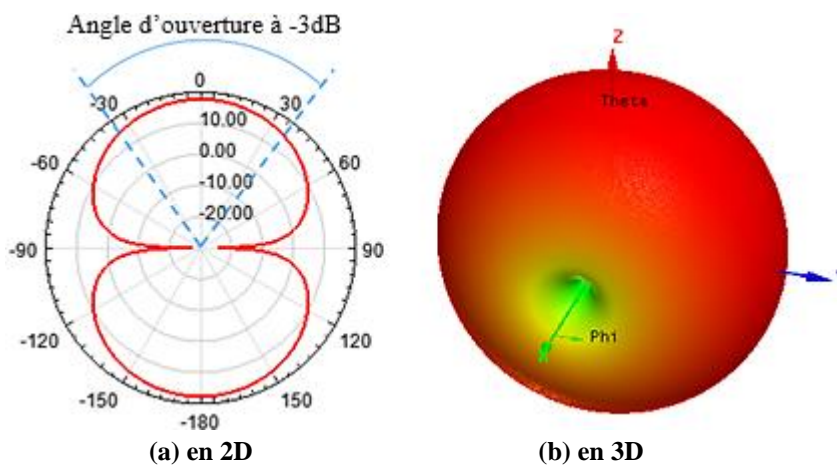


Figure I-29 : Diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle.

Le diagramme de rayonnement est normalisé en divisant  $E_{total}(r_0, \theta, \varphi)$  par sa valeur maximale [I.37] :

$$F_n(\theta, \varphi) = \frac{E(r_0, \theta, \varphi)}{E_{max}(r_0)} \quad (\text{Equation I - 24})$$

La fonction  $F_n(\varphi, \theta)$  ne fait intervenir que les variables angulaires, elle s'appelle la fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne.

#### b) Angle d'ouverture

Dans un plan spécifié du diagramme de rayonnement, l'angle d'ouverture est défini comme étant l'écart angulaire où le champ maximal  $E(r_0, \theta, \varphi)$  en  $dB$  est diminué de  $-3dB$  (Figure I-29 (a)).

#### c) Directivité et Gain

La directivité  $D(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction donnée, est la densité de puissance rayonnée  $S_r(\theta, \varphi)$  par l'antenne dans cette direction par rapport à sa valeur moyenne dans tout l'espace [I.37] :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{S_r(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \iint S_r(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (\text{Equation I - 25})$$

Le gain  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction donnée, est défini comme étant le rapport de la densité de puissance rayonnée  $S_r(\theta, \varphi)$  par cette antenne dans cette direction sur la densité de puissance rayonnée  $S_{ri}$  d'une antenne isotrope<sup>4</sup> [I.37] :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{S_r(\theta, \varphi)}{S_{ri}} \quad (\text{Equation I - 26})$$

Le gain peut s'exprimer en décibel (*dB*) et quelques fois en *dBi* pour préciser la référence au rayonnement isotrope. Nous trouvons toujours dans les fiches techniques des antennes le terme du gain maximal ou la directivité maximale. Ces termes sont exprimés par :

$$G_{max} = \text{Max} (G(\theta, \varphi)) \quad (\text{Equation I - 27})$$

$$D_{max} = \text{Max} (D(\theta, \varphi)) \quad (\text{Equation I - 28})$$

#### d) Efficacité

L'efficacité ou le rendement  $\eta$  d'une antenne définit la capacité de transformer la puissance transmise à l'antenne  $P_t$  en puissance rayonnée  $P_{ray}$ . Elle est définie par [I.34] :

$$\eta = \frac{P_{ray}}{P_t} \quad (\text{Equation I - 29})$$

Avec  $P_{ray}$  et  $P_t$  sont données par :  $P_{ray} = \iint r^2 S_r(\theta, \varphi) d\Omega$  et  $P_t = 4\pi r^2 S_{ri}$ .

D'après les équations I-25 et I-26, l'efficacité peut être exprimée par le rapport entre le gain et la directivité :

$$\eta = \frac{G(\theta, \varphi)}{D(\theta, \varphi)} \quad (\text{Equation I - 30})$$

#### e) Polarisation

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie par l'orientation du champ électrique  $\vec{E}$  en fonction du temps dans le plan perpendiculaire à cette direction. Il existe trois types de polarisation, comme l'illustre la figure I-30.

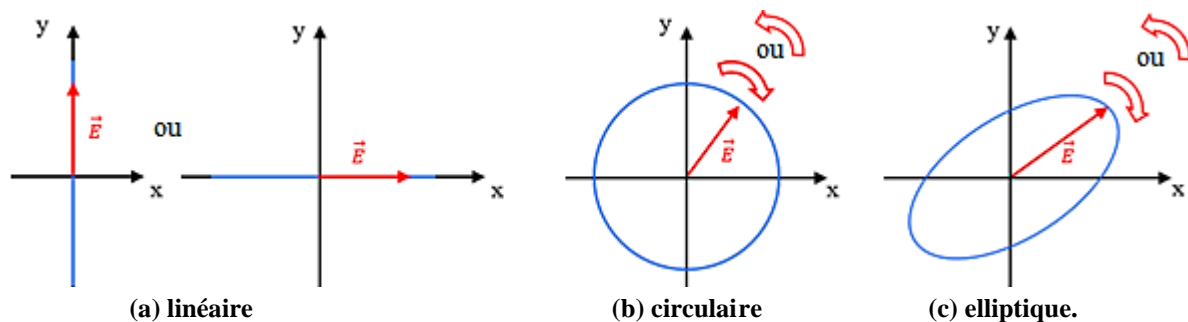


Figure I-30 : Différents types de polarisation.

<sup>4</sup> Une antenne isotrope est un modèle théorique servant de référence pour les calculs d'antennes, car son rayonnement est uniforme dans toutes les directions de l'espace.

La polarisation est en général décrite par une ellipse, la polarisation linéaire et la polarisation circulaire sont deux cas spéciaux de la polarisation elliptique. Pour préciser le type de polarisation, il faut calculer le rapport axial  $RA$ . Ce rapport est défini comme le rapport de l'axe mineur à l'axe majeur de l'ellipse de polarisation (Figure I-31). Il est exprimé par [I.34] :

$$RA = \frac{\|\vec{E}_{min}\|}{\|\vec{E}_{max}\|} \quad (\text{Equation I - 31})$$

Avec  $\vec{E}_{max}$  et  $\vec{E}_{min}$  sont les deux champs électriques maximal et minimal orthogonaux.

Lorsque  $0 < RA < 1$  ( $\|\vec{E}_{min}\| \neq \|\vec{E}_{max}\|$ ), le champ  $\vec{E}$  décrit une ellipse, ce qui implique que la polarisation est elliptique. Si  $RA = 1$  ( $\|\vec{E}_{min}\| = \|\vec{E}_{max}\|$ ), le champ  $\vec{E}$  décrit un cercle, alors la polarisation est purement circulaire. Si  $RA = 0$  ( $\|\vec{E}_{min}\| = 0$ ), le champ  $\vec{E}$  est orienté selon la même direction, donc la polarisation est purement linéaire.

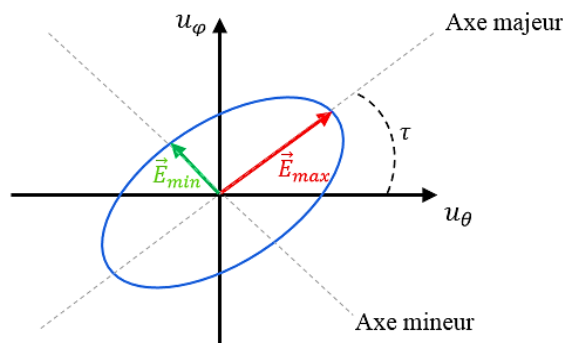


Figure I-31 : Représentation de la polarisation elliptique dans une direction  $(\theta, \phi)$ .

## I-4 Canal de propagation radiofréquence

Le canal de propagation RF correspond à l'environnement traversé par les ondes RF lors d'une transmission d'informations entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. Il existe deux types de propagation des ondes RF, à savoir : la propagation en espace libre et la propagation multi-trajets.

### I-4-1 Propagation en espace libre

La propagation en espace libre exprime la propagation des ondes de l'antenne d'émission jusqu'à l'antenne de réception en ligne directe. Alors, le récepteur reçoit un seul signal du trajet direct à partir d'émetteur. Pour cela, il faut que tous les obstacles soient à l'extérieur de la première zone de l'ellipsoïde de Fresnel [I.38], comme le montre la figure I-32.

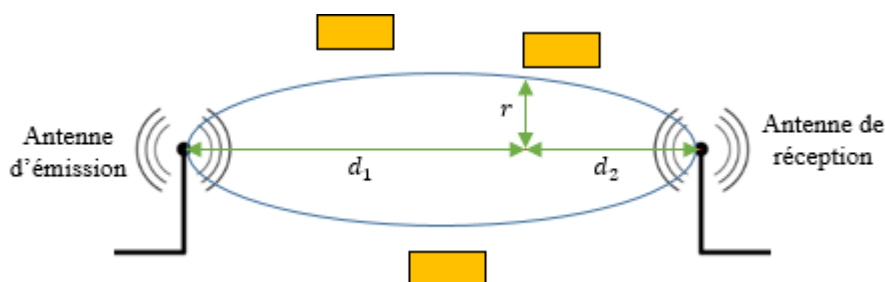


Figure I-32 : Ellipsoïde de Fresnel avec son rayon selon la distance.

Le rayon de cet ellipsoïde est exprimé par [I.39] :

$$r = \sqrt{\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (\text{Equation I - 32})$$

## I-4-2 Propagation multi-trajets

Au contraire de la propagation en espace libre, plusieurs répliques du signal émis arrivent à l'antenne de réception à travers plusieurs trajets [I.39]. La figure I-33 montre les différents trajets qu'on peut retrouver dans un canal de propagation multi-trajets.

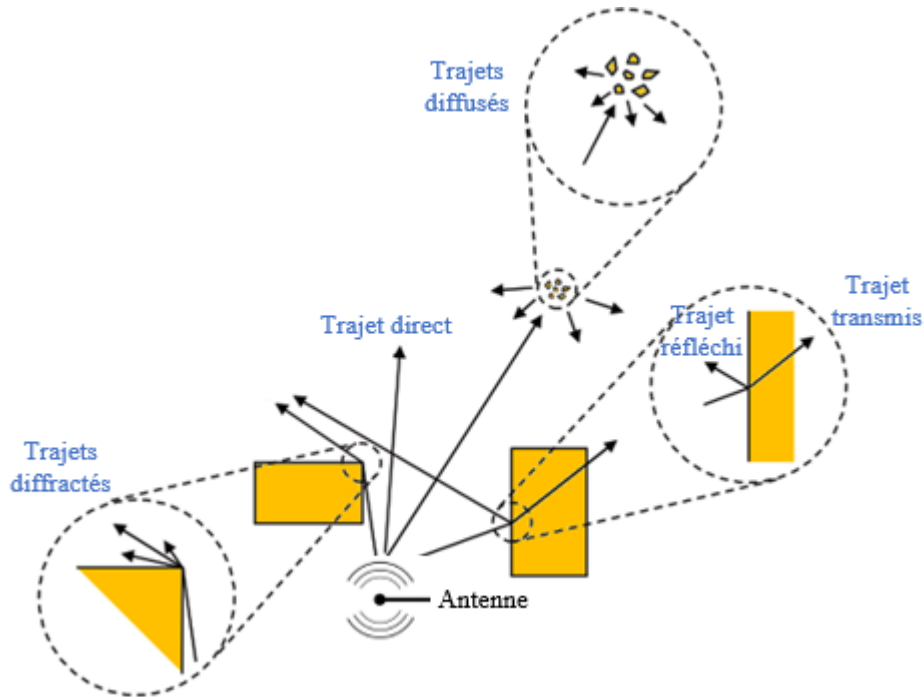


Figure I-33 : Différents trajets de propagation

### I-4-2-1 Scenarios de propagation

Lors de la propagation multi-trajets entre deux antennes, on peut trouver généralement trois différents scénarios de propagation, comme l'indique la figure I-34.

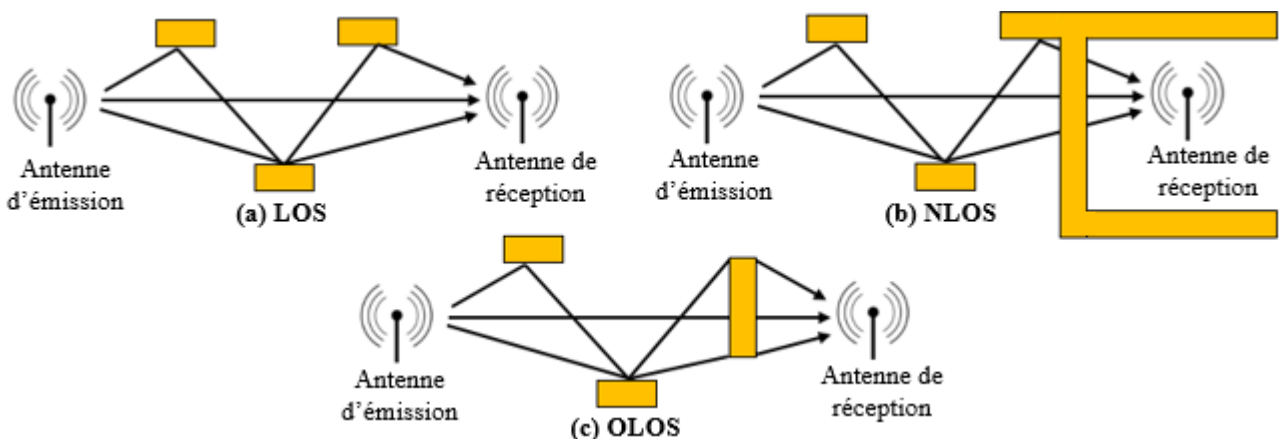


Figure I-34 : Trois différents scénarios de propagation.

Le scénario LOS (**L**ine **O**f **S**ight) signifie l'existence d'une ligne de vue directe entre les deux antennes d'émission et de réception. Le scénario NLOS (**N**on **L**ine **O**f **S**ight) est l'absence totale d'une ligne de vue entre les deux antennes. Le scénario OLOS (**O**bstructed **L**ine **O**f **S**ight) signifie que la ligne de vue est obstruée par un obstacle.

### I-4-2-2 Représentation mathématique

Le canal de propagation est vu comme un système qui transforme le signal émis  $x(t)$  à un signal reçu  $y(t)$ . Puisque les trajets multiples s'ajoutent de façon linéaire, le canal est considéré comme un système linéaire (filtre linéaire) qui est décrit dans le domaine temporel<sup>5</sup> par sa réponse impulsionnelle  $h(t, \tau)$  [I.40]. Le signal reçu  $y(t)$  est exprimé par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(t, \tau) d\tau \quad (\text{Equation I - 33})$$

La réponse impulsionnelle  $h(t, \tau)$  définit totalement le canal de propagation, elle permet d'identifier les différents trajets arrivant au récepteur à l'instant  $t$ . Cette réponse correspond à la réponse du canal à une impulsion de type Dirac [I.41] :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) e^{j\varphi_i(t)} \quad (\text{Equation I - 34})$$

Où :  $N$  est le nombre de trajets reçus,  $\delta$  la fonction du Dirac,  $a_i$ ,  $\tau_i$  et  $\varphi_i$  sont l'amplitude, le temps d'arrivée et l'angle d'arrivée du  $i^{\text{ième}}$  trajet, respectivement.

Dans le cas où le canal est invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle du canal ne dépend pas du temps, elle est donnée par :

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i \delta(\tau - \tau_i) e^{j\varphi_i} \quad (\text{Equation I - 35})$$

### I-4-2-3 Caractéristiques de propagation

À partir de la connaissance de la réponse impulsionnelle, nous pouvons définir les caractéristiques de propagation multi-trajets telles que, le profil de retard en puissance (PDP), le délai maximal, la dispersion des retards, la bande de cohérence, le temps de cohérence.

#### a) Profil de retard en puissance (PDP)

Le profil de retard en puissance (**P**ower **D**elay **P**rofile ou **PDP**) est utilisé pour supposer que le canal est invariant dans le temps [I.43], il est défini en fonction de  $M$  réponses impulsionnelles par :

$$P_r(0, \tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |h(t_m, \tau)|^2 \quad (\text{Equation I - 36})$$

<sup>5</sup> Le canal peut être décrit dans le domaine fréquentiel. Ceci conduit à quatre fonctions de transfert de Bello [I.42] qui peuvent être utilisées pour décrire le canal de propagation (voir l'annexe A).



Le PDP est représenté à partir des multi-trajets arrivant au récepteur dont les niveaux de la puissance sont au-dessus d'un certain seuil qui est la sensibilité du récepteur, comme le montre la figure I-35.

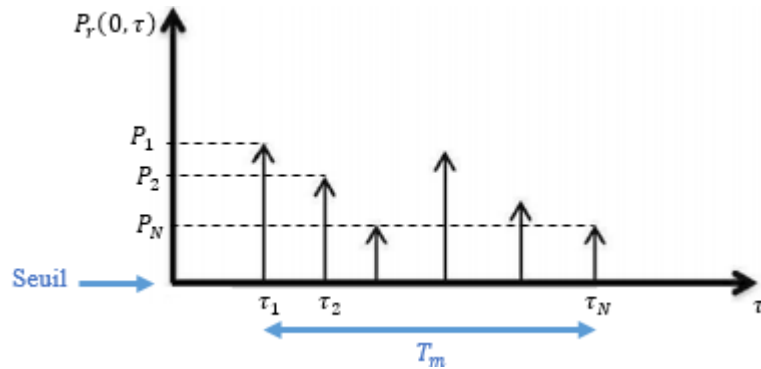


Figure I-35 : Profil de retard en puissance du canal.

Remarque : si le canal est invariant dans le temps, le profil de retard en puissance est similaire à la réponse impulsionnelle.

### b) Délai maximal

Le délai maximal, appelé aussi l'étalement maximal des retards, noté  $T_m$ , est la différence entre le temps du premier et du dernier signal arrivant au récepteur dont le niveau de puissance est supérieur au seuil. A partir de la figure I-35, le délai maximal  $T_m$  est exprimé par :

$$T_m = \tau_N - \tau_1 \quad (\text{Equation I - 37})$$

### c) Dispersion des retards

La dispersion des retards, également appelée écart-type des retards ou délai effectif moyen [I.39], noté  $\tau_{RMS}$ , est donnée par :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_i P_i \tau_i^2}{\sum_i P_i} - \left[ \frac{\sum_i P_i \tau_i}{\sum_i P_i} \right]^2} \quad (\text{Equation I - 38})$$

### d) Bande de cohérence

La bande de cohérence  $B_c$  est la bande de fréquences dans laquelle le canal peut être considéré comme plat, elle est liée directement au délai maximal  $T_m$  par :

$$B_c = 1/T_m \quad (\text{Equation I - 39})$$

Lorsque les multi-trajets deviennent importants, il convient donc de considérer la dispersion des retards  $\tau_{RMS}$  pour calculer la bande de cohérence. Il est important de noter qu'il n'y a pas de relation exacte entre eux [I.44], ils sont donc reliés par deux approximations en fonction du pourcentage de la corrélation :

$$B_c \approx \begin{cases} \frac{1}{5 \tau_{RMS}} & \text{pour une corrélation à 50\%} \\ \frac{1}{50 \tau_{RMS}} & \text{pour une corrélation à 90\%} \end{cases} \quad (\text{Equation I - 40})$$

### e) Temps de cohérence

Lors de l'existence des mobilités dans le canal de propagation en raison du mouvement des antennes ou des obstacles, le canal de propagation varie au cours du temps. Ces variations temporelles introduisent des décalages Doppler. Le temps de cohérence  $T_c$  décrit la nature variable du canal et il est lié à la largeur du spectre Doppler  $B_d$  [I.45] par :

$$T_c = \frac{1}{B_d} \quad (\text{Equation I - 41})$$

Si on considère l'effet Doppler produit par le mouvement du nœud émetteur ou du nœud récepteur à la vitesse  $V$ . L'effet Doppler génère un décalage de fréquence  $\vartheta_d$ , tel que :

$$\vartheta_d = \vartheta_{dmax} \cos \theta \quad (\text{Equation I - 42})$$

Où :  $\vartheta_{dmax} = f \frac{V}{C}$  est le décalage maximal Doppler (avec :  $f$  la fréquence du signal émis et  $C$  la vitesse de la lumière), et  $\theta$  l'angle entre le trajet direct et la direction du mouvement.

On peut se servir du  $\vartheta_{dmax}$  pour le relier au temps de cohérence  $T_c$  où ce dernier est défini comme le temps sur lequel la fonction de corrélation est supérieure à 0.5, alors le temps de cohérence est approximativement [I.45] :

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi\vartheta_{dmax}} \quad (\text{Equation I - 43})$$

## I-4-2-4 Classification des canaux

Nous pouvons classer un canal multi-trajets en fonction de la sélectivité en fréquence et en temps telle que : canal non-sélectif en fréquence, canal sélectif en fréquence, canal non-sélectif en temps, canal sélectif en temps [I-39, I.46].

### a) Canal non-sélectif en fréquence

Le canal est considéré comme non sélectif en fréquence (canal plat en fréquence) si la fonction de transfert  $H(f, t)$  est plate sur la largeur de bande occupée par le signal  $B_s$ . Pour cela, il faut que la bande de cohérence du canal  $B_c$  dépasse largement la bande occupée par le signal  $B_s$  ( $B_c > B_s$ ) (Figure I-36 (a)). Pour une modulation numérique, la bande  $B_s$  est liée à la durée d'un symbole  $T_s$  par  $B_s = 1/T_s$ . Comme nous avons vu précédemment, la bande  $B_c$  est liée au délai  $T_m$ . Alors, si  $T_m$  ne dépasse pas la durée  $T_s$  (Figure I-36 (b)), le présent symbole ne risque pas de chevaucher le symbole précédent reçu. Donc, il n'y aura pas d'interférences inter-symboles (IIS).

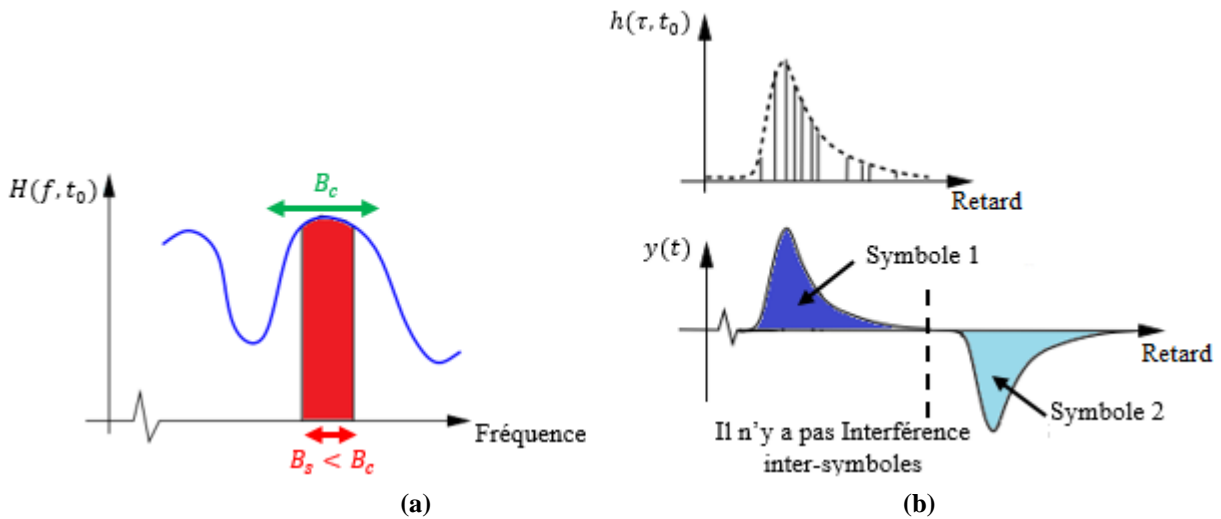


Figure I-36 : (a) Canal plat en fréquence et (b) Interférence inter-symboles nulle.

### b) Canal sélectif en fréquence

Dans le cas contraire lorsque la bande de cohérence du canal  $B_c$  est inférieure à la bande occupée par le signal  $B_s$  ( $B_c < B_s$ ), le canal devient sélectif en fréquence. À cause des longs délais de propagation  $T_m$  qui dépassent la durée d'un symbole  $T_s$ , il y aura donc des IIS (Figure I-37).

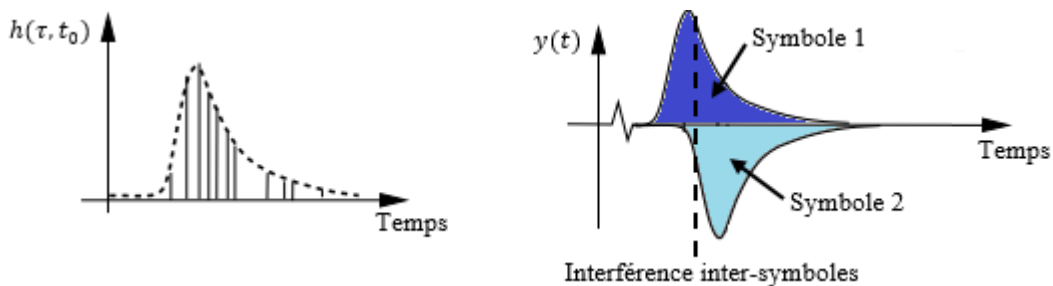


Figure I-37 : Interférence inter-symboles non-nulle.

### c) Canal non-sélectif en temps

Le canal est considéré comme non-sélectif en temps si la fonction de transfert du canal  $H(f_0, t)$  ne varie pas de façon significative en fonction du temps pendant la durée d'un symbole  $T_s$ . Pour cela, il faut que le temps de cohérence  $T_c$  soit supérieur à la durée du symbole émis  $T_s$  ( $T_c > T_s$ ) (Figure II-38 (a)). Pendant la réception d'un symbole, il est invariant, comme le montre la figure II-38 (b), alors on n'aura pas des erreurs d'estimation des symboles transmis (EES).

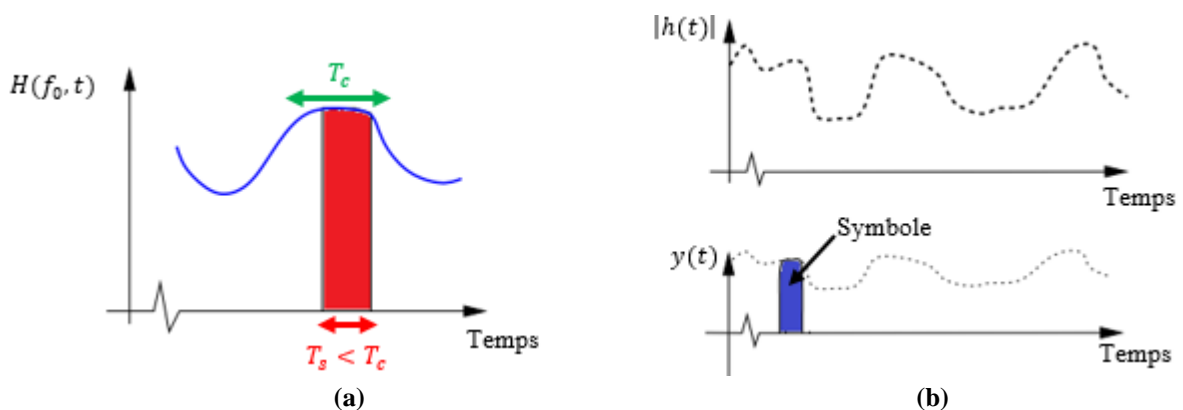


Figure I-38 : (a) Canal non-sélectif en temps et (b) Erreur d'estimation des symboles transmis nulle.

#### d) Canal sélectif en temps

Si le temps de cohérence du signal  $T_c$  est inférieur à la durée du symbole émis  $T_s$  ( $T_c < T_s$ ), le canal devient sélectif en temps. Le signal reçu est affecté différemment pendant qu'on récupère le symbole au récepteur ce qui est susceptible de causer des EES (Figure II-39 (b)).

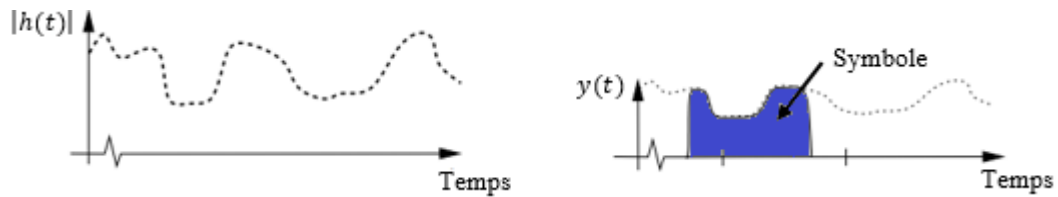


Figure I-39 : Erreur d'estimation des symboles transmis non-nulles.

## I-5 Solutions optimales aux problèmes liés aux antennes et au canal de propagation du réseau RSN

### I-5-1 Solution optimale aux problèmes liés aux antennes

Les antennes dipôles et monopoles sont les plus employées dans le réseau RSN [I.47 – I.54] pour la simple raison qu'elles sont faciles à réaliser et qui ont un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à leurs axes. Le diagramme de rayonnement en 3D est sous forme de beignet, ce qui implique que ces deux types d'antennes ne peuvent pas rayonner dans les directions de leurs axes (Figure I-40).

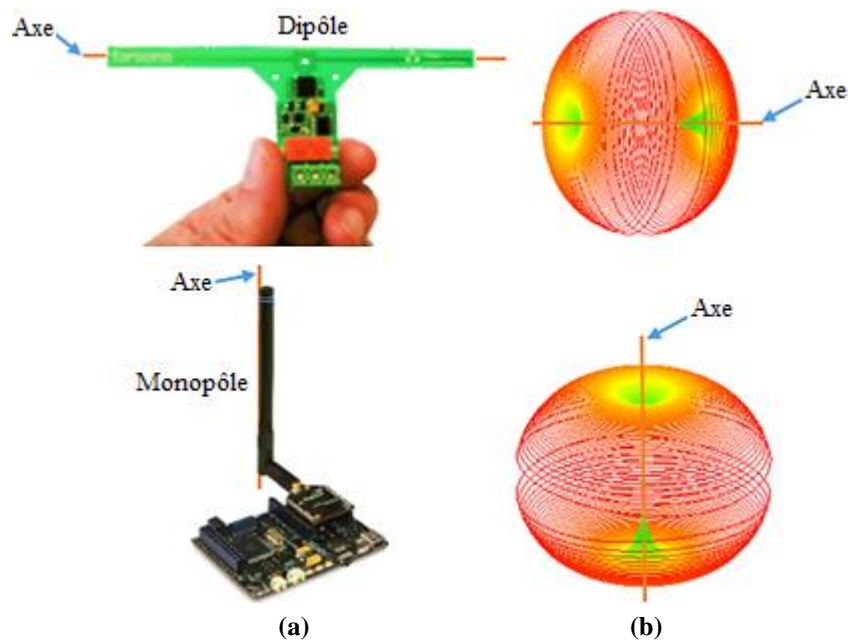


Figure I-40 : (a) Structure de l'antenne utilisée et (b) Diagramme de rayonnement.

On distingue deux types de problème liés à ces antennes :

- La mauvaise qualité de communication RF entre les dispositifs du réseau qui provoque une perte économique importante ou une menace pour la sécurité.
- Les grandes dimensions de ces antennes qui les empêchent de bien s'intégrer aux petits endroits.

Dans les classes d'intégration 2, 3 et 4, le problème de la communication intermittente entre les nœuds du réseau communicants à cause de l'orientation aléatoire des dispositifs et des antennes, est souvent rencontré (Figure I-41 (a)). Ce problème peut être résolu par une bonne orientation des antennes dans la direction où le rayonnement est intense, comme le montre la figure I-41 (b), mais cette bonne orientation n'est pas toujours possible dans certaines applications.

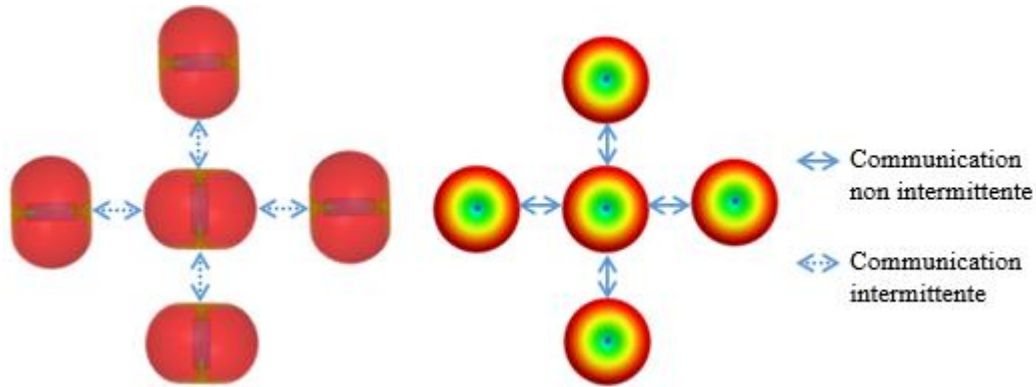


Figure I-41 : Communication entre les nœuds du réseau RSN.

Dans le cas des classes 1, 3 et 4, nous pouvons rencontrer le problème de non-lecture d'une étiquette RFID en raison de la mauvaise orientation de l'étiquette par rapport au lecteur RFID, comme le représente la figure I-42.



Figure I-42 : Non-lecture d'une étiquette RFID.

Ce problème peut être résolu soit par :

- L'utilisation de plusieurs antennes au niveau du lecteur RFID [I.55] (Figure I-43) pour avoir une bonne couverture afin d'identifier les étiquettes RFID, mais la diversité d'antennes de lecteur n'est pas toujours possible ou suffisante.

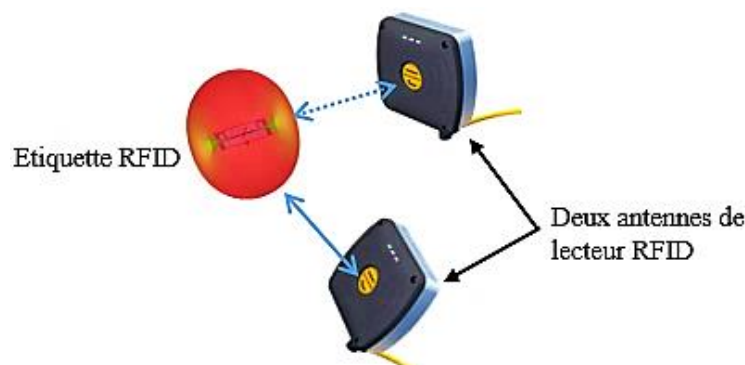


Figure I-43 : Utilisation au moins deux antennes au niveau du lecteur RFID.

- L'utilisation des étiquettes avec deux dipôles orthogonalement placés (Figure I-44 (a)) [I.56], pour obtenir la combinaison des deux diagrammes des dipôles (Figure I-44 (b)), mais cette solution nécessite une puce spéciale qui possède deux entrées RF indépendantes.

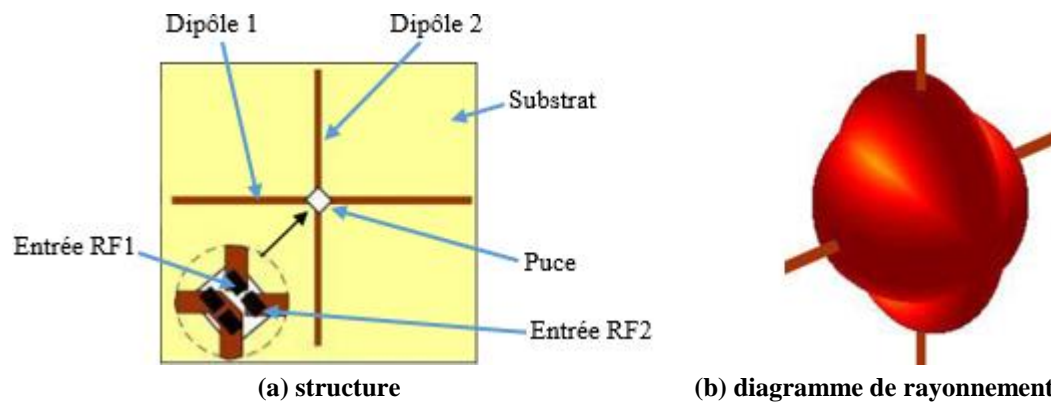


Figure I-44 : Utilisation d'une étiquette RFID avec deux dipôles orthogonalement placés.

En ce qui concerne le problème de grandes dimensions des dispositifs, il est causé par la grande taille des antennes UHF qui fonctionnent dans les bandes de fréquences inférieures à 1GHz. Ce problème peut être résolu par la miniaturisation des antennes [I.57] qui a pour conséquence de réduire le cout et le poids des dispositifs et les rendre plus discrets et plus compacts.

La solution optimale de ces problèmes est d'utiliser une seule antenne de taille électrique petite afin de rendre les nœuds du réseau RSN plus discrets et plus compact et qui a la capacité de produire un rayonnement aussi constant que possible dans toutes les directions de l'espace, cela permettra aux nœuds du réseau de bien communiquer les uns avec les autres indépendamment de leurs orientations. Cette antenne doit avoir :

- Une fréquence de fonctionnement appartenant à la bande de fréquences définie par les réglementations du réseau RSN.
- Une valeur d'impédance égale au conjugué de l'impédance du circuit électronique permettant le transfert maximal de puissance.

Cette solution optimale est abordée dans le deuxième et le troisième chapitre de cette thèse. L'étude réalisée nous a permis d'atteindre cet objectif.

## I-5-2 Solution optimale aux problèmes liés au canal de propagation

Dans un environnement où les nœuds du réseau RSN sont déployés, le nœud récepteur ( $Rx$ ) reçoit des ondes qui parviennent par différents trajets dus à l'interaction du signal émis par le nœud émetteur ( $Tx$ ) avec les nombreux obstacles présents dans l'environnement (Figure I-45).

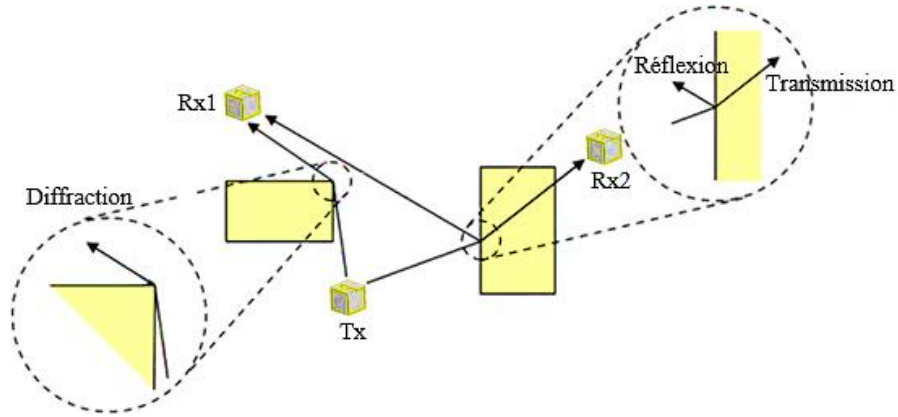


Figure I-45 : Communication entre les nœuds du réseau RSN dans un environnement.

Le signal reçu est donc la somme des différents trajets qui arrivent au nœud  $Rx$  avec une certaine atténuation, un certain retard et un certain déphasage lié à la longueur du trajet (Figure I-46).

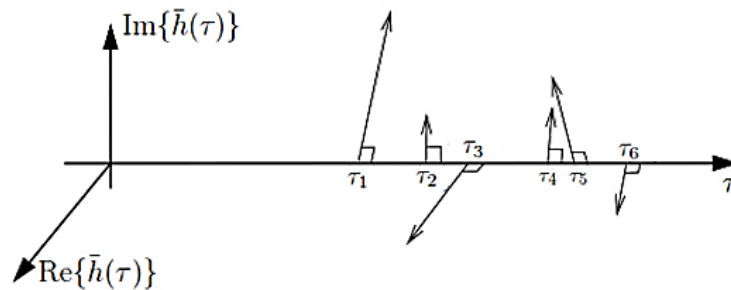


Figure I-46 : Exemple de six trajets arrivant au nœud  $Rx$ .

Les multi-trajets peuvent engendrer au niveau du nœud  $Rx$  des interférences destructives qui peuvent conduire à l'évanouissement du signal reçu (Figure I-47). Les longs délais de propagation qui séparent les différents trajets peuvent causer des interférences inter-symboles (Figure I-48). La variation des trajets en fonction du temps due au mouvement des obstacles ou au mouvement du nœud émetteur ou récepteur ou les deux à la fois, peut causer des erreurs d'estimation des symboles transmis (Figure I-48). Tous ces problèmes contribuent à une mauvaise transmission RF entre les nœuds du réseau.

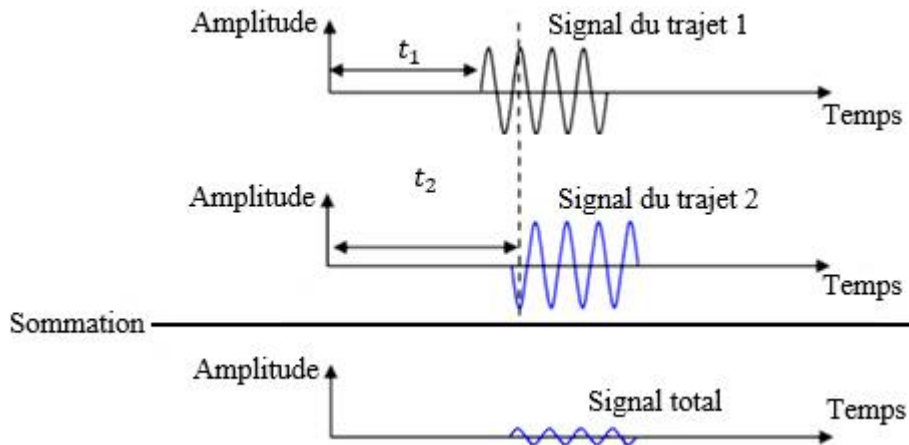


Figure I-47 : Interférence destructive au niveau d'un nœud  $Rx$ .

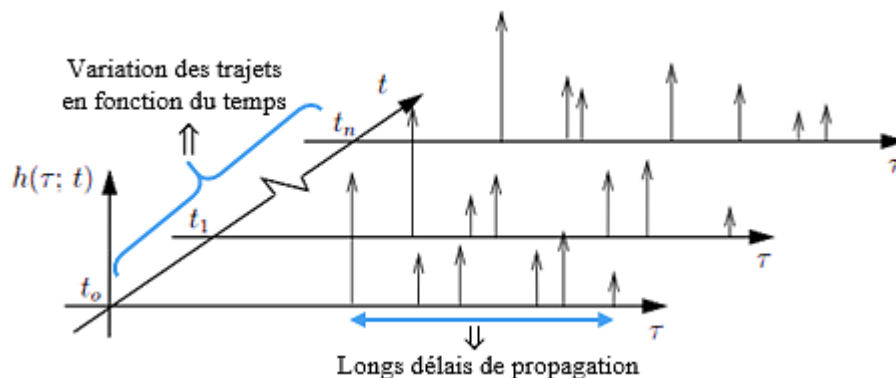


Figure I-48 : Réponse impulsionnelle du canal avec des longs délais et une variation des trajets.

Une bonne transmission RF entre les nœuds du réseau RSN nécessite une modélisation du canal de propagation afin de prédire les caractéristiques de propagations, telles que :

- La puissance du signal reçue à chaque nœud  $Rx$  pour déterminer la puissance de transmission,
- La bande de cohérence de chaque canal, afin de déterminer la période du symbole minimale pour limiter les interférences inter-symbole (IIS),
- Le temps de cohérence de chaque canal, afin de déterminer la période du symbole maximale pour limiter les erreurs d'estimation des symboles transmis (EES).

L'orientation du nœud  $Tx$  par rapport au nœud  $Rx$  ou vice-versa, implique l'orientation des antennes l'une par rapport à l'autre. Cette orientation peut modifier toutes les caractéristiques du canal de propagation prédites, ce qui peut contribuer à nouveau une mauvaise transmission RF entre les nœuds du RSN. Alors, une étude de l'effet de l'orientation de l'antenne utilisée sur les caractéristiques du canal de propagation, est nécessaire afin de déterminer le taux de modification de ces caractéristiques.

## I-6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons entamé la première partie par une présentation des différentes technologies RSN, RFID et WSN. Puis, nous avons rappelé d'une manière succincte la notion des antennes, le concept du rayonnement électromagnétique (EM) à partir des équations de Maxwell, ainsi que les caractéristiques fondamentales d'une antenne. Une définition du canal de propagation RF ainsi que les phénomènes engendrés par les interactions de l'onde avec l'environnement et la modélisation du canal de propagation, ont été exposés dans la troisième partie. A la fin de ce chapitre, les problèmes liés aux antennes et au canal de propagation du réseau RSN, ainsi que les solutions proposées, ont été soulignés.

Dans les prochains chapitres, nous allons concevoir de nouvelles antennes pour le réseau RSN selon la solution proposée. Ensuite, nous modéliserons le canal de propagation où les nœuds du réseau RSN sont déployés.



# Références

---

- [L.1] D. Dobkin, *The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice.*: Newnes, 2008, pp. 8-24.
- [L.2] S. Preradovic and N.C. Karmakar, "RFID Readers - A Review," in *Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE '06. International Conference on, 2006*, pp. 100-103.
- [L.3] S.Z. Mohd Hashim, Mardiyono, N. Anuar, and W.M.N. Wan Kadir, "Comparative analysis on adaptive features for RFID middleware," in *Computer and Communication Engineering, 2008. ICCCE 2008. International Conference on, 2008*, pp. 989-993.
- [L.4] *Protocoles de communication RFID*, [https://fr.wikipedia.org/wiki/Protocoles\\_de\\_communication\\_RFID](https://fr.wikipedia.org/wiki/Protocoles_de_communication_RFID).
- [L.5] *ISO/IEC 18000*, [https://en.wikipedia.org/wiki/ISO/IEC\\_18000](https://en.wikipedia.org/wiki/ISO/IEC_18000).
- [L.6] GS1 EPCglobal, "EPC Radio-Frequency identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for communication at 860MHz-960MHz", Version 1.2.0, 23 October 2008.
- [L.7] Par Syed A. Ahson, Mohammad Ilyas, "RFID Handbook: Applications, Technology, Security, and Privacy", CRC Press, 18 mar. 2008.
- [L.8] GS1 EPCglobal, "Regulatory status for using RFID in the EPC Gen2 (860 to 960 MHz) band of the UHF spectrum", 30 November 2016.
- [L.9] CAYIRCI, E. (2004). "Wireless sensor networks". In : D. Katsaros et al. (éd), *Wireless information highways* (pp. 273-301). Hershey : Idea group inc.
- [L.10] Gruia Călinescu, *Sutep Tongngam Relay Nodes in Wireless Sensor Networks*, Third International Conference, WASA 2008, Dallas, TX, USA, October 26-28, 2008.
- [L.11] J. Cecilio and P. Furtado, "Wireless Sensor Networks: Concepts and Components," in *Wireless Sensors in Heterogeneous Networked Systems*, Cham: Springer International Publishing, 2014, pp. 5–25.
- [L.12] P. Levis, S. Madden, J. Polastre, R. Szewczyk, K. Whitehouse, A. Woo, D. Gay, J. Hill, M. Welsh, E. Brewer, and D. Culler. *Ambient Intelligence*, chapter *TinyOS: An Operating System for Sensor Networks*, pages 115–148. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2005. 14.
- [L.13] A. Dunkels, B. Gronvall, and T. Voigt. *Contiki - a lightweight and flexible operating system for tiny networked sensors*. In *Local Computer Networks, 2004. 29th Annual IEEE International Conference on*, pages 455–462, Nov 2004. xv, 14, 16.
- [L.14] Q. Huang and Y. Zhang, "Radial coordination for convergecast in wireless sensor networks," in *Local Computer Networks, 2004. 29th Annual IEEE International Conference on, 2004*, pp. 542–549.
- [L.15] J. Cecilio and P. Furtado, "Wireless Sensor Networks: Concepts and Components," in *Wireless Sensors in Heterogeneous Networked Systems*, Cham: Springer International Publishing, 2014, pp. 5–25.
- [L.16] *Groupe IEEE 802.15* <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.15.html>.
- [L.17] *Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 'IEEE Std. 802.15.4-2003. Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), 'IEEE Press, October 1,2003.*
- [L.18] *Communications numériques sans fil pour les objets connectés*, [http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/ISS\\_Communications\\_Numeriques\\_2015-16.pdf](http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/ISS_Communications_Numeriques_2015-16.pdf)
- [L.19] A. W. Nagpurkar and S. K. Jaiswal, "An overview of WSN and RFID network integration," in *Electronics and Communication Systems (ICECS), 2015 2nd International Conference on, 2015*, pp. 497–502.
- [L.20] Al-Turjman FM, Al-Fagih AE, Hassanein HS, "A novel cost-effective architecture and deployment strategy for integrated RFID and WSN systems," *Int. Conf. Comput. Netw. Commun.*, 2012.
- [L.21] Li Wang ; Li Da Xu ; Zhuming Bi ; Yingcheng Xu, "Data Cleaning for RFID and WSN Integration," *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 10, no. 1, pp. 408–418, Feb. 2014.
- [L.22] B. Zhang, K. Hu, and Y. Zhu, "Network architecture and energy analysis of the integration of RFID and wireless sensor network," in *Control and Decision Conference (CCDC), 2010 Chinese, 2010*, pp. 1379–1382.
- [L.23] A. Mitrokotsa and C. Douligeris, "Integrated RFID and sensor networks: architectures and applications," *RFID Sens. Netw. Archit. Protoc. Secur. Integr.*, vol. 512, 2009.
- [L.24] C. Wang, D. George, and P. R. Green, "Development of plough-able RFID sensor network systems for precision agriculture," in *Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet), 2014 IEEE Topical Conference on, 2014*, pp. 64–66.
- [L.25] L. Zhang and Z. Wang, "Integration of RFID into wireless sensor networks: architectures, opportunities and challenging problems," in *Grid and Cooperative Computing Workshops, 2006. GCCW'06. Fifth International Conference on, 2006*, pp. 463–469.
- [L.26] P. Y. Chen, W. T. Chen, C. H. Wu, Y. C. Tseng and C. F. Huang, *A group tour guide system with RFIDs and wireless sensor networks, IPSN'07, (2007) 561–562.*
- [L.27] *ISO/IEC CD 24753.2 standard draft, Information technology "Radio frequency identification (RFID) for item management" Application protocol: encoding and processing rules for sensors and batteries, Date: 2009–03–31.*

- [I.28] IEEE P1451.7 / D.07, Draft Standard for Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators — Transducers to Radio Frequency Identification (RFID) Systems Communication Protocols and Transducer Electronic Data Sheet Formats, Date: January 2009.
- [I.29] Tamer Bécherrawy, “Electromagnétisme : Equations de Maxwell, propagation et émission,” Lavoisier, 1 mar. 2012.
- [I.30] Alexandre Boyer, “ANTENNES,” Support de cours, Institut national des sciences appliquées de Toulouse, Octobre 2011.
- [I.31] Dominic Grenier, “Antennes et Propagation radio,” Université Laval Québec Canada, 2015.
- [I.32] K.A.Bakshi A.P.Godse U.A.Bakshi, “Antenna And Wave Propagation,” Technical Publications, 1 jan. 2008.
- [I.33] S. R. Best, “A study of the performance properties of small antennas,” *Antenna Appl. Sym*, pp. 193–219, 2007.
- [I.34] R. L Yadava, “Antenna and Wave Propagation,” PHI Learning Pvt. Ltd., 2011.
- [I.35] VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), *Antenna-Theory.com* <http://www.antenna-theory.com/definitions/vswr.php>.
- [I.36] A.R Harish, M. Sachidananda, “Antennas and Wave Propagation,” Oxford University Press, 2007.
- [I.37] Odile Picon, Laurent Cirio, Christian Ripoll, Geneviève Baudoin, Jean-François Bercher, Martine Villegas, “Les antennes : Théorie, conception et applications,” Dunod, 9 sept. 2009.
- [I.38] Alain Fromentel and Isabelle Sirot, “Canaux de transmission II : propagation en espace libre et antennes,” *EFRIE*, Année 2008-09.
- [I.39] Dominic Grenier, “Antennes et Propagation radio,” Université Laval Québec Canada, 2017.
- [I.40] S. Y. Wang, P.F. Wang, Y. W. Li, and L.C. Lau, “Design and Implementation of a more Realistic Radio Propagation Model for Wireless Vehicular Networks over the NCTUns Network Simulator,” *IEEE WCNC (Wireless Communications and Networking Conference)*, March 28 - 31, 2011, Cancun, Mexico.
- [I.41] Y. Wang, W. Lu, and H. Zhu, “Experimental study on indoor channel model for wireless sensor networks and internet of things,” in *Communication Technology (ICCT), 2010 12th IEEE International Conference on*, 2010, pp. 624–627.
- [I.42] P. A. BELLO, “Characterization of randomly time-variant linear channels,” *IEEE Transactions on Communication Systems*, vol. 11, pages 360–393, décembre 1963.
- [I.43] Power delay profile, <http://www.gaussianwaves.com/2014/07/power-delay-profile/>.
- [I.44] Q. T. Zhang, and S. H. Song, “Exact Expression for the Coherence Bandwidth of Rayleigh Fading Channels,” *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, VOL. 55, NO. 7, JULY 2007.
- [I.45] T.S. Rappaport, “Wireless Communication: Principales & practice,” Prentice-Hall, Englewood Cliffs (NJ), 2002.
- [I.46] Ahmed, Bannour, Abdul Matin, Mohammad, “Coding for MIMO-OFDM in Future Wireless Systems (Chapter 2 Wireless Channels),” Springer, 2015.
- [I.47] R.-C. Hua and T.-G. Ma, “A Printed Dipole Antenna for Ultra High Frequency (UHF) Radio Frequency Identification (RFID) Handheld Reader,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 12, pp. 3742–3745, Dec. 2007.
- [I.48] Y. Choi, U. Kim, J. Kim, and J. Choi, “Design of modified folded dipole antenna for UHF RFID tag,” *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 8, pp. 387–389, 2009.
- [I.49] R. C. Hadarig, M. E. de Cos, and F. Las-Heras, “UHF Dipole-AMC Combination for RFID Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1041–1044, 2013.
- [I.50] P. Kopyt et al., “Graphene-Based Dipole Antenna for a UHF RFID Tag,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2862–2868, Jul. 2016.
- [I.51] Ting Zhang, RongLin Li, GuiPing Jin, Gang Wei, and M. M. Tentzeris, “A Novel Multiband Planar Antenna for GSM/UMTS/LTE/Zigbee/RFID Mobile Devices,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 11, pp. 4209–4214, Nov. 2011.
- [I.52] A. E. Abdulhadi and R. Abhari, “Design and experimental evaluation of miniaturized monopole UHF RFID tag antennas,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 248–251, 2012.
- [I.53] M.-T. Zhang, Y.-C. Jiao, and F.-S. Zhang, “Dual-band CPW-fed folded-slot monopole antenna for RFID application,” *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 21, pp. 1193–1194, 2006.
- [I.54] Hsien-Wen Liu, Chang-Fa Yang, and Chia-Hao Ku, “Novel Miniature Monopole Tag Antenna for UHF RFID Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 363–366, 2010.
- [I.55] Y. Huang, W. He, W. Sun, and J. Xu, “A Multiple Antenna System for RFID Access Control Management.” *PIERS Proceedings*, Xi’an, China, March 22–26, 2010.
- [I.56] Symbol Technologies Inc, “Two RF inputs makes a better RFID tag,” [http://www.symbol.com/category.php?fileName=AB-26\\_2\\_inputs-better\\_rfid\\_tag.xml](http://www.symbol.com/category.php?fileName=AB-26_2_inputs-better_rfid_tag.xml).
- [I.57] Kyohei Fujimoto, Hisashi Morishita, *Modern Small Antennas*. Cambridge University Press, 2014.

## Conception et Développement d'une Nouvelle Antenne Cubique 3D

### Sommaire :

---

<b>II-1 INTRODUCTION .....</b>	<b>43</b>
<b>II-2 CONCEPTION D'UNE NOUVELLE ANTENNE CUBIQUE 3D.....</b>	<b>44</b>
<i>II-2-1 Antenne dipôle demi-onde planaire.....</i>	<i>44</i>
II-2-1-1 Structure géométrique .....	44
II-2-1-2 Diagramme de rayonnement .....	44
II-2-1-3 Travail antécédent.....	47
<i>II-2-2 Conception de l'antenne cubique 3D envisagée .....</i>	<i>47</i>
II-2-2-1 Rayonnement quasi-isotrope comme objectif .....	47
II-2-2-2 Forme et dimensionnement géométrique de l'antenne .....	49
II-2-2-3 Adaptation d'impédance de l'antenne .....	51
II-2-2-4 Changement des dimensions géométriques .....	53
II-2-2-5 Taille électrique de l'antenne .....	56
<b>II-3 EFFET DE LA PRESENCE DES CIRCUITS INTEGRES SUR LES CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE .....</b>	<b>58</b>
<i>II-3-1 Emplacement de la boucle .....</i>	<i>59</i>
<i>II-3-2 Insertion des circuits intégrés à l'intérieur de l'antenne .....</i>	<i>60</i>
<i>II-3-3 Analyse des résultats .....</i>	<i>61</i>
<b>II-4 MINIATURISATION DE L'ANTENNE CUBIQUE 3D .....</b>	<b>62</b>
<i>II-4-1 Miniaturisation par réduction des angles de jonctions.....</i>	<i>63</i>
II-4-1-1 Technique d'adaptation T-match .....	63
II-4-1-2 Réduction partielle des angles de jonctions .....	64
II-4-1-3 Réduction totale des angles de jonctions.....	66
<i>II-4-2 Miniaturisation par changement de la structure d'antenne.....</i>	<i>68</i>
<i>II-4-3 Miniaturisation par augmentation des segments au niveau des faces verticales .....</i>	<i>70</i>
<i>II-4-4 Résultats de la miniaturisation finale .....</i>	<i>71</i>
<b>II-5 CONCLUSION .....</b>	<b>75</b>
<b>REFERENCES.....</b>	<b>76</b>

---

## II-1 Introduction

L'histoire de la conception des antennes remonte à la compréhension de l'électromagnétisme et à la formulation des équations du Maxwell. Jusqu'à maintenant, les antennes continuent à se développer toujours dans le cadre d'optimiser leurs performances ou de créer des nouveaux modèles innovants.

Le domaine de la conception des antennes a besoin de méthodes d'analyse capables de prédire leurs caractéristiques électriques et de rayonnement. Les méthodes d'analyse les plus utilisées sont les méthodes analytiques et les méthodes numériques. Les méthodes analytiques ne sont accessibles que dans le cas d'une simple et classique antenne. Par contre, les méthodes numériques offrent des résultats quasi-exactes quelle que soit la complexité de la structure d'antennes, mais elles sont souvent exigeantes en temps de calcul et en espace mémoire [II.1].

Le développement rapide de la technologie des antennes est dû grâce à l'utilisation des simulateurs électromagnétiques basés sur les méthodes numériques. L'utilisation des simulateurs remonte aux années 1960 [II.2], au cours du temps, plusieurs simulateurs EM ont été développés par des équipes spécialisées et chaque simulateur utilise une méthode numérique.

Les méthodes numériques utilisées peuvent être classées en quatre catégories : la méthode des éléments finis (**FEM**), la méthode des différences finies (**FDTD**), la méthode des moments (**MoM**) et la méthode d'intégration finie (**FIT**). Ces méthodes fournissent des solutions approchées en résolvant numériquement les équations de Maxwell, sous forme différentielle ou intégrale dans le domaine fréquentiel ou temporel, à l'aide d'une discrétisation complète du domaine de travail [II.3].

Ce chapitre a pour but de surmonter les problèmes liés aux antennes du réseau RSN par la conception d'une antenne qui est électriquement petite et qui possède la capacité de rayonner dans toutes les directions de l'espace (rayonnement quasi-isotrope). Alors, nous avons opté pour une structure 3D sous forme cubique. Ainsi, nous avons utilisé des simulateurs numériques qui s'appuient sur un maillage 3D pour sa conception.

L'utilisation au moins de deux simulateurs de différentes méthodes numériques est conseillée pour valider les résultats obtenus [II.4 - II.5]. Nous avons choisi deux simulateurs à rôle différent, à savoir :

- Le simulateur HFSS [II.6] basé sur la méthode FEM, pour étudier les paramètres géométriques de l'antenne afin d'étudier l'effet de chacun et déterminer sa valeur optimale,
- Le simulateur CST Microwave Studio [II.7] basé sur la méthode FIT, pour valider les résultats finaux obtenus par le simulateur HFSS.

Ce chapitre est organisé en trois parties : la première présente la conception d'une nouvelle antenne cubique 3D qui a la capacité de loger les composants électroniques à son intérieur. Dans la seconde, une étude de l'effet des circuits intégrés sur les caractéristiques de l'antenne a été élaborée. La dernière partie a été consacrée à la miniaturisation de l'antenne.

## II-2 Conception d'une nouvelle antenne cubique 3D

Avant de présenter notre conception, il sera bénéfique de commencer par une antenne demi-longueur d'onde planaire qui est l'antenne de base de toutes les conceptions d'antennes 3D.

### II-2-1 Antenne dipôle demi-onde planaire

#### II-2-1-1 Structure géométrique

Un dipôle demi-onde planaire est une antenne formée par deux conducteurs de largeur  $w$  très petite et de longueur totale  $L$  égale à une demi-longueur d'onde ( $L = \lambda/2$ ). Ces deux conducteurs sont imprimés sur la surface d'un substrat qui est considéré comme support de l'antenne (Figure II-1).

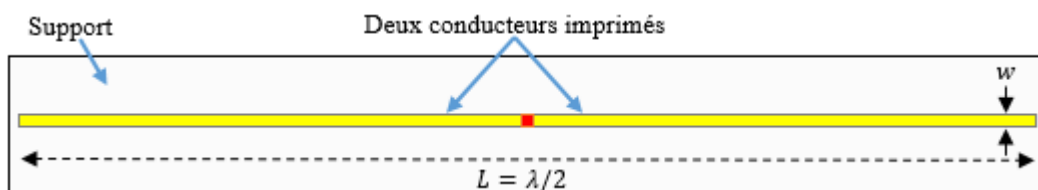


Figure II-1 : Antenne dipôle demi-onde planaire.

#### II-2-1-2 Diagramme de rayonnement

Le modèle analytique de ce dipôle planaire est similaire au modèle du dipôle filaire demi-onde en raison de son rayon effectif<sup>6</sup>  $r_{eff} = w/4$  qui est inférieur à  $\lambda/200$  [II.8]. Pour calculer le champ  $\vec{E}$  rayonné par ce dipôle, nous considérons le dipôle comme une succession d'antennes élémentaires mises bout à bout. La figure II-2 présente le dipôle avec une antenne élémentaire de longueur  $dz'$ .

<sup>6</sup> Les antennes dipôles non cylindriques (planaire) sont approximées en tant que dipôles cylindres (filaires) par le rayon effectif ( $r_{eff} = w/4$ , où  $w$  est la largeur du dipôle planaire).

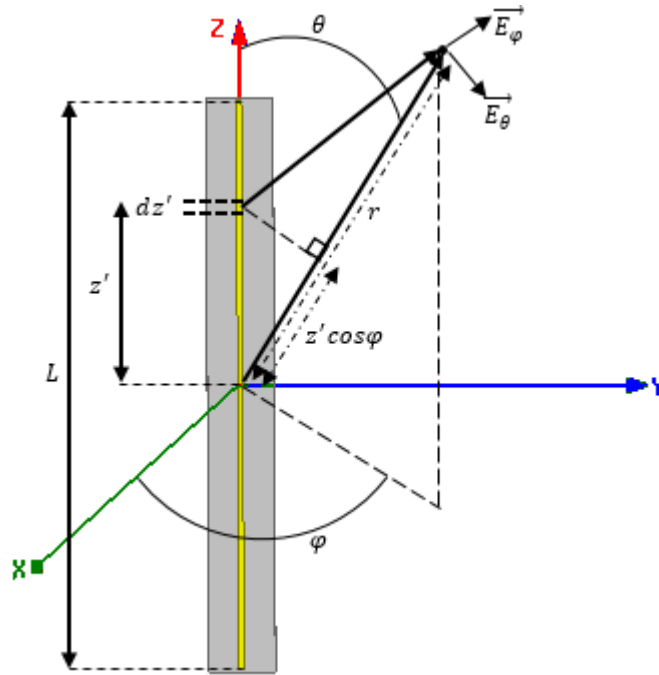


Figure II-2 : Géométrie du dipôle avec une antenne élémentaire de longueur  $dz'$ .

La distribution du courant dans le dipôle est sinusoïdale. Ce qui implique que le courant dans chaque dipôle élémentaire a une valeur différente aux autres. La valeur du courant à la position  $z'$  est donnée par :

$$I(z') = I_m \sin\left(k\left(\frac{L}{2} - |z'|\right)\right) \quad (\text{Equation II - 1})$$

Avec :  $I_m$  est l'amplitude maximale du courant et  $k = 2\pi/\lambda$  est le nombre d'onde.

En utilisant le principe de superposition des antennes élémentaires, le champ rayonné par le dipôle correspond à l'intégrale des champs produits par les dipôles élémentaires dans la région de Fraunhofer (champ lointain) [II.9] :

$$\vec{E} = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} dE_\theta \vec{u}_\theta = j\omega\mu_0 \sin\theta \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z') \frac{e^{-jk(r-z'\cos\theta)}}{4\pi r} dz' \vec{u}_\theta \quad (\text{Equation II - 2})$$

$$\vec{E} = j\omega\mu_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z') e^{jkz'\cos\theta} dz' \vec{u}_\theta \quad (\text{Equation II - 3})$$

$$\vec{E} \cong j\omega\mu_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta 2I_m \left( \frac{\cos\left(k\frac{L}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(k\frac{L}{2}\right)}{k \sin^2\theta} \right) \vec{u}_\theta \quad (\text{Equation II - 4})$$

Après plusieurs simplifications, le champ devient :

$$\vec{E} \cong j\eta_0 \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} I_m \left( \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \right) \vec{u}_\theta \quad (\text{Equation II - 5})$$

Avec :  $\eta_0$  est l'impédance intrinsèque du vide.

D'après l'équation II-5, la fonction caractéristique du dipôle est exprimée par :

$$F_n = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (\text{Equation II - 6})$$

A partir de cette fonction, nous pouvons tracer le diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle en 3D en utilisant le logiciel Matlab (Figure II-3).

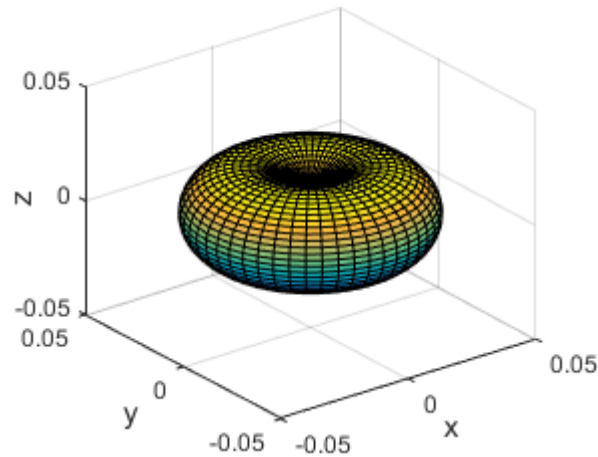


Figure II-3 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle en 3D obtenu par Matlab.

Après conception et simulation de l'antenne dipôle par le simulateur HFSS, la figure II-4 représente le diagramme de rayonnement en 3D.

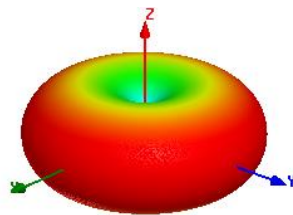


Figure II-4 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle en 3D obtenu par HFSS.

Les deux diagrammes de rayonnement obtenus sont identiques de forme torique (ou beignet) avec des zéros au niveau de l'axe du dipôle ( $OZ$ ). Le diagramme de rayonnement du dipôle ne couvre pas toutes les directions de l'espace. Cela est dû à la distribution linéaire du courant le long des bras du dipôle, comme le montre la figure II-5.

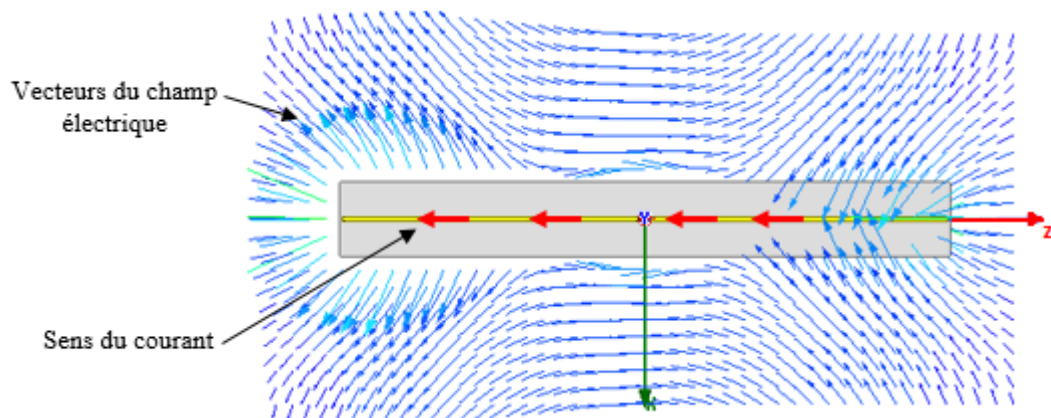


Figure II-5 : Distribution du champ  $\vec{E}$  en fonction du sens du courant le long des bras du dipôle.

Pour obtenir un rayonnement dans toutes les directions de l'espace (quasi-isotrope), il est nécessaire de modifier la distribution du courant le long des bras du dipôle, ce qui est difficile par une structure planaire (2D). Il faut alors penser à une structure 3D, d'où l'idée des auteurs de la publication [II.10] d'utiliser la forme cubique.

### II-2-1-3 Travail antécédent

C. M. Kruesi et autres [II.10], sont basés sur deux dipôles à ligne méandres<sup>7</sup> orthogonaux entre eux formant un cube (Figure II-6 (a)), afin d'obtenir une antenne cubique produisant un diagramme de rayonnement quasi-isotrope par la combinaison des deux diagrammes de rayonnement des deux dipôles (Figure II-6 (b)). Le premier dipôle possède une configuration T-match avec une fente d'alimentation, par contre le deuxième dipôle est alimenté par couplage inductif. La configuration T-match a pour but d'adapter l'impédance d'entrée de l'antenne cubique à l'impédance  $50\Omega$ . Le substrat utilisé comme support est de type polymère cristal-liquide<sup>8</sup> (LCP) de permittivité relative  $\epsilon_r = 3$  et de tangente de perte  $\tan \delta = 0.002$ .

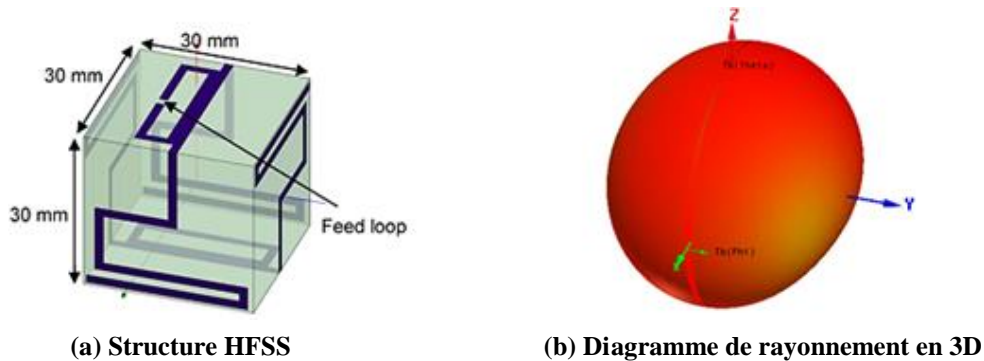


Figure II-6 : Antenne cubique 3D conçue par [II.10].

Après simulation et fabrication de l'antenne, les auteurs ont montré que l'antenne fonctionne à la fréquence  $915\text{MHz}$  et produit un rayonnement quasi-isotrope avec un gain maximal de  $0.53\text{dBi}$  et une efficacité de 75%.

Dans le but de minimiser le coût et d'améliorer les performances de ce type d'antenne, nous proposons de concevoir une nouvelle antenne cubique 3D basée sur un seul dipôle et qui possède un rayonnement quasi-isotrope avec un fort gain maximal, une efficacité plus élevée et qui fonctionne à la même fréquence ( $915\text{MHz}$ ) avec la même impédance d'entrée ( $\sim 50\Omega$ ).

## II-2-2 Conception de l'antenne cubique 3D envisagée

### II-2-2-1 Rayonnement quasi-isotrope comme objectif

Nous pensons à utiliser quatre courts dipôles, comme le montre la figure II-7 (a), les deux premiers sont imprimés sur les deux faces horizontales du cube et les deux restants sont imprimés sur les quatre faces verticales tels que, chaque bras est imprimé sur une face. Cela permet d'obtenir un

<sup>7</sup> La forme méandre des bras permet seulement de réduire la longueur du dipôle

<sup>8</sup> Un cristal-liquide est un état de la matière qui combine des propriétés d'un liquide et celles d'un cristal.



rayonnement dans tout l'espace par combinaison des diagrammes de rayonnement de chaque dipôle, comme le représente la figure II-7 (b).

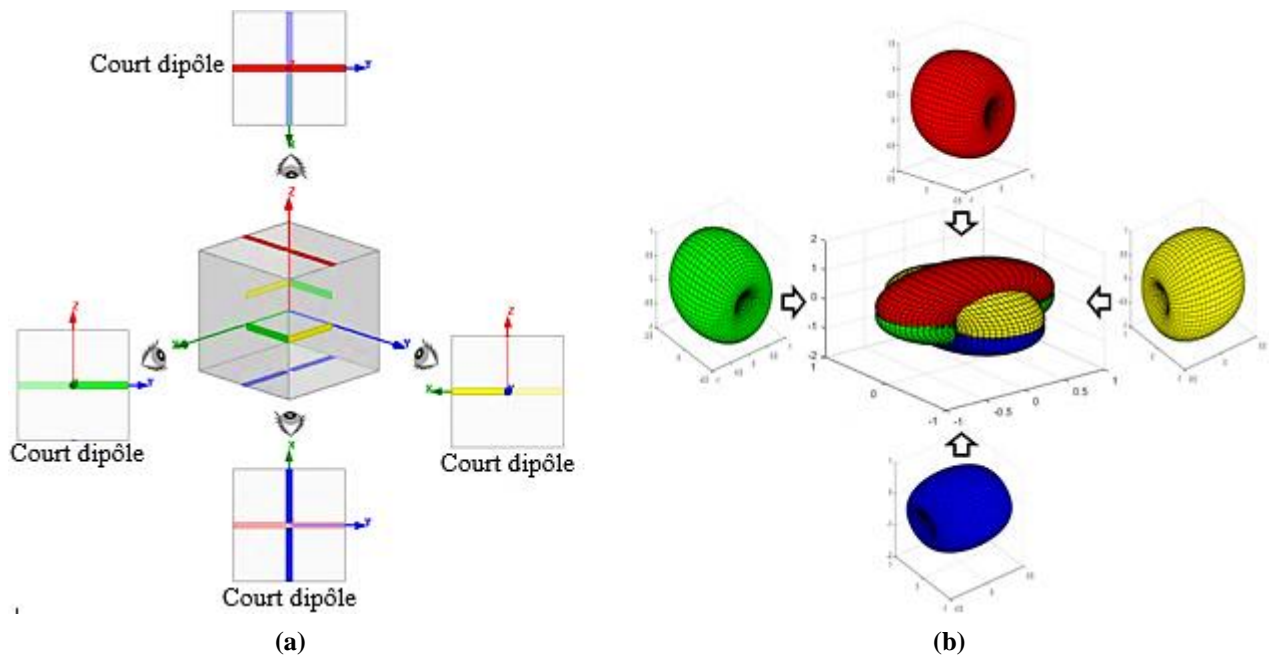


Figure II-7 : (a) Quatre courts dipôles et (b) Combinaison des diagrammes de rayonnement.

En ce qui concerne l'alimentation de ces dipôles, le premier dipôle possède un port d'alimentation (Figure II-8 (a)), qui via une ligne de transmission alimente le second (Figure II-8 (b)) qui à son tour alimente directement le troisième (Figure II-8 (c)), ce dernier alimente le quatrième par une autre ligne de transmission (Figure II-8 (d)). La forme globale est une nouvelle antenne cubique 3D composée d'un seul dipôle enroulé sur toutes les faces de substrat cubique (Figure II-9).

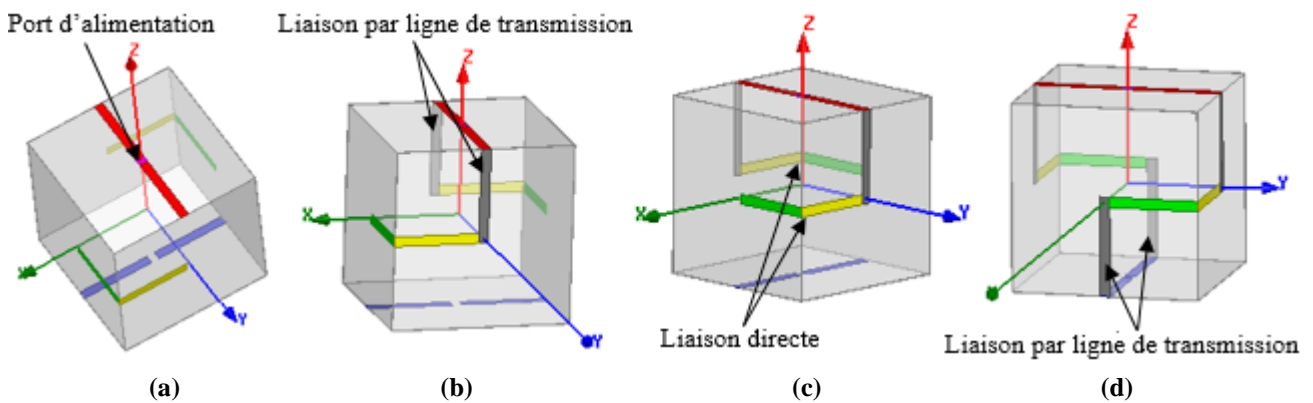


Figure II-8 : Liaison entre les courts dipôles.

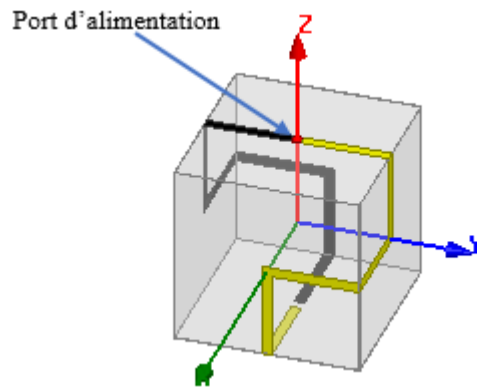


Figure II-9 : Forme globale de l'antenne cubique 3D.

La façon de concevoir cette antenne ainsi que ses caractéristiques électriques et de rayonnement seront présentées dans les sections suivantes.

### II-2-2-2 Forme et dimensionnement géométrique de l'antenne

Pour concevoir l'antenne cubique 3D, nous commençons par une antenne dipôle demi-onde plane (Figure II-10) avec une largeur  $w = 0.15\text{cm}$  et une longueur totale de  $L = 16.39\text{cm}$  qui correspond à  $\lambda/2$  à la fréquence  $915\text{MHz}$ .

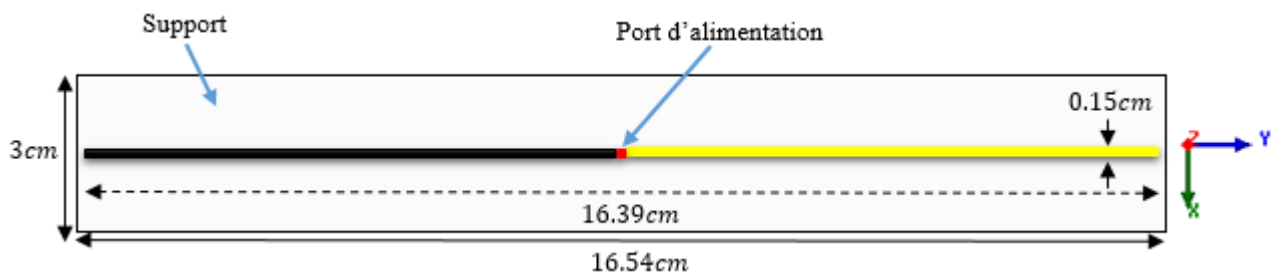
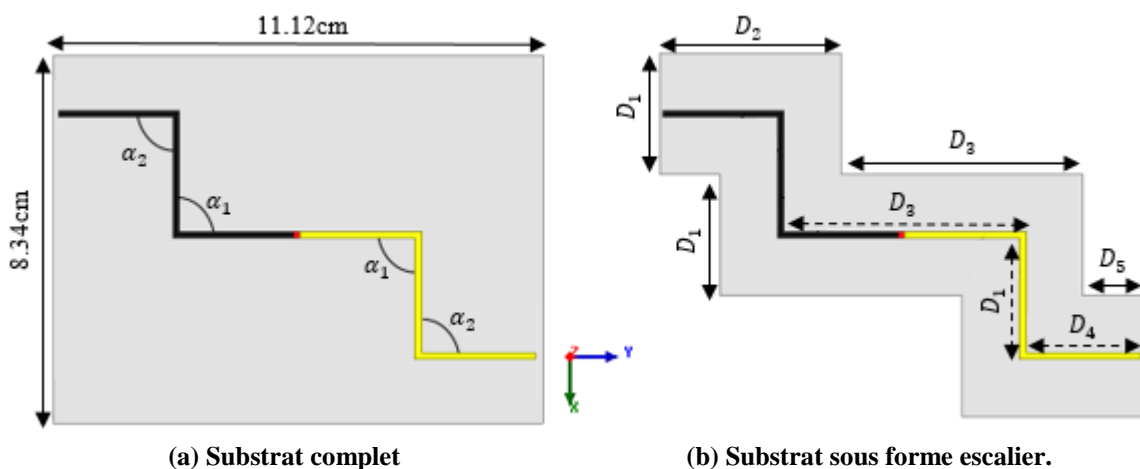


Figure II-10 : Structure de l'antenne dipôle plane.

Par la suite, nous transformons le dipôle plane en un dipôle sous forme de marches d'escalier avec substrat, comme le montre la figure II-11.



(a) Substrat complet

(b) Substrat sous forme escalier.

Figure II-11 : Structure du dipôle sous forme d'escalier.

Le substrat utilisé comme support de l'antenne est le polymère cristal-liquide (LCP) de  $2mil$  ( $50.8 \mu m$ ) d'épaisseur. Ce substrat a été choisi pour son faible coût ( $\sim 5\$/ft^2$  pour  $2mil$  d'épaisseur ( $1ft^2 = 929.03cm^2$ )) et ses excellentes propriétés :

- Mécanique : souple et flexible,
- Chimique : non inflammable avec une absorption d'eau inférieure à 0,04%,
- Electrique : permittivité relative ( $\epsilon_r = 3$ ) et tangente de perte ( $\tan \delta = 0.0002$ ) faible et stable jusqu'à  $35GHz$  [II.11 - II.15].

En raison de la flexibilité du substrat, la structure cubique peut être maintenant conçue en pliant simplement la structure de la figure II-11 (b), comme le montre la figure suivante.

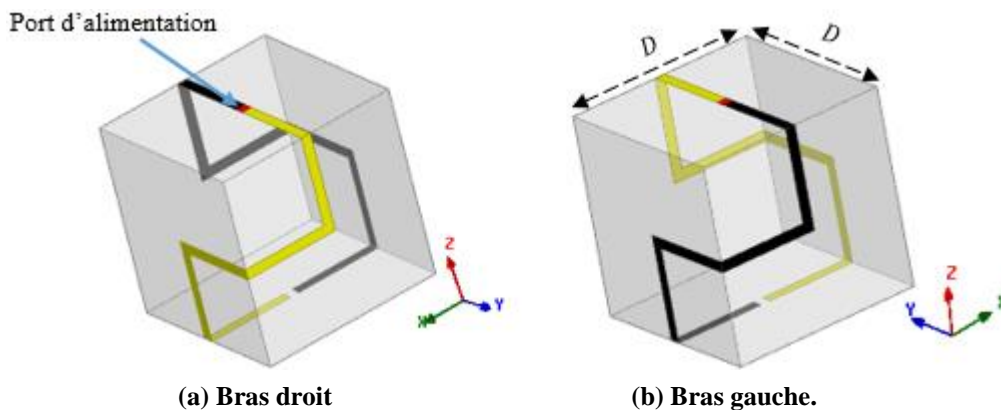


Figure II-12 : Structure de l'antenne cubique 3D.

Les dimensions de chaque structure sont illustrées dans le tableau II-1.

Paramètres	$\alpha_1 [^\circ]$	$\alpha_2 [^\circ]$	$D [cm]$	$D_1 [cm]$	$D_2 [cm]$	$D_3 [cm]$	$D_4 [cm]$	$D_5 [cm]$
Valeurs	90	90	2.78	2.78	4.17	5.56	2.63	1.39

Tableau II-1 : Dimensions des structures d'antennes.

Après conception et simulation de l'antenne cubique 3D par le simulateur HFSS, nous avons trouvé les résultats du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et l'impédance d'entrée  $Z_a$  en fonction de la fréquence comme l'illustre la figure suivante.

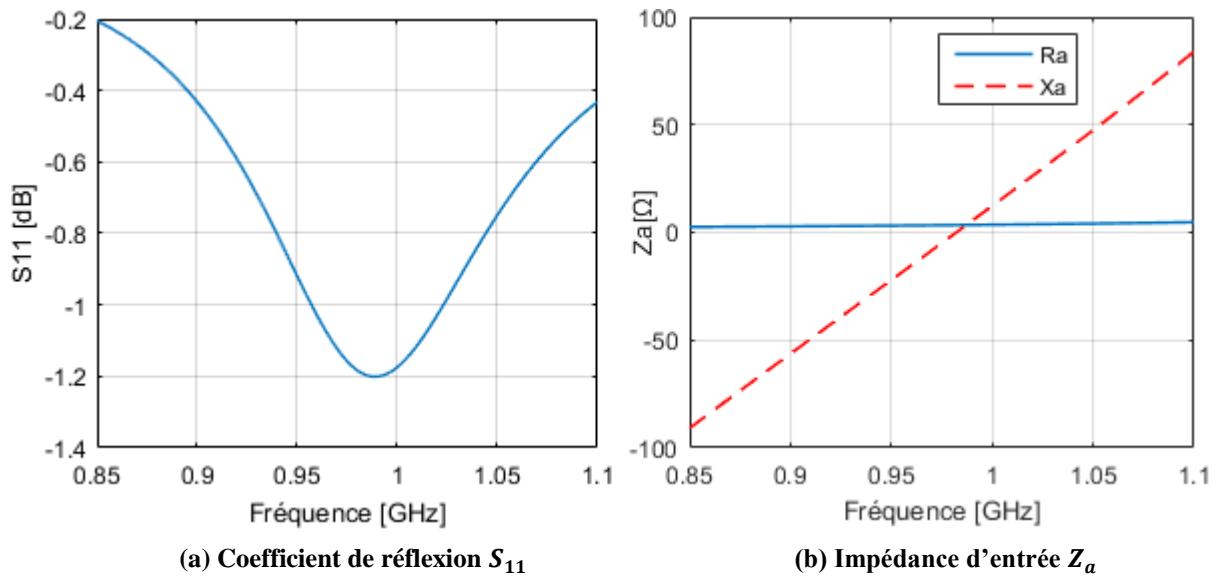


Figure II-13 : Caractéristiques électriques de l'antenne cubique 3D.

Nous pouvons constater que le coefficient  $S_{11}$  atteint un minimum de  $-1.2dB$  à la fréquence  $988.9MHz$  avec une impédance d'entrée  $Z_a = 3.48 + j4.64$ , ce qui montre que l'antenne est mal adaptée à l'impédance du générateur  $Z_g (50\Omega)$ .

Par conséquent, il faut adapter l'impédance de l'antenne soit par l'ajout d'un circuit d'adaptation ou par l'insertion d'une structure d'adaptation au niveau de l'antenne.

### II-2-2-3 Adaptation d'impédance de l'antenne

Pour obtenir un dispositif à faible coût, nous avons choisi la technique d'adaptation par boucle à couplage inductif. Cette technique est basée sur l'insertion d'une boucle à proximité de l'élément rayonnant reliées directement au port d'alimentation, comme le représente la figure II-14.

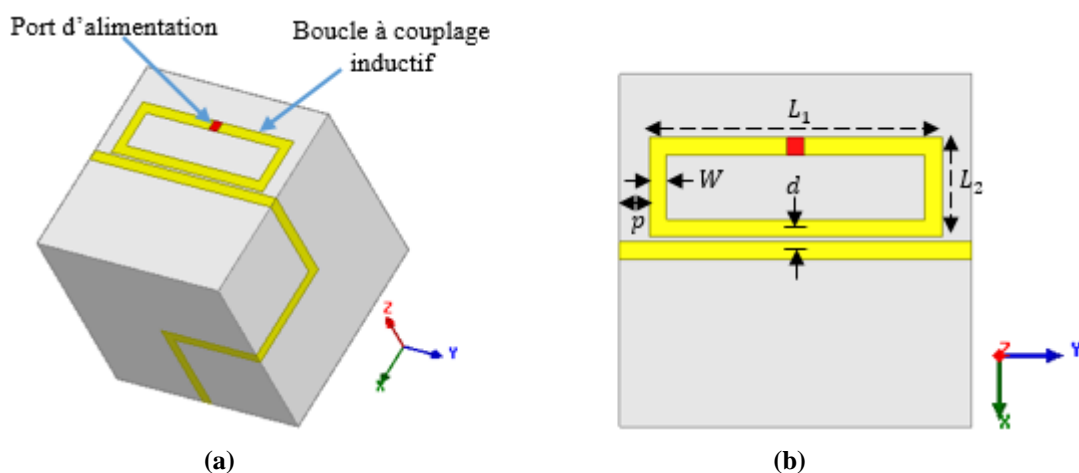


Figure II-14 : (a) Structure de l'antenne cubique adaptée par boucle (b) Paramètres géométriques de la boucle.

Le couplage inductif est modélisé par un transformateur (Figure II-15).

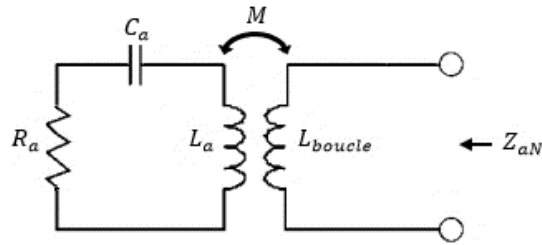


Figure II-15 : Circuit équivalent de l'adaptation par boucle inductive.

La nouvelle impédance d'entrée  $Z_{aN}$  de l'antenne vue depuis les bornes de la boucle, est exprimée par [II.16] :

$$Z_{aN} = Z_{boucle} + \frac{(2\pi f M)^2}{Z_a} \quad (\text{Equation II - 7})$$

Avec :  $Z_{boucle} = j2\pi f L_{boucle}$  est l'impédance de l'inductance et  $M$  est le couplage mutuel.

L'inductance de la boucle  $L_{boucle}$  en  $nH$  peut être exprimée en termes de dimensions de la boucle  $L_1$ ,  $L_2$  et  $W$  en  $cm$  par la formule analytique suivante [II.17] :

$$L_{boucle} = 4 \left[ L_1 \ln \left( \frac{2A}{\frac{W}{2}(L_1 + B)} \right) + L_2 \ln \left( \frac{2A}{\frac{W}{2}(L_2 + B)} \right) + 2 \left( \frac{W}{2} + B - (L_1 + L_2) \right) \right] \quad (\text{Equation II - 8})$$

Avec :  $A = L_1 \times L_2$  et  $B = \sqrt{L_1^2 + L_2^2}$

Le couplage mutuel  $M$  en  $nH$  peut être exprimé en fonction de la longueur  $L_1$  et la distance  $p$  en  $cm$  par la formule analytique suivante [II.17] :

$$M = M_{L_1+p} - M_p \quad (\text{Equation II - 9})$$

$$M = 2(L_1 + p)F_{L_1+p} - 2(L_1 + p)F_p \quad (\text{Equation II - 10})$$

Avec :  $F_{L_1+p}$  et  $F_p$  sont les paramètres du couplage mutuel, ils sont exprimés en fonction de la distance moyenne géométrique  $d$  par :

$$F_{L_1+p} = \ln \left( \left( \frac{L_1 + p}{d} \right) + \sqrt{1 + \left( \frac{L_1 + p}{d} \right)^2} \right) - \sqrt{1 + \left( \frac{L_1 + p}{d} \right)^2} + \left( \frac{d}{L_1 + p} \right) \quad (\text{Equation II - 11})$$

$$F_p = \ln \left( \left( \frac{p}{d} \right) + \sqrt{1 + \left( \frac{p}{d} \right)^2} \right) - \sqrt{1 + \left( \frac{p}{d} \right)^2} + \left( \frac{d}{p} \right) \quad (\text{Equation II - 12})$$

A cause de l'absence des paramètres électriques du substrat dans les équations ci-dessus, une optimisation des dimensions de la boucle est nécessaire. Cette optimisation consiste à diminuer ou augmenter les dimensions sur le simulateur HFSS jusqu'à l'obtention d'une bonne adaptation.

Les dimensions de la boucle optimisées sont illustrées dans le tableau II-2.

Paramètres	$L_1$	$L_2$	$W$	$d$	$p$
Valeurs [cm]	2.28	0.85	0.15	0.2	0.25

Tableau II-2 : Dimensions de la boucle inductive.

Après simulation par le simulateur HFSS en présence de la boucle, nous constatons que l'antenne résonne à la fréquence 995.7MHz avec un  $S_{11}$  minimal de  $-30.49dB$ , comme le montre la figure II-16.

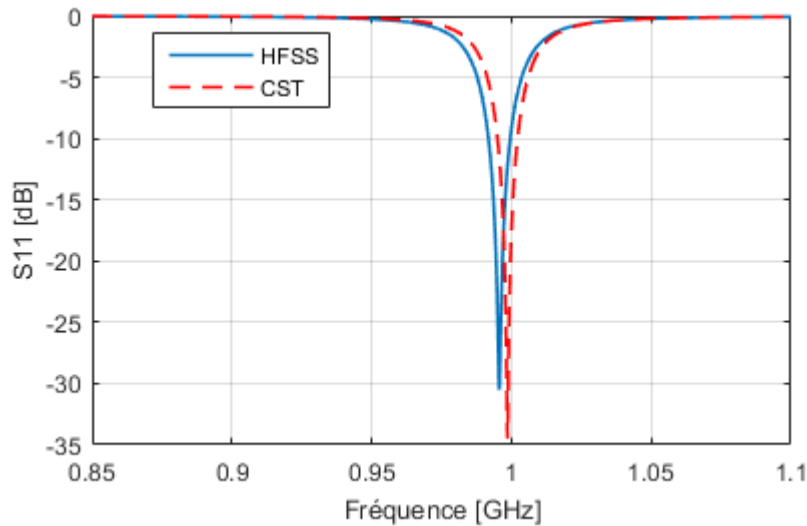


Figure II-16 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne cubique 3D adaptée par boucle.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à  $-10dB$  ce qui implique que l'antenne est bien adaptée à l'impédance désirée ( $50\Omega$ ), mais la fréquence de résonance n'appartient plus à la bande de fréquences UHF [902 – 928 MHz]. Ces résultats ont été bien vérifiés par le simulateur CST (Figure II-16). Pour que l'antenne fonctionne à cette bande de fréquences, il suffit d'augmenter les dimensions de l'antenne.

#### II-2-2-4 Changement des dimensions géométriques

Nous modifions la longueur totale du dipôle ainsi que la taille de l'antenne pour que la forme de l'antenne reste la même (Figure II-17). Les nouvelles dimensions de l'antenne cubique 3D sont listées dans le tableau II-3.

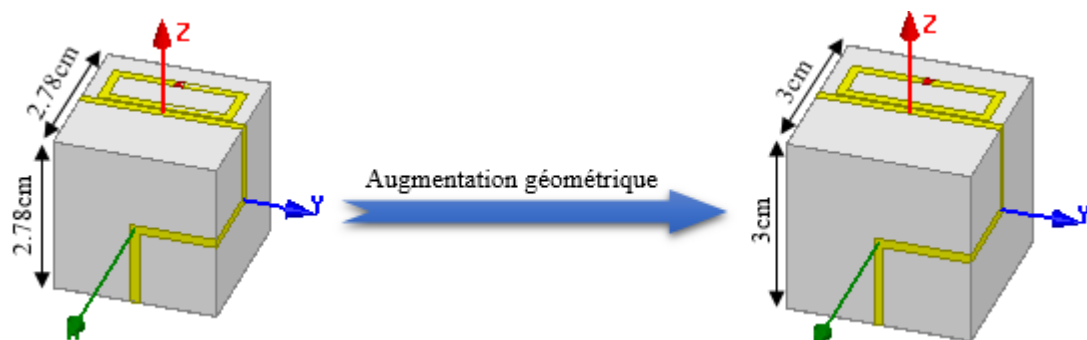


Figure II-17 : Augmentation géométrique de l'antenne.

Paramètres	$L_1$	$L_2$	$W$	$d$	$p$	$D$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$
Valeurs [cm]	2.5	0.85	0.15	0.2	0.25	3	3	4.5	6	2.85	1.5

Tableau II-3 : Nouvelles dimensions de l'antenne cubique 3D.

La figure II-18 présente la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence obtenue par les deux simulateurs.

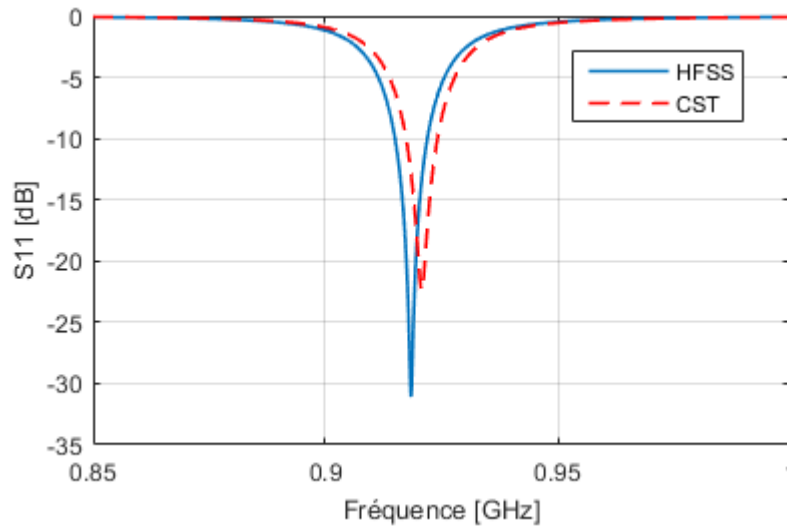


Figure II-18 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne cubique 3D finale.

A l'examen de la courbe obtenue par le simulateur HFSS, nous constatons que :

- Le minimum de  $S_{11}$  est de  $-31.02dB$  à la fréquence de résonance  $f_r = 918.4MHz$ ,
- A la fréquence souhaitée  $915 MHz$ , le niveau de  $S_{11}$  est de  $-10,2dB$  qui est acceptable,
- Une bande passante à  $-10dB$  est de  $0.75\%$ .

Par ailleurs, la fréquence de résonance obtenue par CST est un peu décalée ( $920.7MHz$ ) avec un  $S_{11}$  de  $-22.43dB$  et une bande passante de  $0.75\%$ . Ce décalage est dû à la différence entre les méthodes numériques de chaque simulateur et le maillage utilisé ainsi que le pas de simulation choisi (Annexe B).

En ce qui concerne l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_a$  et le rapport d'onde stationnaire  $ROS$ , la figure II-19 représente leur variation en fonction de la fréquence.

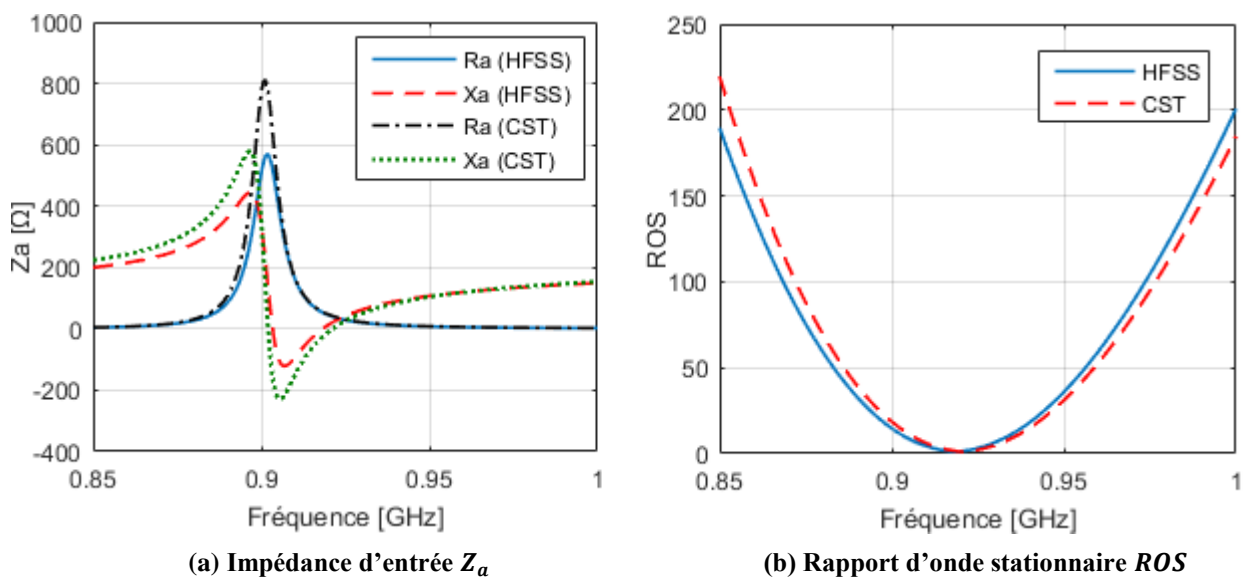


Figure II-19 : Caractéristiques électriques de l'antenne cubique 3D finale.

A la fréquence de résonance, nous obtenons :

- $Z_a = 52.63 + j1.18 \Omega$  et  $ROS = 1.06$  : par HFSS,
- $Z_a = 43.89 - j3.62 \Omega$  et  $ROS = 1.16$  : par CST.

Il est clair que l'impédance  $Z_a$  est de l'ordre de  $50\Omega$  et le  $ROS$  est proche de 1, ce qui implique la bonne adaptation de l'antenne.

Concernant les caractéristiques de rayonnement de cette antenne, la figure II-20 illustre les diagrammes de rayonnement en 2D du champ électrique total rayonné  $E_{total}$  en  $dB$  obtenus par les deux simulateurs à la fréquence  $915MHz$  dans les trois plans  $XZ$ ,  $YZ$  et  $XY$ .

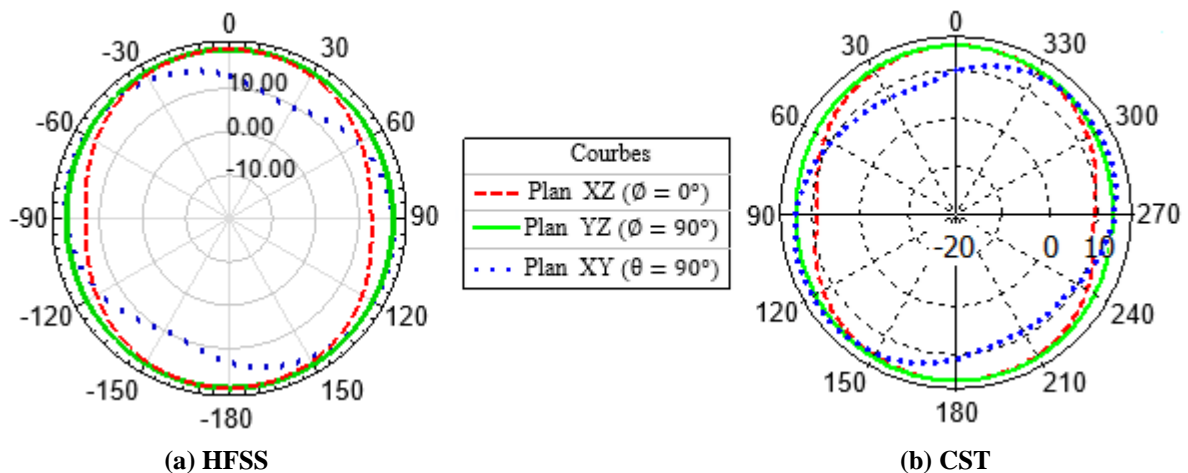


Figure II-20 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 2D de l'antenne cubique 3D finale.

Les résultats de simulation présentés sur la figure II-20 montrent que :

- Dans le plan  $YZ$ , la variation du champ  $E_{total}$  est presque constante,
- Dans le plan  $XZ$  et  $XY$ , le  $E_{total}$  varie d'une façon peu significative.

Les résultats de la figure II-21 montrent bien que le diagramme de rayonnement de l'antenne cubique est quasi-isotrope.

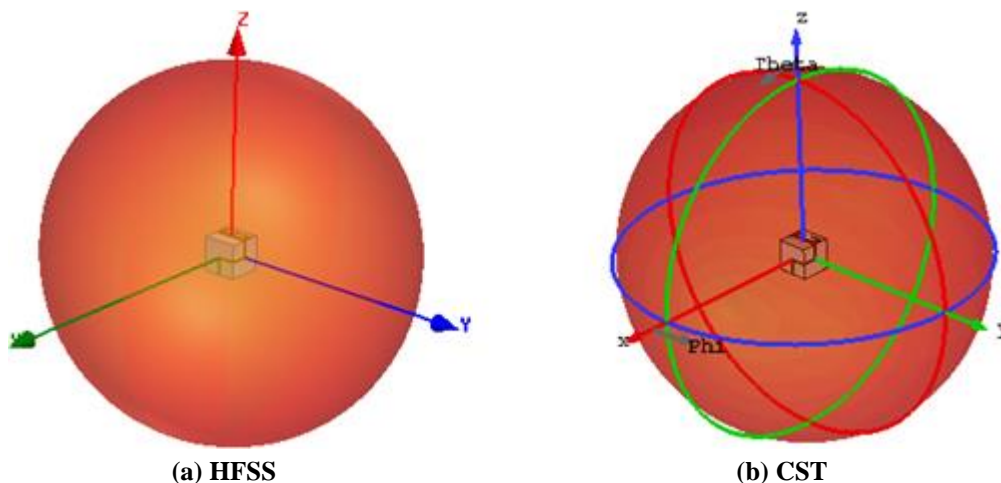


Figure II-21 : Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne cubique 3D finale.



Sur la figure II-22, nous illustrons le niveau du gain et de la directivité de l'antenne à la fréquence 915MHz en fonction des deux angles  $\varphi$  (Phi) et  $\theta$  (Theta).

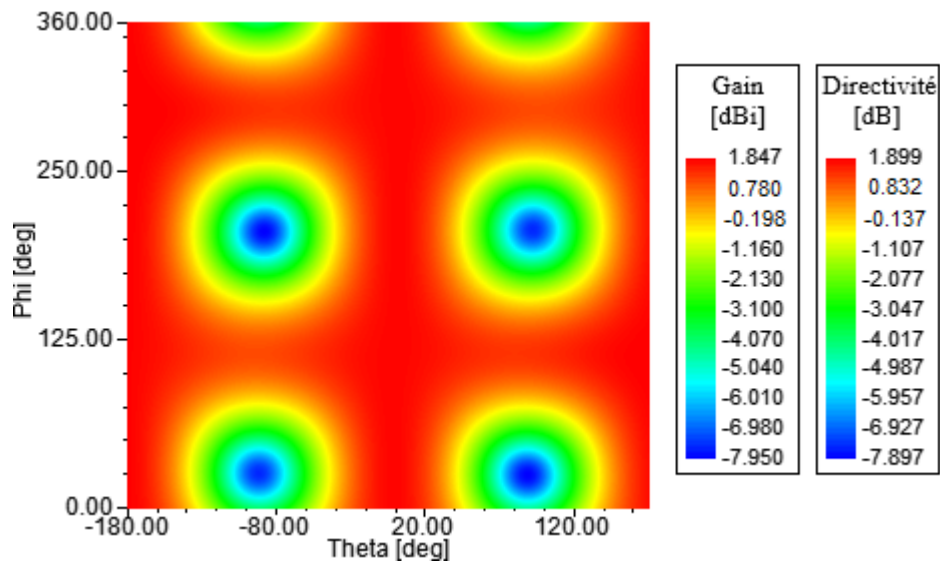


Figure II-22 : Gain et Directivité de l'antenne cubique 3D finale en fonction des angles  $\varphi$  et  $\theta$ .

D'après ces résultats, nous avons trouvé :

- Un gain maximal de 1.847dBi,
- Une directivité maximale de 1.899dB,
- Une efficacité  $\eta$  de 97.26%,
- Un angle d'ouverture à  $-3dBi$  du gain maximal de  $100^\circ$ .

### II-2-2-5 Taille électrique de l'antenne

La taille électrique d'une antenne est la grande dimension physique de l'antenne définie par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$  [II.18]. Cette taille est définie par  $ka$ , où  $k$  est le nombre d'onde en espace libre ( $k = 2\pi/\lambda$ ) et  $a$  est le rayon d'une sphère imaginaire circonscrit à la grande dimension de l'antenne. La grande dimension de notre antenne est la diagonale du cube qui est de 5.187cm, comme le montre la figure II-23. Une antenne est électriquement petite si sa taille électrique  $ka$  est inférieure à 0.5. Après calculs, nous avons trouvé un  $ka = 0.49$ , ce qui implique que notre antenne est électriquement petite.

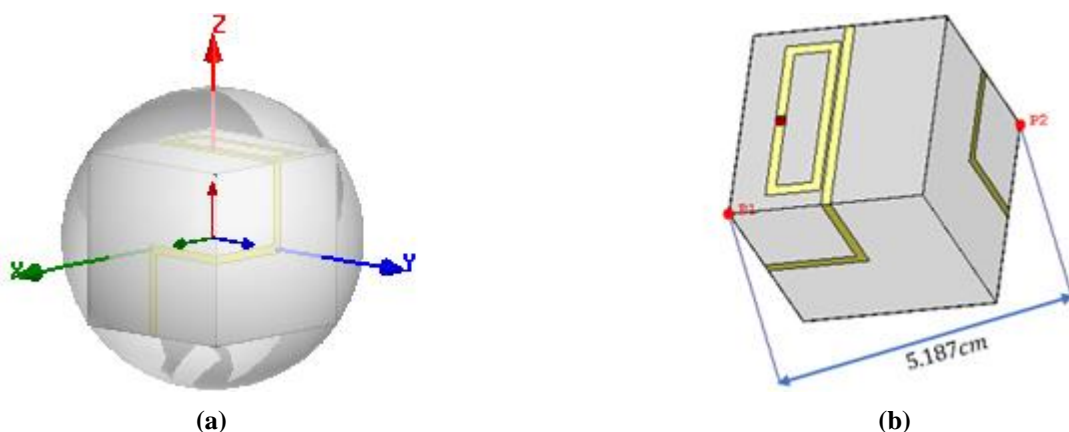


Figure II-23 : (a) Sphère imaginaire et (b) Grande dimension de l'antenne cubique 3D (diagonale du cube).

Nous pouvons dire que notre objectif est atteint par la conception de cette antenne électriquement petite qui possède un diagramme de rayonnement quasi-isotrope.

Afin de montrer les avantages de notre antenne cubique, nous allons la comparer avec l'antenne cubique de la publication [II.10] que nous avons présentée dans la section II-2-1-3. Le tableau II-4 résume la structure, la taille électrique  $ka$  et la longueur totale du dipôle de chaque antenne ainsi que leurs caractéristiques électriques et de rayonnement obtenues par le simulateur HFSS.

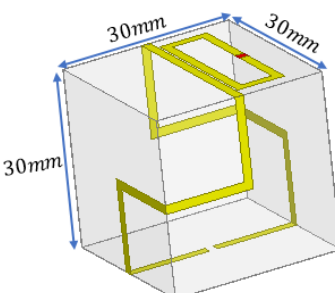
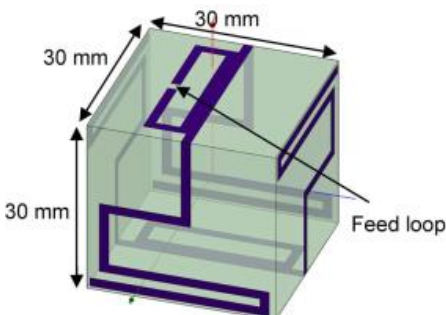
Paramètres	Antenne proposée	Antenne [II.10]
Structure		
Dimensions	$3\text{cm} \times 3\text{cm} \times 3\text{cm}$	$3\text{cm} \times 3\text{cm} \times 3\text{cm}$
Substrat utilisé	LCP	LCP
Epaisseur	2mil	2mil
Taille électrique $ka$	0.49	0.49
Fréquence de fonctionnement	915MHz	915MHz
Impédance d'entrée	$\sim 50\Omega$	$\sim 50\Omega$
Longueur totale du dipôle	17.85cm	$2 \times 21.95\text{cm}$
Diagramme de rayonnement	Quasi-isotrope	Quasi-isotrope
Gain maximal	1.84dBi	0.53dBi
Efficacité	97.26%	75%

Tableau II-4 : Comparaison entre notre antenne et l'antenne de [II.10].

D'après le tableau ci-dessus, nous remarquons que :

- L'antenne proposée est basée sur un seul dipôle simple de longueur totale de 17.85cm avec une seule boucle pour l'adaptation, par contre, l'autre antenne est basée sur deux dipôles à lignes méandres de longueur totale de 43.9cm avec deux T-match pour l'adaptation,
- Notre antenne possède un gain maximal fort et présente une efficacité élevée.

Pour conclure, l'antenne que nous avons conçue présente plusieurs avantages tels que :

- Un poids léger,
- Un coût de fabrication faible,
- Un fort gain et une efficacité élevée.

D'ailleurs, nous pouvons reconfigurer cette antenne pour de nombreuses valeurs d'impédances d'entrée  $Z_a$  par un simple ajustement des dimensions de la boucle, et la faire fonctionner dans les autres bandes de fréquences allouées au réseau RSN en modifiant sa dimension globale.

Lorsque l'antenne est destinée à une étiquette RFID avec capteur ou avec nœud capteur WSN intégré ou aux nœuds capteurs WSN, la forme cubique nous permet de loger l'électronique du capteur à son intérieur. L'antenne peut donc occuper la majorité du volume global de ces dispositifs qui est égal à  $27\text{cm}^3$ . Cet avantage implique une réduction significative de la taille des dispositifs, mais la question est : Est-ce qu'il y a un effet sur les caractéristiques de l'antenne lors de l'insertion de l'électronique du capteur à son intérieur ?

Dans ce qui suit, nous présentons l'effet du logement des circuits intégrés à l'intérieur de l'antenne cubique 3D sur ses caractéristiques électriques et de rayonnement.

### II-3 Effet de la présence des circuits intégrés sur les caractéristiques de l'antenne

Les composants électroniques du capteur sont destinés à être reliés entre eux, le plus souvent par soudure sur une plaque de circuit imprimé (PCB ou Printed Circuit Board), afin de créer un circuit électronique pour une fonctionnalité particulière (Figure II-24).

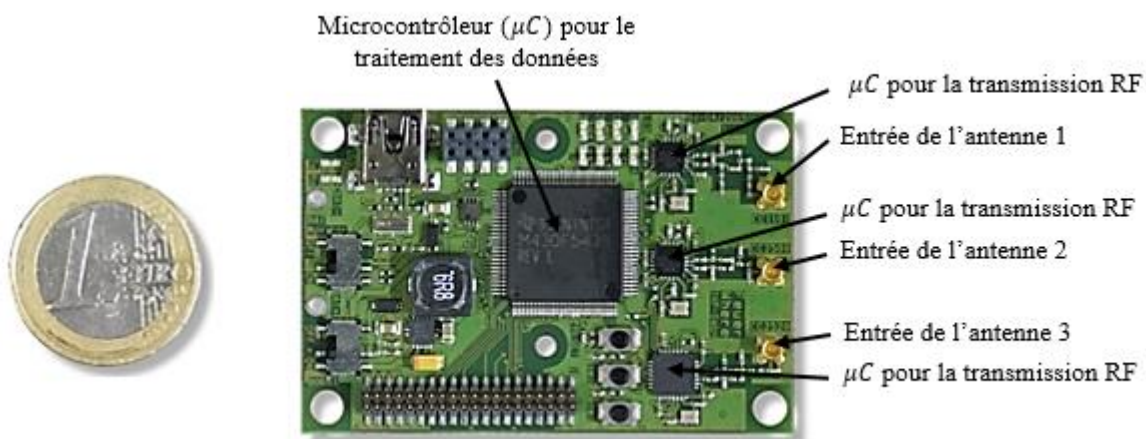


Figure II-24 : Circuit électronique d'un nœud capteur multi-RF [II.19].

Parmi les composants électroniques, nous distinguons deux catégories principales (Figure II-25) : les Composants Montés en Surface (CMS), et les composants traditionnels (Traversant).

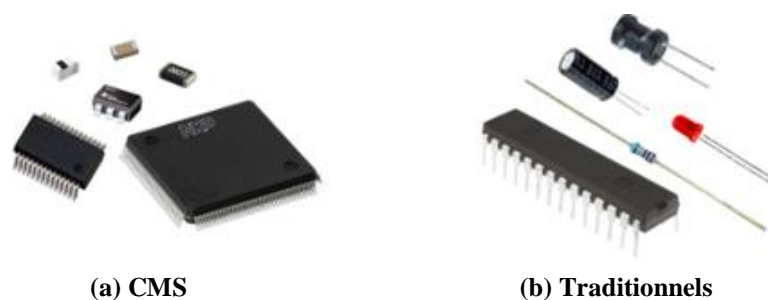


Figure II-25 : Composants électroniques.

Dans cette étude, nous allons utiliser les composants CMS pour plusieurs raisons [II.20] telles que : leur faible taille, leur poids léger et la possibilité de les souder directement sur la surface du circuit imprimé.

### II-3-1 Emplacement de la boucle

Pour que les composants électroniques soient à l'intérieur de l'antenne, nous déplaçons la boucle sur la deuxième face du substrat sans modifier ses dimensions (Figure II-26).

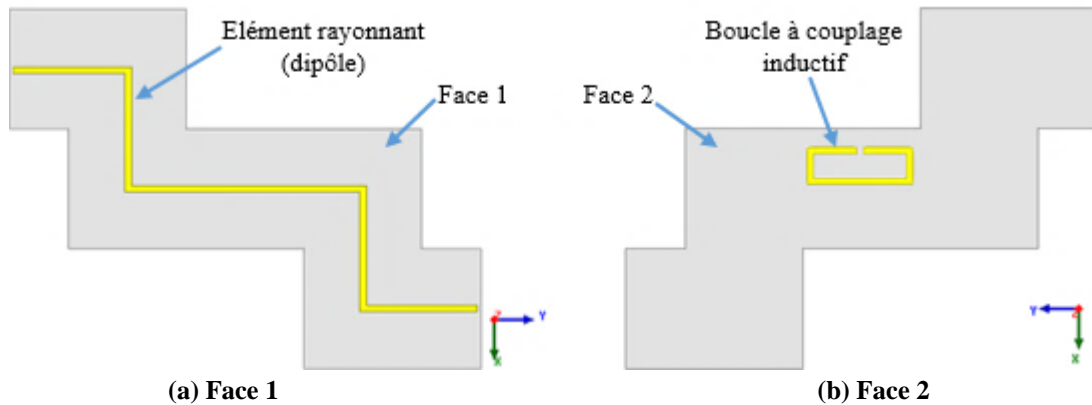


Figure II-26 : Structure du dipôle sous forme d'escalier.

La figure II-27 illustre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}[dB]$  en 2D de l'antenne cubique 3D.

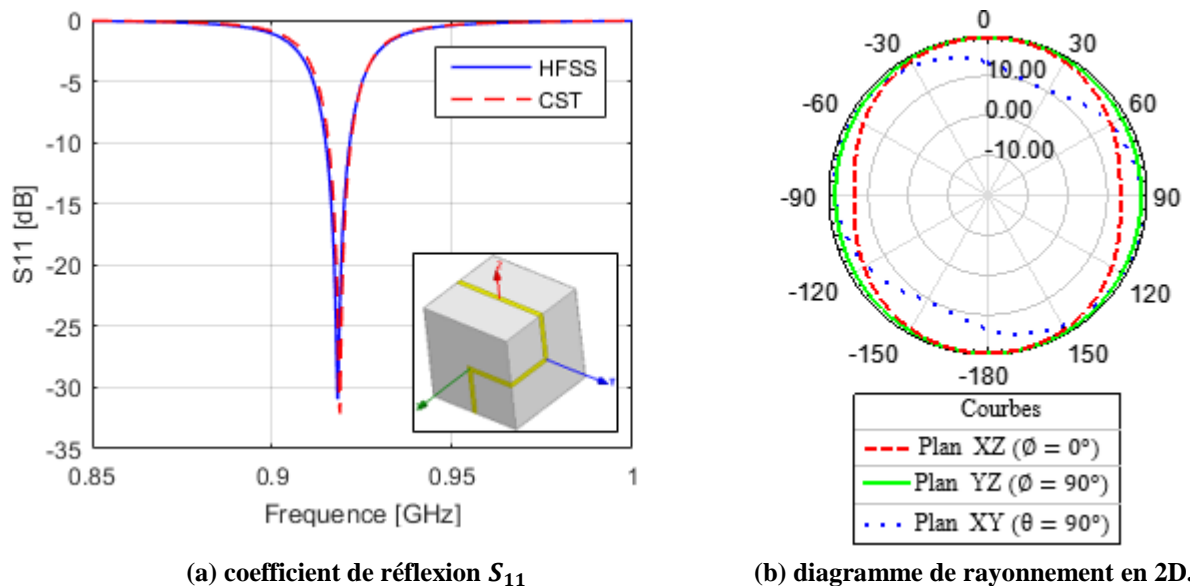


Figure II-27 : Caractéristiques électriques et de rayonnement de l'antenne.

Les résultats représentés sur la figure II-27 montrent que le niveau minimal du coefficient de réflexion  $S_{11}$  est de :

- $-30.49dB$  pour une fréquence de résonance  $f_r = 918.2MHz$ , obtenu par le simulateur HFSS.
- $-32.14dB$  pour une fréquence de résonance  $f_r = 918.8MHz$ , obtenu par le simulateur CST.

A la fréquence souhaitée 915MHz, les deux valeurs de  $S_{11}$  obtenues par les deux simulateurs sont inférieures à  $-10dB$  et le diagramme de rayonnement est quasi-isotrope (Figure II-27 (b)).

Dans cette situation et contrairement à ce que nous avons obtenu précédemment (Figure II-18), les résultats obtenus par les deux simulateurs sont en accord, cela est dû grâce à l'augmentation du nombre de mailles, en réduisant leur taille avec une augmentation raisonnable du temps de calcul.

### II-3-2 Insertion des circuits intégrés à l'intérieur de l'antenne

Pour ajouter les composants électroniques CMS à notre antenne, deux méthodes sont possibles :

- En utilisant une plaque de circuit imprimé (PCB),
- Par utilisation de la surface du substrat de l'antenne.

Pour réduire le coût du dispositif, nous utilisons la surface du substrat de notre antenne pour souder les composants et faire la liaison entre eux et avec la boucle, comme le représente la figure II-28.

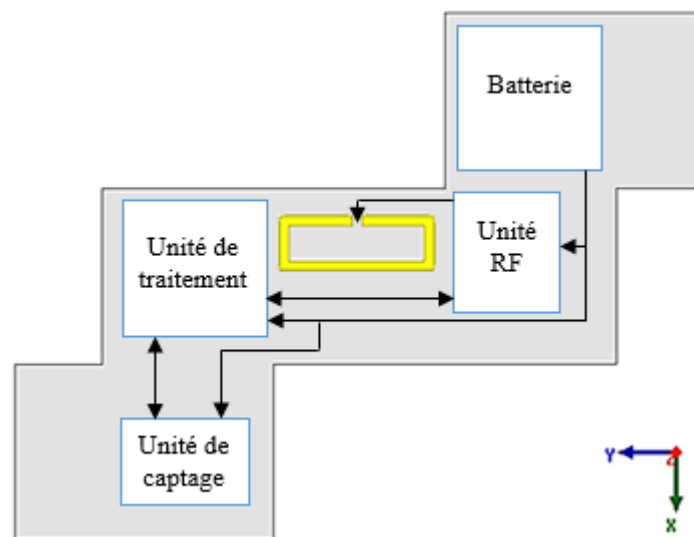


Figure II-28 : Schémas matériels.

Les circuits intégrés (CI) représentent une grande surface du circuit imprimé et sont faciles à modéliser, c'est pour cela que nous les avons choisis dans notre étude. Pour étudier leurs influences sur l'antenne, nous allons considérer les caractéristiques suivantes :

La matière première de base utilisée pour la fabrication des CI est le silicium avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 11.9$  et une tangente de perte  $\tan \delta$  nulle [II.21]. Leurs dimensions dépendent de leurs types, de leurs propriétés et aussi des fabricants.

D'après la figure II-24, nous avons trouvé deux types de CI tels que, un microcontrôleur ( $\mu C$ ) pour le traitement des données et un autre  $\mu C$  pour la transmission RF. Le tableau II-5 liste quelques exemples de ces microcontrôleurs utilisés pour les technologies RFID et WSN.

Reference	W [cm]	L [cm]	H [cm]
-----------	--------	--------	--------

JN5139-001 (IEEE802.15.4) / JN5139-Z01 (ZigBee)	0.66	0.66	0.09
STM32W108HB/ STM32W108CC/ STM32W108CB/ STM32W108CZ (VFQFPN48)	0.7	0.7	0.09
STM32W108HB/ STM32W108CC/ STM32W108CB/ STM32W108CZ (VFQFPN40)	0.6	0.6	0.09
MSP430G2x13/ MSP430G2x53 (S-PVQFN-N32)	0.41	0.41	0.1
MSP430FR5739-EP (S-PVQFN-N40)	0.51	0.51	0.1
MSP430FR5989-EP (S-PVQFN-N64)	0.75	0.75	0.1

Tableau II-5 : Dimensions de quelques microcontrôleurs dans le marché.

Comme nous pouvons le constater, les dimensions  $L$  et  $W$  varient d'une façon significative par contre  $H$  est fixe de l'ordre de  $0.1\text{cm}$ . Dans notre cas, nous utilisons deux blocs en Silicium (CI) de  $H = 0.1\text{cm}$  fixe et de  $L = W$  qui varient de  $0.3\text{cm}$  à  $0.9\text{cm}$  avec un pas de  $0.2\text{cm}$ . Ces blocs sont placés face à face et au milieu de chaque surface, comme le représente la figure II-29.

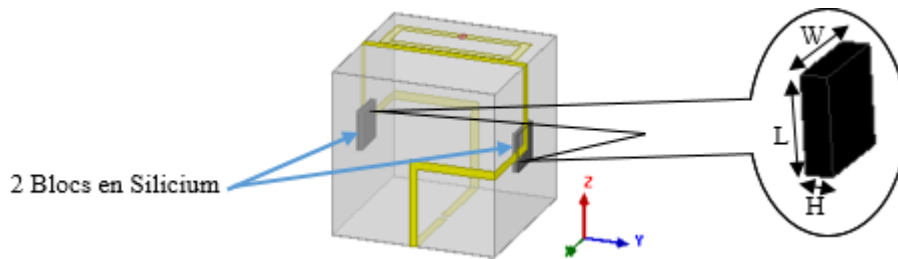


Figure II-29 : Structure de l'antenne cubique 3D avec deux blocs en Silicium.

### II-3-3 Analyse des résultats

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le diagramme de rayonnement du  $E_{total}[\text{dB}]$  en 2D sont tracés sur la figure II-30 et les résultats sont illustrés dans le tableau II-6.

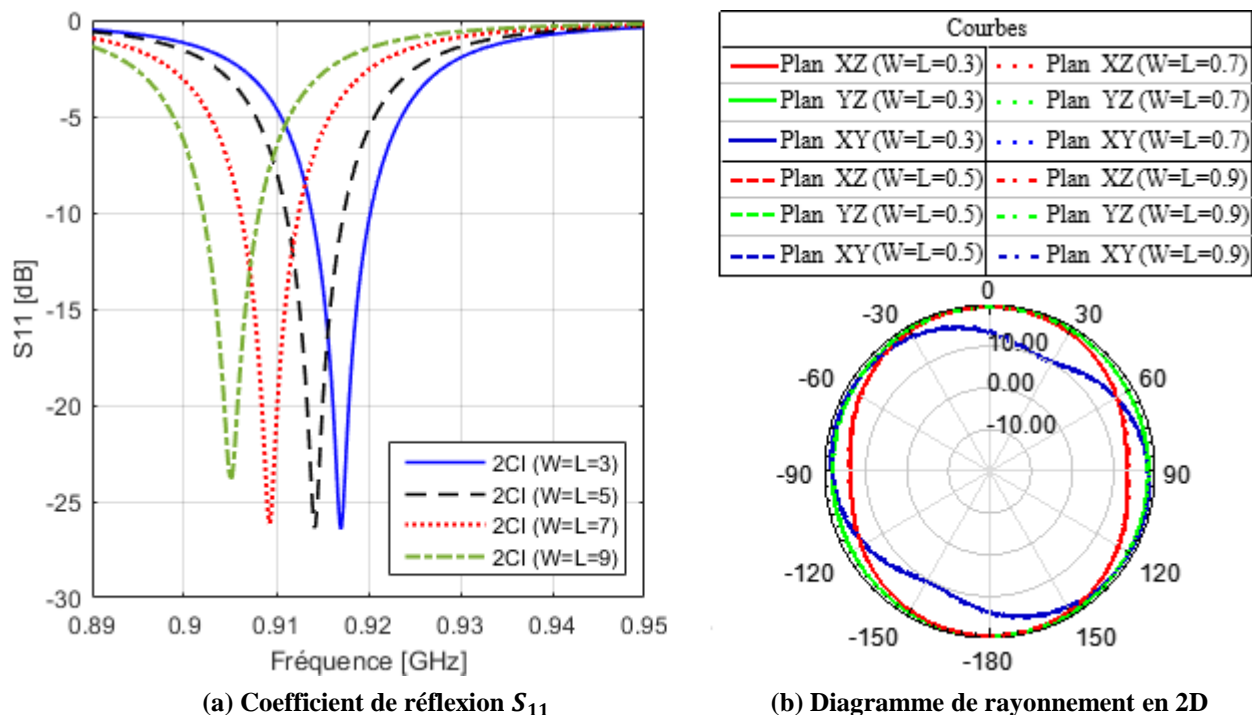


Figure II-30 : Caractéristiques de l'antenne avec deux CI de différentes dimensions.

Paramètres	Sans CI	2 CI (0.3cm)	2 CI (0.5cm)	2 CI (0.7cm)	2 CI (0.9cm)
$S_{11}[dB]$	-30.49	-26.43	-26.37	-26.14	-23.89
$f_r[MHz]$	918.2	917	914.2	909.3	905.1
$S_{11}[dB]$ à 915MHz	-10.4	-13.55	-20.31	-5.84	-2.77
$BP(\%)$	0.75	0.73	0.73	0.73	0.73
Diagramme de rayonnement	Quasi-isotrope	Quasi-isotrope	Quasi-isotrope	Quasi-isotrope	Quasi-isotrope
Gain maximal	1.847dBi	1.835dBi	1.819dBi	1.802dBi	1.782dBi
Directivité maximale	1.899dB	1.888dB	1.871dB	1.854dB	1.834dB

**Tableau II-6 : Résultats des caractéristiques de l'antenne avec deux CI de différentes dimensions.**

D'après le tableau ci-dessus, nous constatons qu'avec l'augmentation de la taille des CI :

- Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  diminue, mais reste toujours inférieur à  $-10dB$ , ce qui implique une impédance d'entrée  $Z_a$  de l'antenne de l'ordre de  $50 \Omega$ .
- La fréquence de résonance  $f_r$  diminue tout en observant un décalage de  $13.1MHz$ .
- A la fréquence cible ( $915MHz$ ), le coefficient de réflexion  $S_{11}$  augmente de  $-10.4dB$  à  $-20.31dB$ , puis diminue à  $-2.77dB$ .
- La bande passante  $BP$  diminue d'un rapport de  $0.02\%$ .
- Le diagramme de rayonnement est toujours quasi-isotrope.
- Le gain maximal et la directivité maximale diminuent avec un écart de  $0.065dB$ .

Pour conclure, l'effet de l'insertion des CI provoque un décalage important au niveau de la fréquence de résonance qui est supérieur à la bande passante de l'antenne, ce qui implique que l'antenne ne fonctionnera plus à la fréquence cible ( $915MHz$ ). Si nous ajoutons les autres composants électroniques (résistances, capacités, capteur, etc.), nous risquons d'avoir encore une diminution de la fréquence de résonance.

Le fonctionnement de l'antenne à la fréquence  $915MHz$  peut être assuré par la diminution de la taille globale de l'antenne, ce qui est un avantage et un inconvénient en même temps :

- L'avantage, c'est que le volume global de dispositif va diminuer, ce qui implique une réduction significative du cout et du poids.
- L'inconvénient, c'est que la surface de circuit imprimé va diminuer et le circuit électronique risque à ne pas fonctionner dans son environnement EM de façon satisfaisante.

Pour éviter tous ces problèmes, nous proposons de mettre le circuit électrique à l'extérieur et de miniaturiser le plus possible l'antenne cubique 3D pour que le volume global du dispositif reste petit.

## **II-4 Miniaturisation de l'antenne cubique 3D**

L'objectif de cette étude, est de réduire la taille de l'antenne cubique 3D sans modifier ses caractéristiques principales, à savoir une fréquence de fonctionnement de  $915MHz$  et un diagramme de rayonnement quasi-isotrope. Cette réduction sera réalisée par une étude paramétrique en utilisant le simulateur HFSS et les résultats finaux sont comparés aux résultats obtenus par le simulateur CST.

Comme nous l'avons constaté dans la première section, l'antenne cubique 3D possède deux angles de jonctions  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  (Figure II-31). La miniaturisation proposée revient à réduire ces angles.

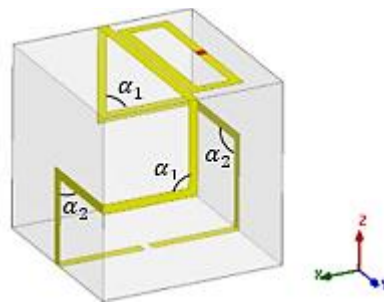


Figure II-31 : Structure d'antenne avec les angles de jonctions.

## II-4-1 Miniaturisation par réduction des angles de jonctions

Avant de commencer à réduire les angles des jonctions, nous allons changer la technique d'adaptation « boucle inductive » par la technique « T-match », en raison de l'emplacement extérieur de l'électronique du capteur.

### II-4-1-1 Technique d'adaptation T-match

Comme le montre la figure II-32, la technique d'adaptation T-match est basée sur l'insertion d'un second dipôle de largeur  $W$  et de longueur  $L_1$  et  $L_2$  reliés directement au premier dipôle de l'antenne cubique 3D. Pour calculer ces dimensions, la technique d'adaptation T-match est modélisée par un circuit équivalent (Figure II-33), afin d'adapter l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_a$  à la nouvelle impédance  $Z_{aN}$  souhaitée [II.16].

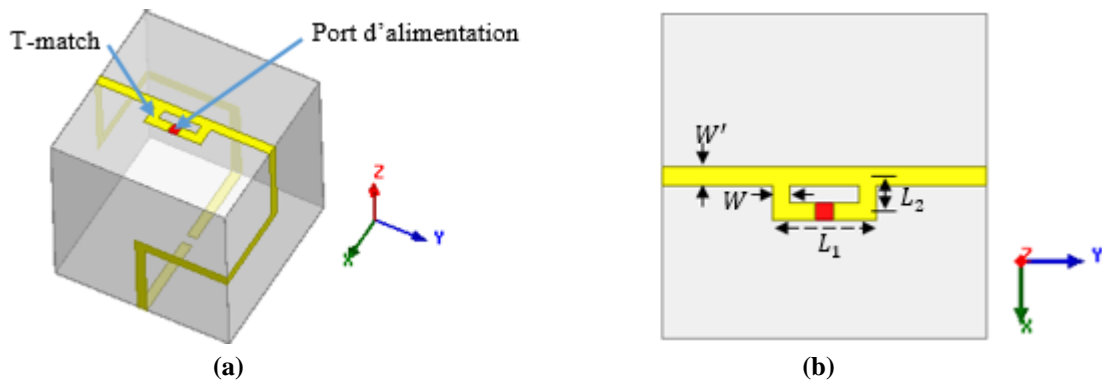


Figure II-32 : (a) Structure de l'antenne cubique et (b) Paramètres géométriques de la T-match.

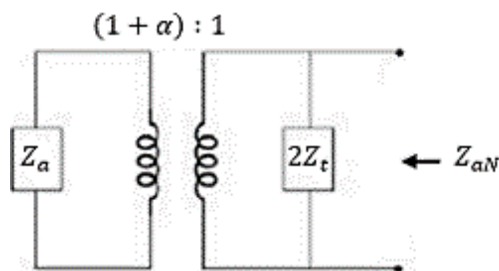


Figure II-33 : Circuit équivalent de la T-match.

La nouvelle impédance au port d'alimentation de l'antenne est donnée par :



$$Z_{aN} = \frac{2Z_t [(1 + \alpha)^2 Z_a]}{2Z_t + (1 + \alpha)^2 Z_a} \quad (\text{Equation II - 13})$$

Où :  $Z_a$  est l'impédance de l'antenne lorsque la liaison T-match est absente.

- $\alpha = \frac{\ln\left(\frac{L_2}{re'}\right)}{\ln\left(\frac{L_2}{re}\right)}$  est le facteur de division du courant entre les deux conducteurs de

longueur  $L_2$ , avec  $re = 0.25W$  et  $re' = 0.25W'$  sont les rayons équivalents du dipôle et de la T-match respectivement. Dans notre conception, nous considérons la largeur  $W$  de la T-match égale à la largeur du dipôle  $W'$  de l'antenne, ce qui implique que le facteur de division du courant  $\alpha = 1$ .

- $Z_t = jZ_0 \tan\left(k \frac{L_1}{2}\right)$  est l'impédance d'entrée du stub court-circuit formé par la ligne de transmission de deux conducteurs de longueur  $L_1/2$ , de largeur  $W$  et  $W'$  et de la séparation  $L_2$

(Figure II-34 (a)),  $k = 2\pi/\lambda$  est le nombre d'onde et  $Z_0 \cong 276 \log_{10}\left(\frac{L_2}{\sqrt{re re'}}\right)$  est

l'impédance caractéristique de la ligne de transmission de deux conducteurs (Figure II-34 (b)).

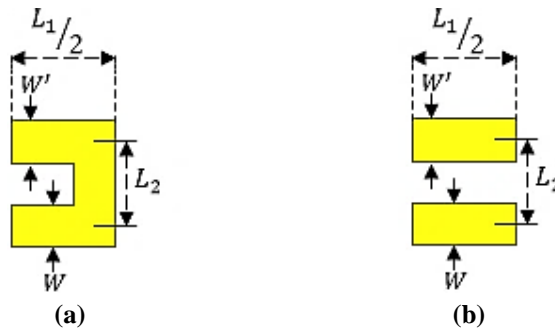
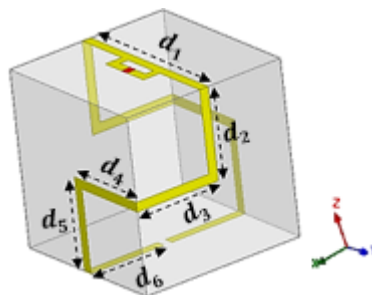


Figure II-34 : (a) Stub et (b) Ligne de transmission.

### II-4-1-2 Réduction partielle des angles de jonctions

Tout d'abord, nous diminuons l'angle  $\alpha_1$  par une augmentation rectiligne des longueurs  $d_2$  et  $d_3$ , comme le montre la figure II-35 (a) et (b). Puis, nous effectuons la même chose pour l'angle  $\alpha_2$  par une augmentation rectiligne de la longueur  $d_4$  et  $d_5$ , comme le représente la figure II-35 (c) et (d).



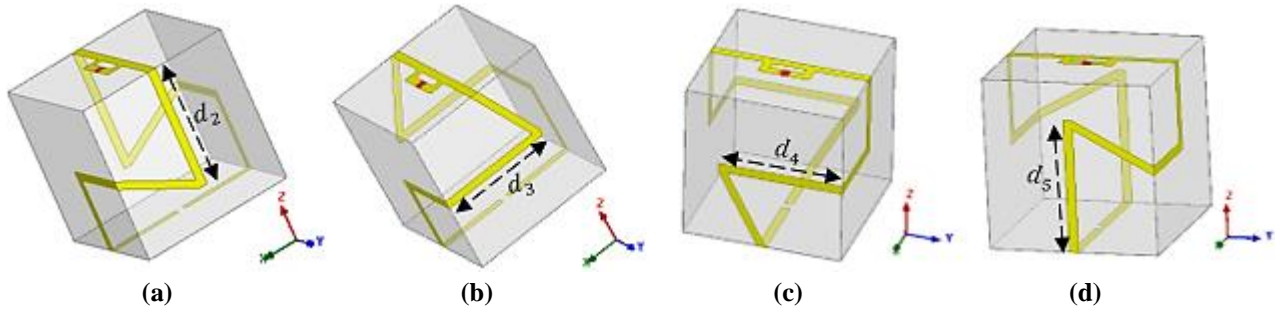


Figure II-35 : Différentes structures de l'antenne cubique 3D.

Le tableau II-7 liste les valeurs des angles de chaque antenne (Figure II-35) et les dimensions de la configuration T-match.

Structure	(a)	(b)	(c)	(d)
$\alpha_1 [^\circ]$	61.94	64.05	90	90
$\alpha_2 [^\circ]$	90	90	61.63	59.1
$L_1 [cm]$	0.9	0.9	0.9	0.9
$L_2 [cm]$	0.3	0.3	0.3	0.3

Tableau II-7 : Dimensions de chaque antenne.

La figure II-36 et II-37 montrent respectivement les résultats obtenus par HFSS du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et du diagramme de rayonnement du champ  $E_{total} [dB]$  en 2D dans les trois plans XZ, YZ et XY.

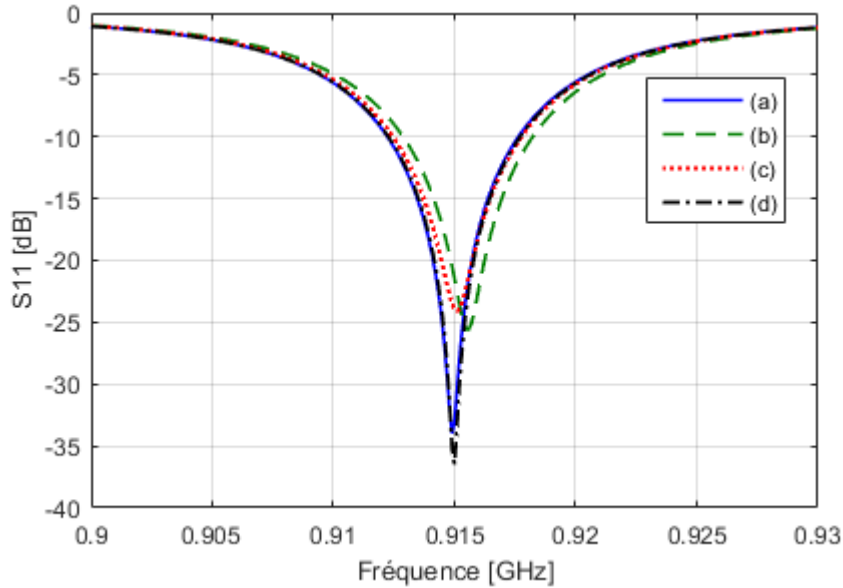


Figure II-36 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de chaque antenne cubique.

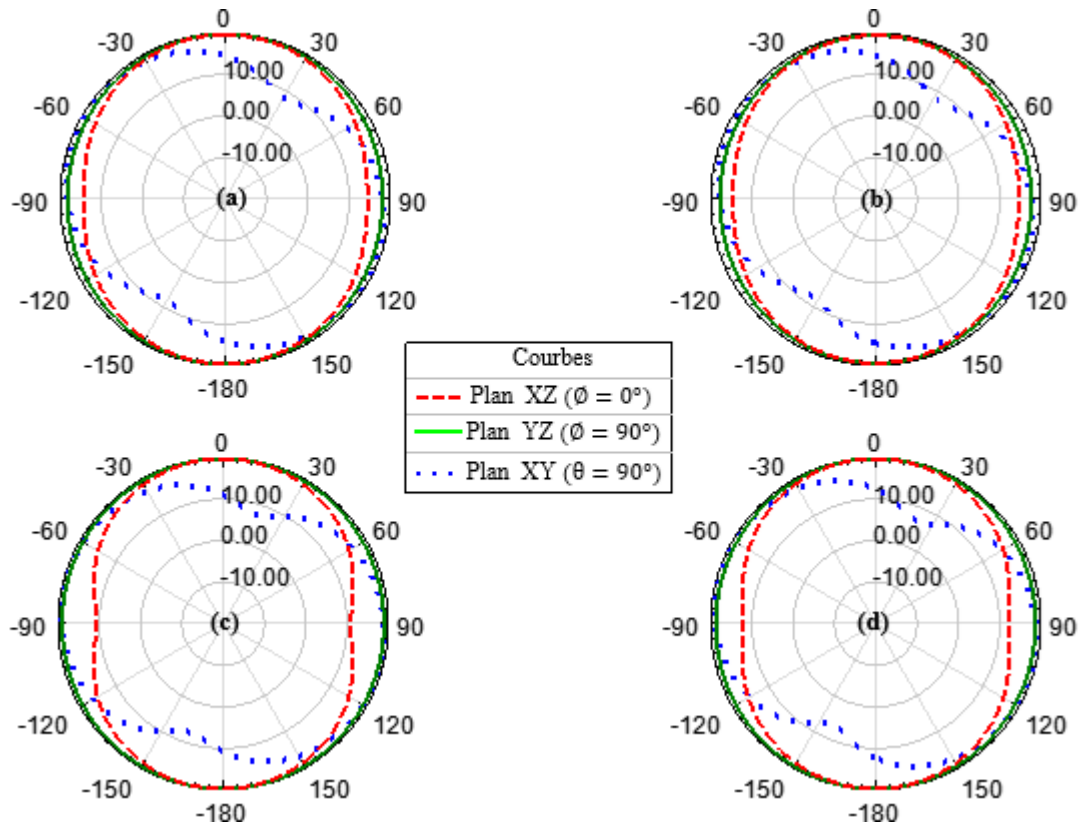


Figure II-37 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 2D des quatre antennes.

A partir des résultats obtenus, nous constatons que chaque antenne cubique 3D :

- Résonne parfaitement à une fréquence très proche de 915MHz,
- Produit un rayonnement quasi-isotrope.

### II-4-1-3 Réduction totale des angles de jonctions

Toujours dans le cadre de la miniaturisation de l'antenne, nous allons diminuer à la fois les deux angles  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ . Comme le montre la figure II-38, les deux angles  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  sont réduits de différentes manières jusqu'à ce que la distance entre l'élément rayonnant et l'arête du substrat cubique soit de l'ordre de 0.5mm.

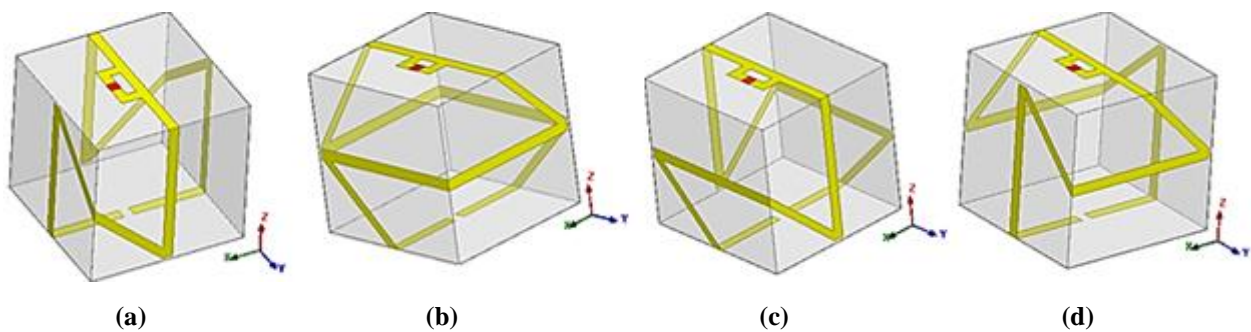


Figure II-38 : Structures des quatre antennes.

Le tableau II-8 illustre les dimensions de chaque antenne de la figure II-38.

Structure	(a)	(b)	(c)	(d)
-----------	-----	-----	-----	-----

$D$ [cm]	2.297	2.144	2.278	2.254
$\alpha_1$ [°]	46.366	46.473	46.378	46.394
$\alpha_2$ [°]	46.366	46.473	46.378	46.394
$L_1$ [cm]	0.75	0.55	0.7	0.65
$L_2$ [cm]	0.3	0.3	0.3	0.3

Tableau II-8 : Dimensions de chaque antenne cubique 3D.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  rayonné en dB dans les trois plans XZ, YZ et XY obtenus par le simulateur HFSS de chaque antenne, sont illustrés respectivement sur les figures II-39 et II-40.

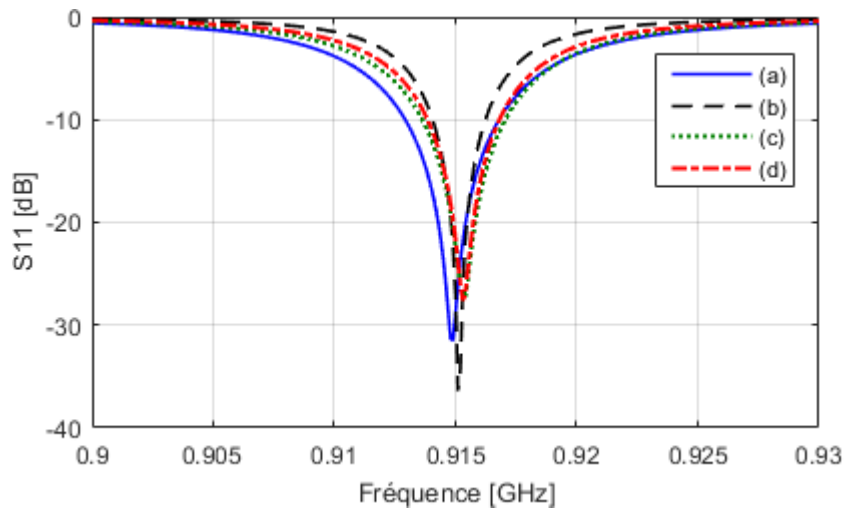


Figure II-39 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de chaque structure d'antenne.

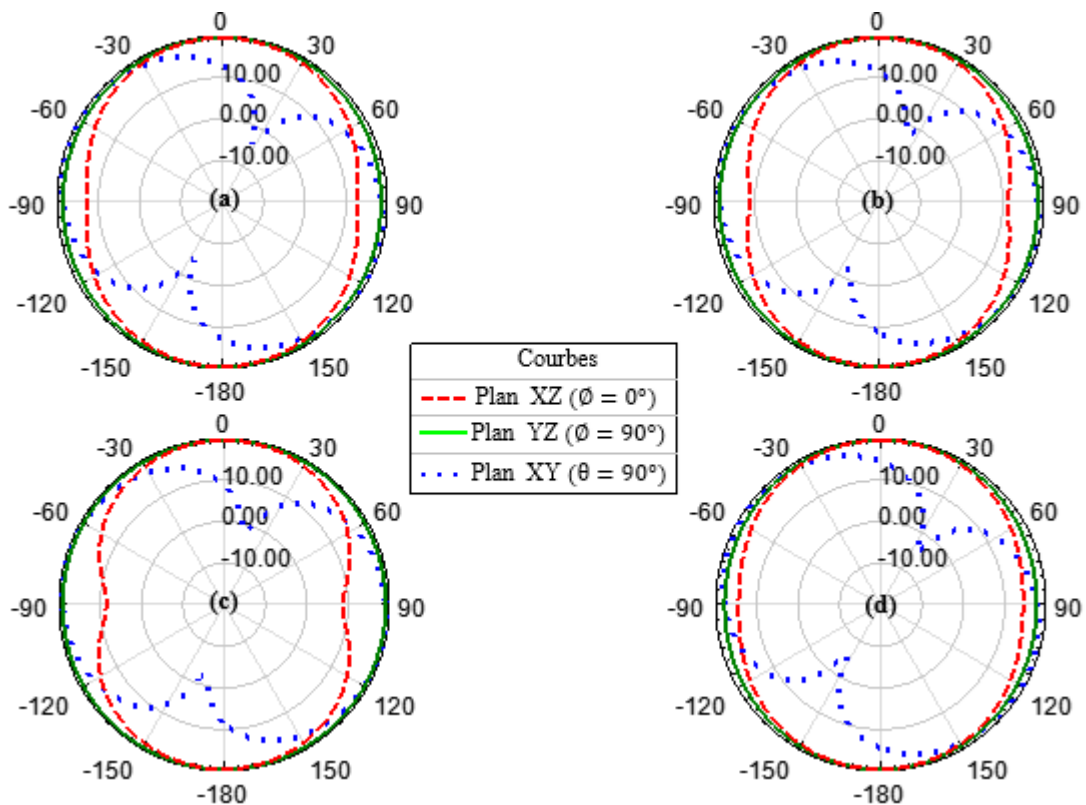


Figure II-40 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 2D de chaque structure.

Les résultats de simulation obtenus dans la figure II-39, montrent bien que les quatre structures d'antennes résonnent à une fréquence très proche de la fréquence désirée (915MHz). Les résultats affichés dans la figure II-40, prouvent que la variation du champ  $E_{total}$  rayonné par chaque antenne n'est plus quasi-isotrope dans le plan XY. Cela est dû principalement aux grandes dimensions des bras du dipôle qui ne sont plus enroulés dans la même direction du courant, comme le montre la figure suivante.

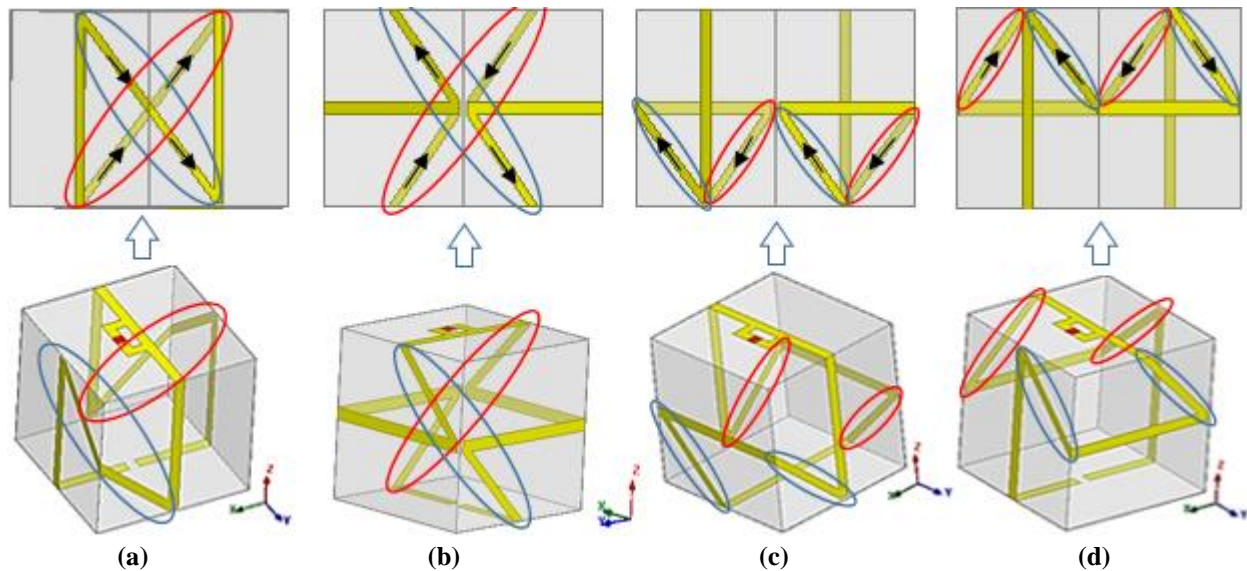


Figure II-41 : Sens du courant dans les parties des bras du dipôle enroulés de différentes manières.

Pour améliorer le rayonnement de l'antenne, nous proposons de diminuer ces parties en mélangeant les quatre structures d'antennes en une seule. Ce changement de la structure nous permet aussi de diminuer la taille globale de l'antenne.

### II-4-2 Miniaturisation par changement de la structure d'antenne

La figure II-42 et le tableau II-9 présentent respectivement la nouvelle structure de l'antenne cubique 3D et ses dimensions.

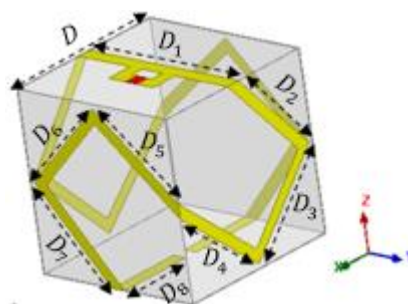


Figure II-42 : Nouvelle structure de l'antenne 3D cubique.

Paramètres	D et $D_1$	$D_2, D_4, D_5$ et $D_7$	$D_3$ et $D_6$	$D_8$	$L_1$	$L_2$
Valeurs [cm]	1.836	1.213	1.228	0.843	0.55	0.3

Tableau II-9 : Dimensions de l'antenne cubique 3D avec la configuration T-match.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  rayonné en 2D et 3D obtenus, sont illustrés respectivement dans la figure II-43 et II-44.

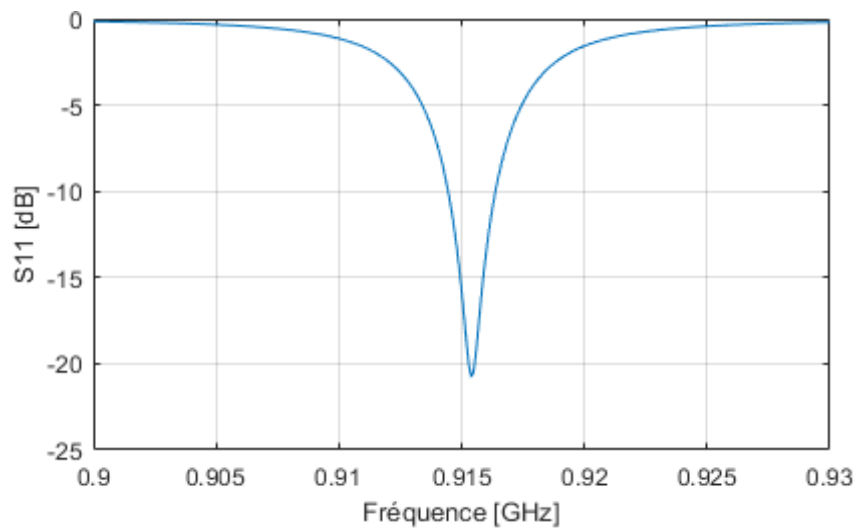


Figure II-43 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la nouvelle antenne cubique 3D.

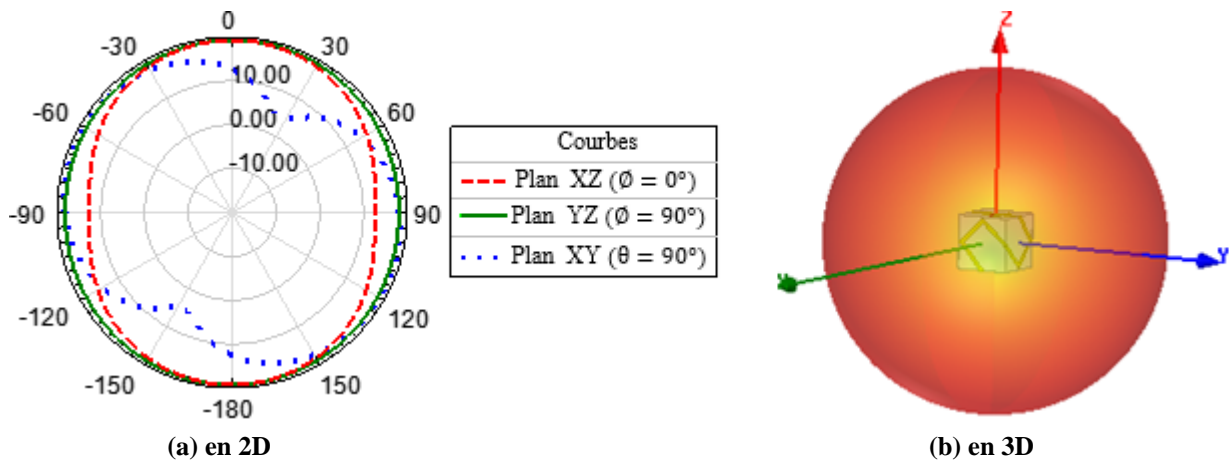


Figure II-44 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  de l'antenne cubique 3D.

Les résultats de simulation obtenus montrent que :

- L'antenne résonne à la fréquence 915.4MHz avec un  $S_{11}$  minimale de  $-20.77dB$ .
- La variation du champ  $E_{total}$  atteint une valeur minimale de  $4.38dB$  dans le plan  $XY$ , ce qui montre que le rayonnement de l'antenne redevient quasi-isotrope.

La valeur minimale du champ  $E_{total}$  est un peu faible à cause de la présence des deux petits segments ( $D_2$  et  $D_7$ ) qui ne sont pas enroulés dans la même direction du courant.

La méthode présentée dans la section qui suit permet de réduire à la fois les deux segments et la taille globale de l'antenne.

### II-4-3 Miniaturisation par augmentation des segments au niveau des faces verticales

Dans cette partie, nous proposons d'augmenter la longueur du segment  $e$ , comme le montre la figure II-45. Pour bien visualiser l'amélioration du diagramme de rayonnement, quatre antennes sont conçues pour différentes valeurs de  $e$  ( $e$  varie de  $0.15\text{cm}$  jusqu'à  $0.8\text{cm}$ ).

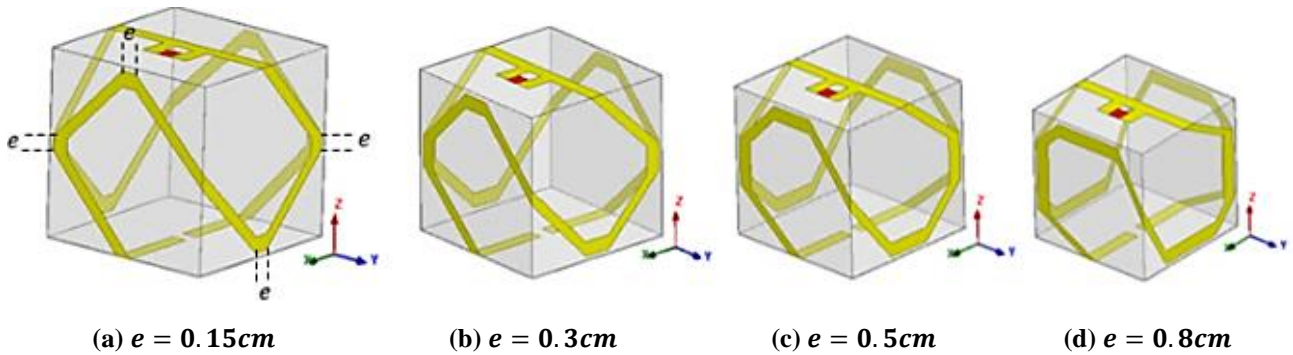


Figure II-45 : Structure des quatre antennes.

Les dimensions de chaque antenne sont illustrées dans le tableau II-12.

Structure	(a)	(b)	(c)	(d)
$D, D_1$ [cm]	1.758	1.692	1.609	1.488
$D_2, D_4, D_5, D_7$ [cm]	1.102	1.002	0.877	0.708
$D_3, D_6$ [cm]	1.066	0.9136	0.7135	0.416
$e$ [cm]	0.15	0.3	0.5	0.8
$L_1$ [cm]	0.5	0.48	0.45	0.45
$L_2$ [cm]	0.3	0.3	0.3	0.25

Tableau II-10 : Dimensions de chaque antenne.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 2D et 3D obtenus par le simulateur HFSS, sont illustrés respectivement dans la figure II-46 et II-47.

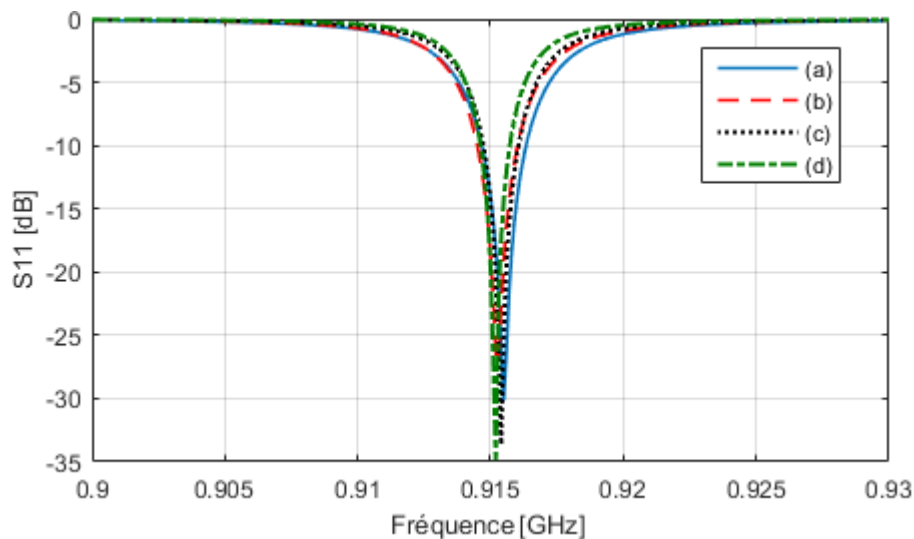


Figure II-46 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de chaque antenne cubique 3D.

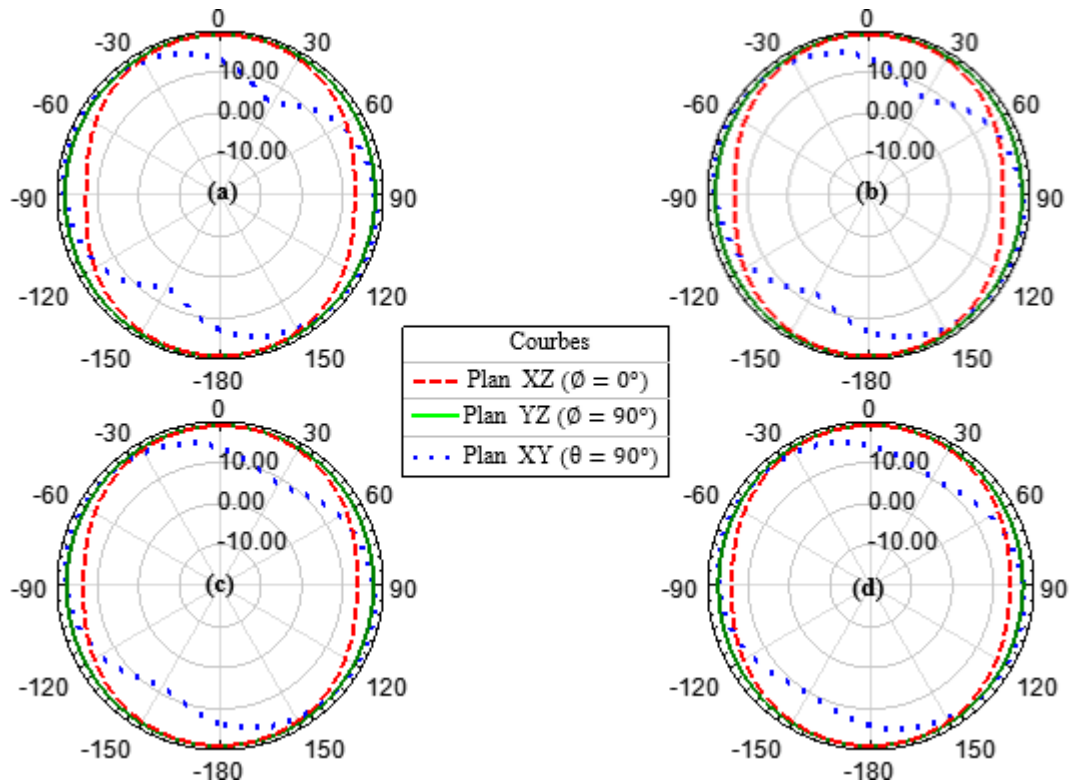


Figure II-47 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 2D de chaque antenne.

A l'examen des résultats obtenus, les quatre structures d'antennes résonnent approximativement à la fréquence  $915MHz$ . La variation du champ  $E_{total}$  rayonné dans le plan  $XY$  a augmenté de  $4.38dB$  à  $10.306dB$  avec l'augmentation de la longueur ( $e$ ) de  $0cm$  jusqu'à  $0.8cm$ .

Nous pouvons dire que nous avons amélioré le diagramme de rayonnement et réduit la taille de l'antenne cubique 3D avec succès.

Si nous continuons d'augmenter la longueur du segment  $e$  pour miniaturiser davantage l'antenne, la largeur des segments  $D_2, D_4, D_5, D_6$  tend vers 0. Nous allons dans la partie suivante reconcevoir l'antenne pour que la largeur de ces segments soit égale à  $0.15cm$ .

### II-4-4 Résultats de la miniaturisation finale

La nouvelle antenne cubique 3D miniaturisée et ses dimensions sont représentées respectivement dans la figure II-48 et le tableau II-11.



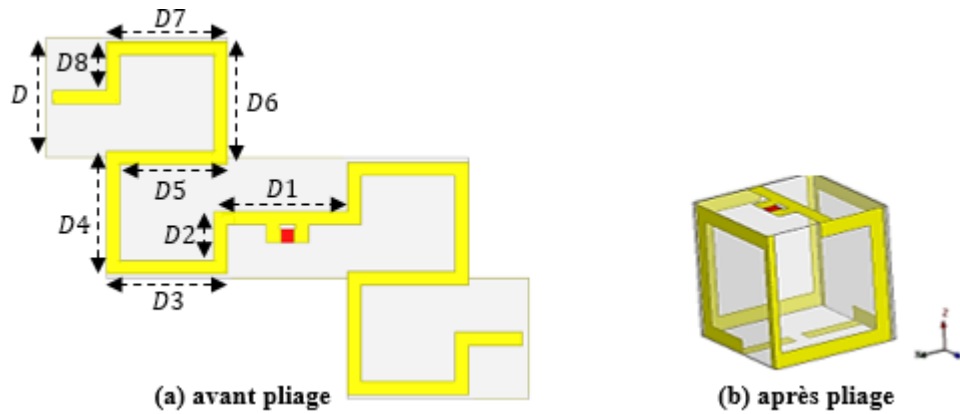


Figure II-48 : Structure de l'antenne cubique 3D miniaturisée.

Paramètres	$D, D3$ et $D7$	$D1$	$D2$ et $D8$	$D4$ et $D6$	$D5$	$D9$	$L_1$	$L_2$
Valeurs [cm]	1.348	1.498	0.549	1.298	1.198	0.749	0.48	0.21

Tableau II-11 : Dimensions de l'antenne cubique 3D miniaturisée.

Les caractéristiques électriques de l'antenne cubique miniaturisée, tels que le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et l'impédance d'entrée  $Z_a$ , sont illustrés sur la figure II-49.

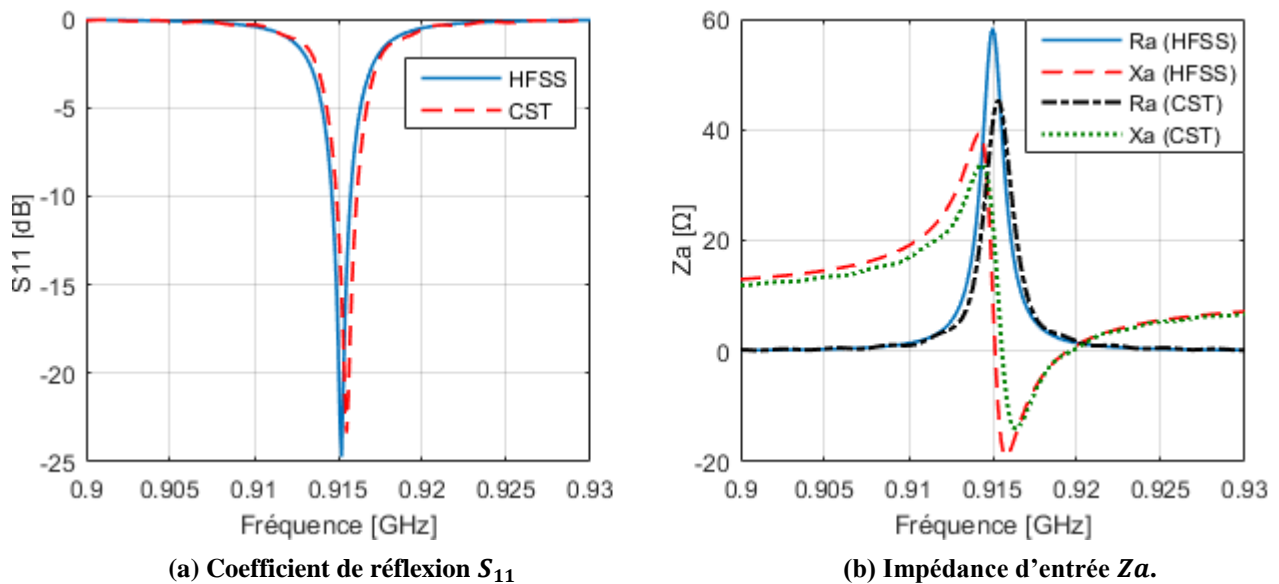


Figure II-49 : Caractéristiques électriques de l'antenne cubique 3D miniaturisée.

Après l'examen des courbes obtenues par les deux simulateurs, nous listons les résultats dans le tableau II-12. Ces résultats montrent que l'antenne miniaturisée fonctionne bien à la fréquence 915MHz avec une impédance de l'ordre de  $50\Omega$ .

Simulateur	$S_{11}[dB]$	$f_r [MHz]$	$Z_a[\Omega]$	$BP[\%]$
HFSS	-24.7	915.2	$53.31 - j2.94$	0.121
CST	-23.38	915.5	$44 + j2.12$	0.131

Tableau II-12 : Résultats des caractéristiques électriques de l'antenne.

En ce qui concerne les caractéristiques de rayonnement de cette antenne, la figure II-50 et II-51 présentent respectivement les diagrammes de rayonnement du champ  $E_{total}$  en dB simulés par HFSS et CST en 2D et en 3D.

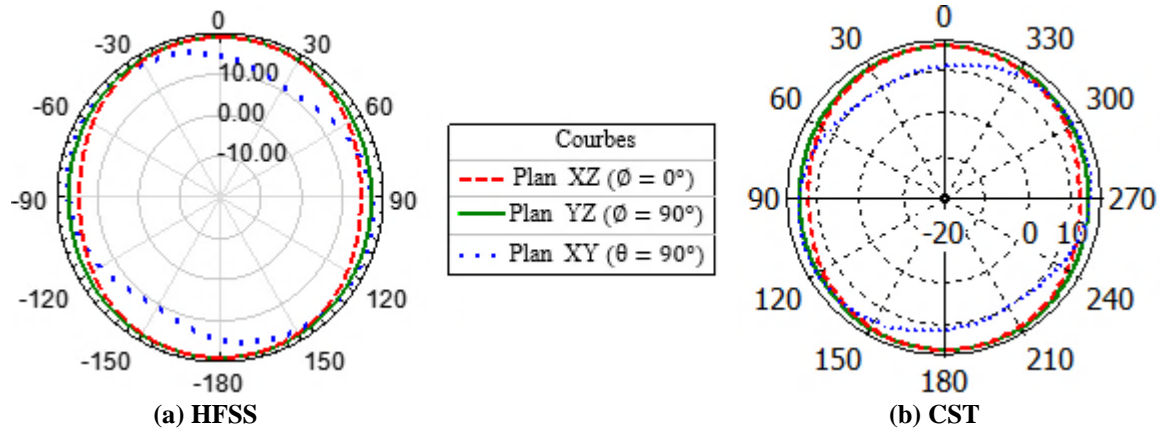


Figure II-50 : Diagramme de rayonnement du  $E_{total}$  en 2D de l'antenne cubique miniaturisée.

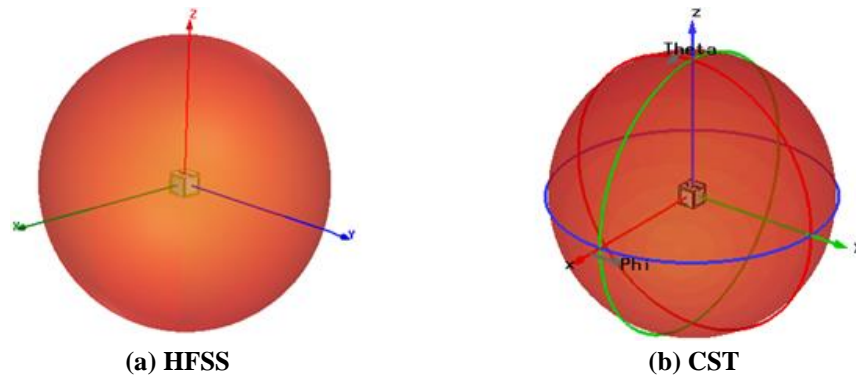


Figure II-51 : Diagramme de rayonnement du  $E_{total}$  en 3D de l'antenne cubique miniaturisée.

Les diagrammes de rayonnement obtenus, montrent que l'antenne est bien quasi-isotrope et le champ  $E_{total}$  rayonné atteint une valeur minimale de  $10.943dB$  qui est peu supérieure à la valeur trouvée précédemment ( $10.306dB$ ).

Les valeurs maximales du gain et de la directivité de l'antenne sont respectivement de  $1.29dBi$  et  $1.69dB$ , comme le montre la figure II-52. A partir de ces deux valeurs maximales, l'efficacité de l'antenne est de  $76.33\%$  avec un angle d'ouverture de  $100^\circ$  à  $-3dBi$  du gain maximal.

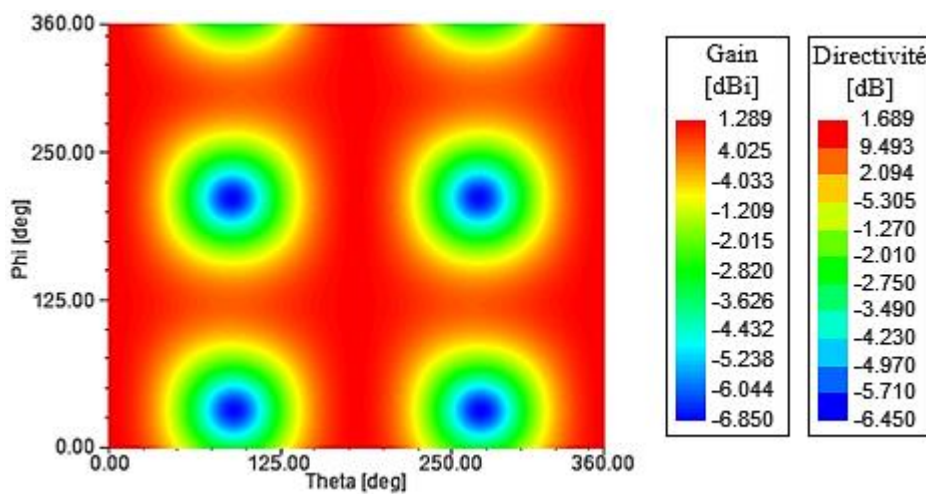


Figure II-52 : Gain et Directivité de l'antenne cubique miniaturisée en fonction des angles  $\phi$  et  $\theta$ .

Comme le montre la figure II-53, la grande dimension de l'antenne miniaturisée est de  $2.335cm$ . L'antenne est devenue très petite, vue sa taille électrique  $ka = 0.2237$  qui est très inférieure à  $0.5$ .

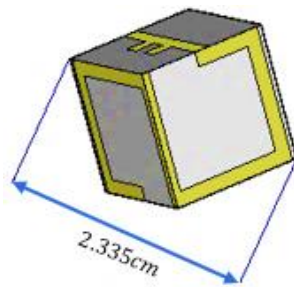


Figure II-53 : Grande dimension de l'antenne cubique miniaturisée.

Pour bien comparer cette antenne miniaturisée avec l'antenne conçue au départ, le tableau II-13 résume la structure des deux antennes, ainsi que leurs caractéristiques électriques et de rayonnement obtenus par le simulateur HFSS.

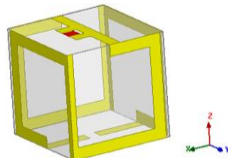
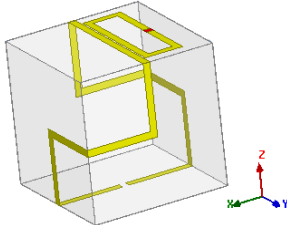
Paramètres	Antenne miniaturisée	Antenne précédente
Structure		
Dimensions	1.348cm × 1.348cm × 1.348cm	3cm × 3cm × 3cm
Volume	2.45cm <sup>3</sup>	27cm <sup>3</sup>
Taille électrique $ka$	0.2237	0.49
Fréquence de résonance $f_r$	915.2MHz	918.4MHz
Bande passante	0.121%	0.75%
Diagramme de rayonnement	Quasi-isotrope	Quasi-isotrope
Gain maximal	1.29dBi	1.847dBi
Efficacité	76.33%	97.26%
Angle d'ouverture	100°	100°

Tableau II-13 : Comparaison entre l'antenne cubique 3D miniaturisée et l'antenne conçue au départ.

A partir du tableau ci-dessus, nous remarquons que :

- Le volume et la taille électrique de l'antenne ont été diminués, avec un pourcentage de 90.92% et 54.35% respectivement.
- La fréquence de résonance de l'antenne miniaturisée est très proche de 915MHz.
- La bande passante, le gain et de l'efficacité sont réduits à cause de la diminution de la taille de l'antenne [II.22].

Pour augmenter la stabilité mécanique de cette antenne, nous proposons de plier la structure de la figure II-48 (a) autour d'un cube en polystyrène qui a une constante diélectrique très proche de l'air ( $\epsilon_r = 1.06$ ) [II.23], afin de ne pas changer les caractéristiques de l'antenne.

Dans le cas où l'antenne cubique 3D miniaturisée sera utilisée comme étiquettes RFID passives, nous pouvons reconfigurer facilement la T-match pour avoir une bonne adaptation entre l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance de la puce RFID qui est toujours complexe. La figure II-54 montre la forme globale de l'étiquette en présence de l'antenne cubique.

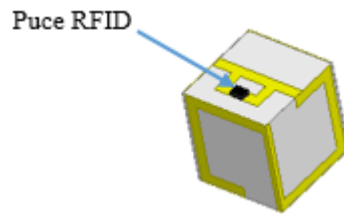


Figure II-54 : Etiquette RFID utilisant l'antenne cubique 3D miniaturisée.

## II-5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé plusieurs conceptions d'antenne afin de surmonter les problèmes de communication entre les dispositifs du réseau RSN et la taille des antennes.

Dans un premier temps, nous avons conçu une antenne tridimensionnelle 3D de forme cubique adaptée à  $50\Omega$  de taille électrique  $ka$  de 0.49. Cette antenne fonctionne à la fréquence 915MHz et produit un rayonnement quasi-isotrope avec un gain maximal de 1.847dBi avec une efficacité de 97.26%. La forme de l'antenne permet d'intégrer facilement les circuits électroniques du capteur à son intérieur.

Par la suite, une étude de l'effet de l'insertion des CI à l'intérieur de l'antenne cubique 3D sur ses caractéristiques électriques et de rayonnement a été réalisée. Nous avons montré que l'effet a un impact fort sur la fréquence de résonance de l'antenne par rapport aux autres caractéristiques.

Puis, nous avons procédé à la miniaturisation de l'antenne cubique 3D pour mettre le circuit électronique à son extérieur et éviter tous les problèmes concernant l'insertion des composants de l'électronique du capteur à l'intérieur de l'antenne. Après plusieurs études paramétriques de la structure de l'antenne, nous sommes arrivés à concevoir une antenne cubique 3D miniaturisée de taille  $ka$  très petite (0.2237). Cette antenne miniaturisée fonctionne à la fréquence 915MHz et produit un rayonnement quasi-isotrope avec un gain maximal de 1.29dBi et une efficacité de 76.33%.

En ce qui concerne l'angle d'ouverture, il reste très inférieur à  $360^\circ$  quelle que soit la taille et la forme de l'élément rayonnant. Le chapitre suivant sera consacré à l'amélioration de cet angle par la conception d'antenne sous forme sphérique.

# Références

---

- [II.1] Germund Dahlquist, Ake Bjorck, “ Numerical Methods in Scientific Computing,” SIAM, 1 jan. 2008.
- [II.2] A. Vasylenko, Y. Schols, W. De Raedt and G.A.E. Vandenbosch, ‘A benchmarking of six software packages for full-wave analysis of microstrip antennas’, Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP2007, November 2007, Edinburgh, UK.
- [II.3] V. Subbarao, “ Numerical Methods in Electromagnetic Fields,” Alpha Science International, 2011.
- [II.4] Rautio, ‘Planar electromagnetic analysis’, IEEE Microwave Magazine, pp. 35–41, March 2003.
- [II.5] A. Vasylenko, Y. Schols, W. De Raedt and G.A.E. Vandenbosch, ‘A benchmarking of six software packages for full-wave analysis of microstrip antennas’, Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP2007, November 2007, Edinburgh, UK.
- [II.6] High Frequency Structure Simulator, <http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>.
- [II.7] Computer Systems Technology Microwave Studio, <https://www.cst.com/products/cstmws>.
- [II.8] C. Laohapensaeng and C. Free, “Simplified integral equation for analysing the printed strip dipole antenna,” IEEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 153, No. 3, June 2006.
- [II.9] Dominic Grenier, “Antennes et Propagation radio,” Université Laval Québec Canada, 2017.
- [II.10] C. M. Kruesi, R. J. Vyas, and M. M. Tentzeris, “Design and Development of a Novel 3-D Cubic Antenna for Wireless Sensor Networks (WSNs) and RFID Applications,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation., vol. 57, no. 10, pp. 3293–3299, Oct. 2009.
- [II.11] L. Chao and M. N. Afsar, “Precise dielectric characterization of liquid crystal polymer films at microwave frequencies by new transverse slotted cavity,” in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on, 2014, pp. 448–449.
- [II.12] Amin Rida, Li Yang, Rushi Vyas, and Manos M. Tentzeris, “Conductive Inkjet-Printed Antennas on Flexible Low-Cost Paper-Based Substrates for RFID and WSN Applications,” IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 51, No.3, June 2009.
- [II.13] Y. X. Guo et al., “Investigation and characterization of millimeter-wave transmission lines and bandpass filters on liquid crystal polymer,” in Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific, 2008, pp. 1–4.
- [II.14] S. Bhattacharya, M. M. Tentzeris, L. Yang, S. Basat, and A. Rida, "Flexible LCP and Paper-Based Substrates with Embedded Actives, Passives, and RPIDs," 2007 International Conference on Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics, January 16, 2007, pp. 159-166.
- [II.15] D. Thompson, “Characterization and design of liquid crystal polymer (LCP) based multilayer RF components and packages,” Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Comput. Eng., Georgia Inst. of Technol., Atlanta, GA, 2006.
- [II.16] G. Marrocco, “The art of UHF RFID antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques,” Antennas Propag. Mag. IEEE, vol. 50, no. 1, pp. 66–79, 2008.
- [II.17] Y. Lee, "Antenna Circuit Design for RFID Applications," Microchip Technology Inc., Application Note AP7 10, 2003, avail-able at <http://wwl.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00710c.pdf>.
- [II.18] S. R. Best, “A study of the performance properties of small antennas,” Antenna Appl. Sym, pp. 193–219, 2007.
- [II.19] Multi-Radio Sensor Node <https://www.ihp-microelectronics.com/en/solutions/wireless-sensor-networks.html>.
- [II.20] Surface-mount technology, [https://en.wikipedia.org/wiki/Surface-mount\\_technology#Advantages](https://en.wikipedia.org/wiki/Surface-mount_technology#Advantages).
- [II.21] ERIK ÖJEFORS, “Integrated Antennas,” ACTA UNIVERSITATIS UPSALIENSIS UPPSALA 2006.
- [II.22] Peng Jin and R. W. Ziolkowski, “Low-Q, Electrically Small, Efficient Near-Field Resonant Parasitic Antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 9, pp. 2548–2563, Sep. 2009.
- [II.23] Dielectric Constants of Various Materials. [http://web.hep.uiuc.edu/home/serrede/P435/Lecture\\_Notes/Dielectric\\_Constants.pdf](http://web.hep.uiuc.edu/home/serrede/P435/Lecture_Notes/Dielectric_Constants.pdf)

## Conception et Développement d'une Nouvelle Antenne Sphérique 3D

### Sommaire :

---

<b>III-1 INTRODUCTION .....</b>	<b>78</b>
<b>III-2 IDEE D'AVOIR UN ANGLE D'OUVERTURE DE 360° DANS TOUS LES PLANS DE L'ESPACE .....</b>	<b>79</b>
<b>III-3 CONCEPTION DE L'ANTENNE SPHERIQUE 3D .....</b>	<b>81</b>
<i>III-3-1 Forme et dimensionnement géométrique de l'antenne.....</i>	<i>81</i>
<i>III-3-2 Variation du coefficient de réflexion .....</i>	<i>81</i>
<i>III-3-3 Adaptation d'impédance .....</i>	<i>82</i>
<i>III-3-4 Correction de la fréquence de résonance.....</i>	<i>83</i>
<i>III-3-5 Réduction du diamètre de l'antenne.....</i>	<i>84</i>
<i>III-3-6 Optimisation finale de l'antenne .....</i>	<i>85</i>
III-3-6-1 Dimensionnement géométrique de l'antenne .....	85
III-3-6-2 Résultats de simulation .....	85
<b>III-4 MINIATURISATION DE L'ANTENNE SPHERIQUE 3D .....</b>	<b>88</b>
<i>III-4-1 Structure et dimensionnement géométrique de l'antenne .....</i>	<i>89</i>
<i>III-4-2 Résultats de simulation.....</i>	<i>89</i>
<i>III-4-3 Amélioration du rayonnement de l'antenne .....</i>	<i>91</i>
<i>III-4-4 Correction de l'angle d'ouverture .....</i>	<i>92</i>
<i>III-4-5 Miniaturisation finale .....</i>	<i>94</i>
III-4-5-1 Dimensionnement géométrique de l'antenne .....	94
III-4-5-2 Résultats de simulation .....	94
<b>III-5 CONCLUSION .....</b>	<b>97</b>
<b>REFERENCES.....</b>	<b>99</b>

---

### III-1 Introduction

Pour surmonter parfaitement les problèmes de communication entre les nœuds du réseau RSN, il suffit d'utiliser une antenne isotrope en raison de son rayonnement uniforme dans toutes les directions de l'espace (Figure III-1). Cette antenne est un modèle théorique dont la réalisation est impossible, elle est utilisée uniquement comme référence pour les antennes réelles [III.1].

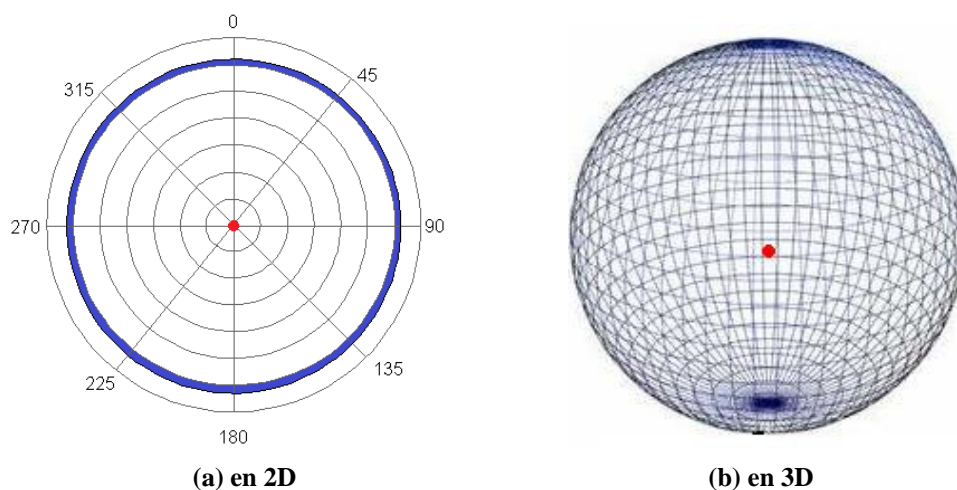


Figure III-1 : Diagramme de rayonnement de l'antenne isotrope.

Pratiquement toutes les antennes réelles possèdent des propriétés directionnelles (directivité non nulle), cela signifie qu'une antenne peut focaliser la puissance rayonnée dans une zone bien déterminée. Le paramètre qui détermine cette zone est appelé "angle d'ouverture". Cet angle est défini comme étant l'écart angulaire où le gain maximal en  $dBi$  (le champ  $E_{total}$  rayonné maximal en  $dB$ ) est diminué de  $-3dBi$  ( $-3dB$ ) [III.2].

Une antenne isotrope possède un angle d'ouverture de  $360^\circ$  quel que soit le plan de l'espace. Nous proposons de concevoir une antenne qui converge vers cette propriété, c'est-à-dire, une antenne qui peut rayonner dans toutes les directions de l'espace avec une variation du gain maximal inférieure à  $-3dB$ . Sans oublier qu'elle doit être électriquement petite afin d'obtenir un dispositif de petite taille.

Ce chapitre est constitué de trois parties : la première présente l'idée d'avoir un rayonnement quasi-isotrope avec un angle d'ouverture de  $360^\circ$  dans tous les plans de l'espace à l'aide d'un dipôle planaire. La deuxième est consacrée à la conception d'une antenne sphérique 3D basée sur le dipôle planaire. Afin d'obtenir un dispositif de petite taille, une miniaturisation de l'antenne par pliage des bras du dipôle, est exposée dans la dernière partie.

Notons bien que toutes les antennes conçues vont résonner à une fréquence de l'ordre de  $915MHz$  avec une adaptation d'impédance à  $50\Omega$ . Le simulateur HFSS [III.3] sera utilisé pour étudier l'effet des paramètres géométriques de chaque antenne et déterminer leurs valeurs optimales. Par la suite, nous utiliserons le simulateur CST [III.4] pour consolider et valider les résultats obtenus.

## III-2 Idée d'avoir un angle d'ouverture de 360° dans tous les plans de l'espace

Comme nous l'avons montré dans le deuxième chapitre, le diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde est sous forme de beignet avec des zones de champ nul le long de son axe. Pour obtenir un rayonnement avec un angle d'ouverture égal à 360° dans tous les plans de l'espace, il faut que le dipôle rayonne d'une manière intense selon son axe.

Pour cela nous proposons de changer la forme linéaire du dipôle en une forme circulaire (Figure III-2) afin que les zones où le rayonnement est nul se rencontrent (Figure III-3) et le rayonnement global devient presque isotrope.

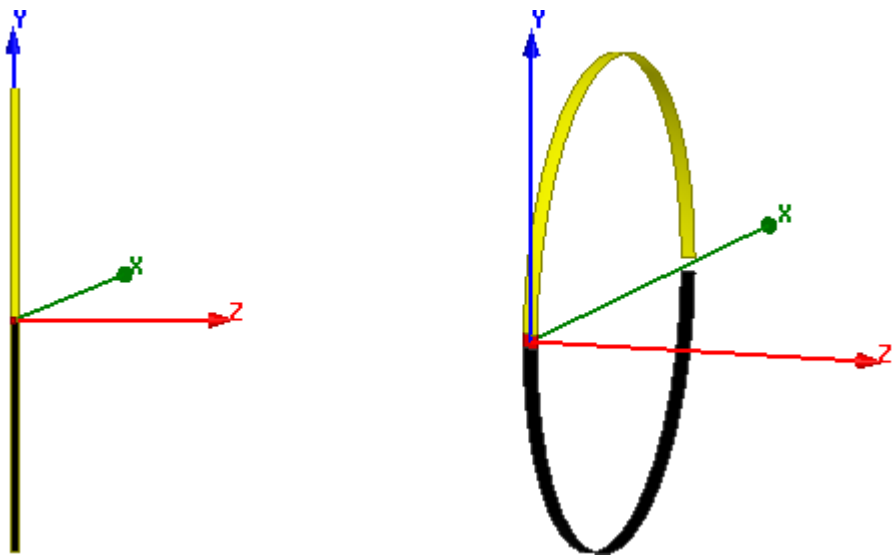


Figure III-2 : Transformation du dipôle linéaire en forme circulaire.

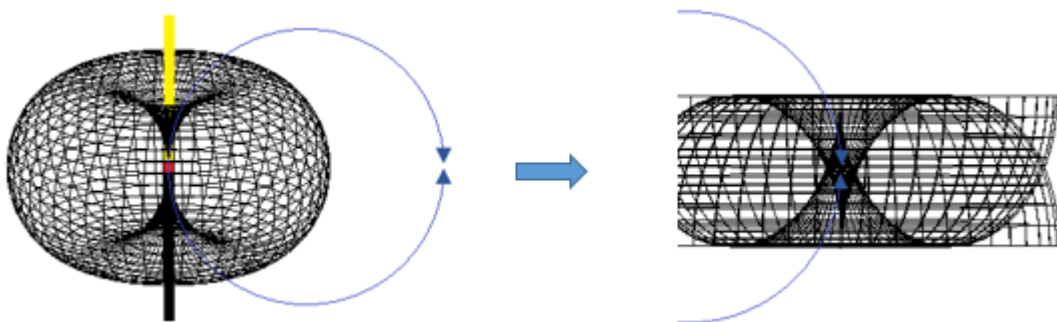


Figure III-3 : Rencontre des deux zones où le rayonnement est nul.

Le calcul de champ électrique total produit par la nouvelle forme du dipôle est très compliqué. Pour le simplifier, nous supposons que le dipôle est toujours linéaire à chaque  $dy''$  comme le montre la figure III-4. La relation entre la distance  $y'$  du dipôle linéaire et la distance  $y''$  du dipôle circulaire est donnée par :

$$y' = y'' \cos \varphi' \quad (\text{Equation III - 2})$$



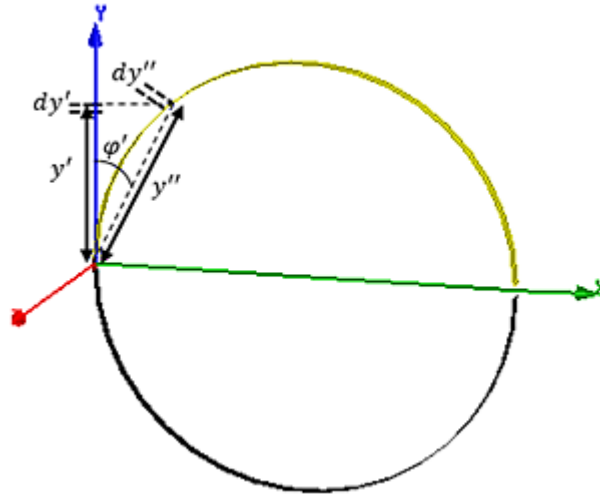


Figure III-4 : Géométrie du dipôle circulaire avec une antenne élémentaire de longueur  $dy''$ .

Par approximation, la fonction caractéristique du dipôle circulaire s'écrit comme suit :

$$F_n \approx \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\varphi\right)}{\sin\varphi} \cos\varphi' \quad (\text{Equation III - 3})$$

A partir de cette fonction caractéristique, nous avons tracé en 3D le diagramme de rayonnement, comme l'illustre la figure III-5.

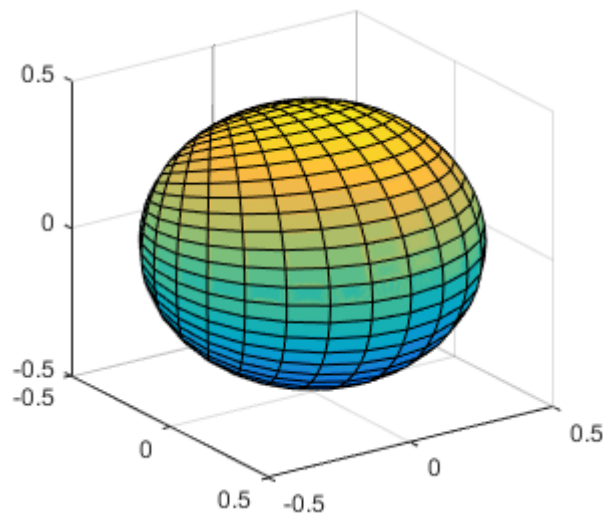


Figure III-5 : Diagramme de rayonnement approché de la nouvelle forme du dipôle.

Après l'examen de la figure III-5, nous constatons que le diagramme de rayonnement est bien quasi-isotrope avec un angle d'ouverture égal à  $360^\circ$  quel que soit le plan de l'espace.

Ces résultats obtenus seront vérifiés en utilisant HFSS et CST. Dans la section suivante, nous allons concevoir cette antenne en utilisant une sphère afin que le dipôle adopte la forme circulaire. La forme globale est donc une antenne sphérique 3D basée sur un dipôle.

### III-3 Conception de l'antenne sphérique 3D

#### III-3-1 Forme et dimensionnement géométrique de l'antenne

Notre antenne de départ est le dipôle demi-onde planaire (Figure III-6) qui possède une longueur totale de  $D = 16.39\text{cm}$  qui correspond à  $\lambda/2$  à la fréquence  $915\text{MHz}$ .

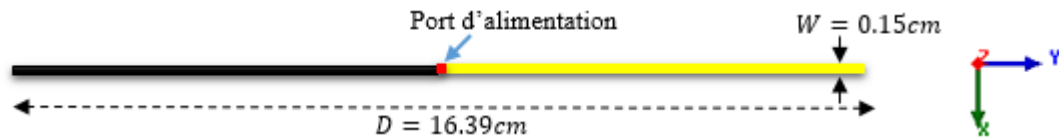


Figure III-6 : Structure du dipôle demi-onde planaire.

Par la suite, le dipôle est enroulé sur la surface d'une sphère comme le montre la figure III-7.

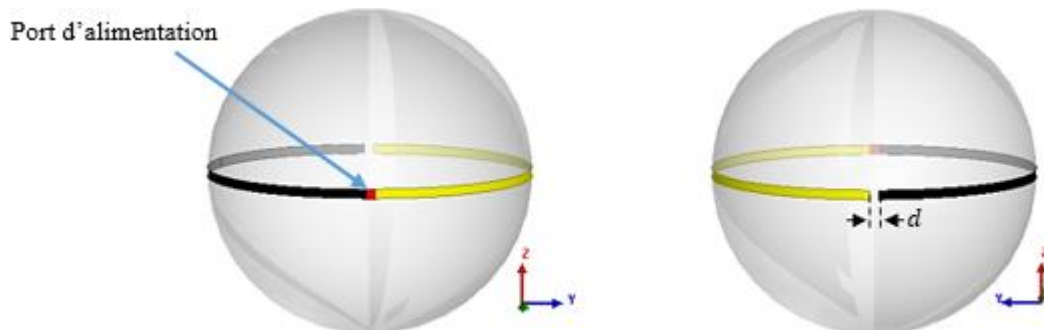


Figure III-7 : Structure de l'antenne 3D sphérique.

La sphère utilisée est en polystyrène (Styrofoam) en raison de sa permittivité relative  $\epsilon_r = 1.06$  proche de celle de l'air [III.5 - III.6]. Le rayon de la sphère  $r$  est calculé en fonction de la longueur  $D$  du dipôle et la distance de séparation entre les bras du dipôle  $d = 0.15\text{cm}$ , afin d'éviter l'intersection entre les bras :

$$r = \frac{(D + d)}{2\pi} = \frac{16.54}{2\pi} \cong 2.634\text{cm}$$

#### III-3-2 Variation du coefficient de réflexion

Après simulation de l'antenne, la figure III-8 représente la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence qui nous permet d'avoir les informations concernant le niveau d'adaptation et les fréquences de fonctionnement de l'antenne.

Il est clair que l'antenne n'est pas adaptée à l'impédance  $Z_g = 50\Omega$  en raison du coefficient de réflexion  $S_{11}$  qui est au-delà de  $-10\text{dB}$  le long de la bande de fréquences de simulation. Cela est dû principalement au pliage du dipôle qui transforme l'impédance résistive à une impédance capacitive. Les bras du dipôle de chaque côté de l'antenne ont des courants qui sont en opposition de phase (déphasage de  $180^\circ$ ), alors ils agissent comme un condensateur. Nous pouvons donc annuler l'effet capacitif par l'utilisation de l'une des techniques d'adaptation d'impédance.

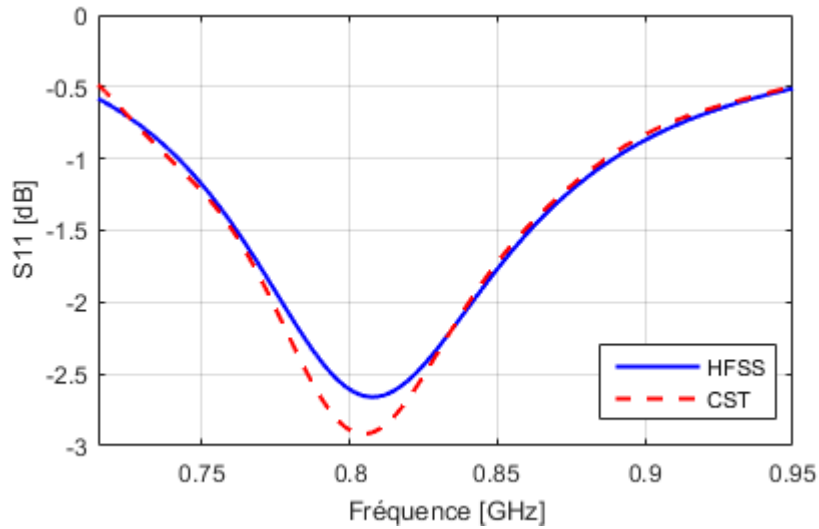


Figure III-8 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne sphérique 3D.

### III-3-3 Adaptation d'impédance

Nous proposons d'utiliser la technique d'adaptation T-match [III.7-III.9] comme le montre la figure III-9. Une optimisation des dimensions de la T-match obtenues à partir de l'équation II-13 (Chapitre II) a été effectuée, afin d'obtenir une meilleure adaptation comme le représente la figure II-10. Les dimensions optimisées sont illustrées dans le tableau III-1.

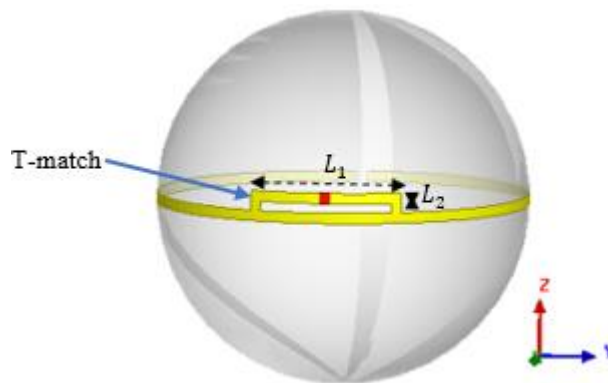


Figure III-9 : Structure de l'antenne sphérique 3D avec T-match.

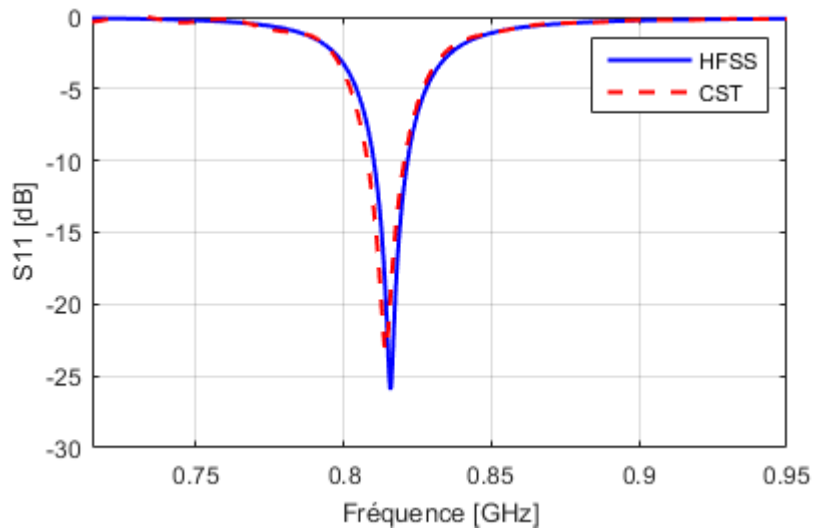


Figure III-10 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne 3D sphérique avec T-match.

Paramètres	$L_1$	$L_2$
Valeurs [cm]	2.18	0.28

Tableau III-1 : Dimensions de la T-match.

La fréquence de résonance souhaitée est de  $915\text{MHz}$ , mais cette antenne résonne à une fréquence plus basse. Ce décalage peut se corriger par la diminution de la longueur totale  $D$  du dipôle, vu que la longueur est inversement proportionnelle à la fréquence de résonance.

### III-3-4 Correction de la fréquence de résonance

Après la réduction de la longueur  $D$ , l'antenne optimisée est illustrée dans la figure III-11. Comme prévu, cette antenne résonne à une fréquence de l'ordre de  $915\text{MHz}$  (Figure III-12).

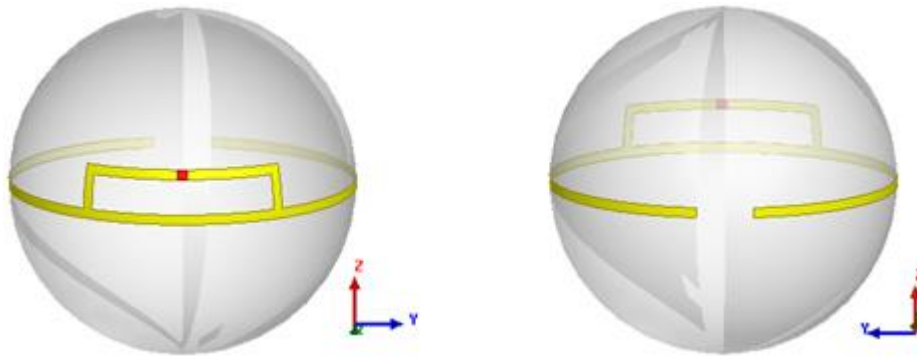


Figure III-11 : Structure de l'antenne 3D sphérique après réduction de la longueur  $D$ .

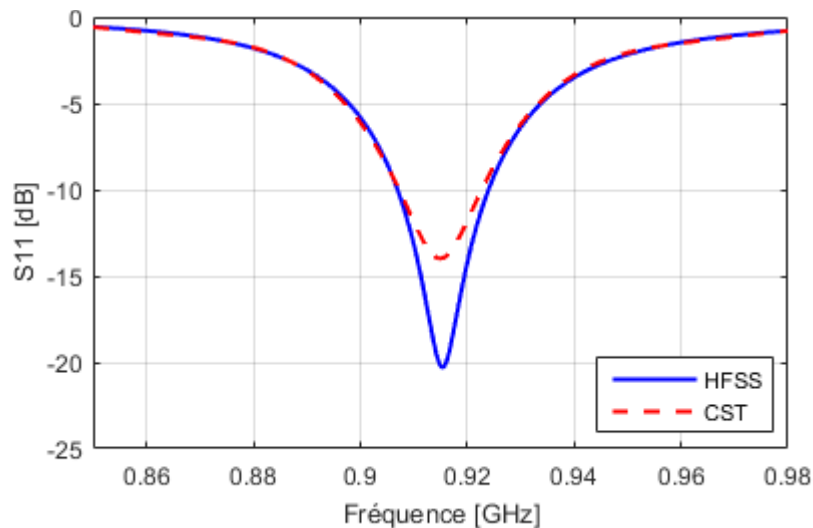


Figure III-12 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne 3D sphérique après réduction de la longueur  $D$ .

Au fur et à mesure que nous diminuons la longueur  $D$ , les dimensions de la T-match d'adaptation changent. Les nouvelles dimensions de l'antenne sont illustrées dans le tableau III-2.

Paramètres	$r$	$D$	$L_1$	$L_2$
Valeurs [cm]	2.634	15.664	0.689	3.066

Tableau III-2 : Dimensions de l'antenne 3D sphérique après réduction de la longueur  $D$ .

Après la vérification de la taille électrique  $ka$  de l'antenne à la fréquence de résonance, nous avons trouvé qu'elle est de l'ordre de 0.5048, ce qui implique que l'antenne n'est pas électriquement petite. Pour atteindre cet objectif, nous proposons de diminuer la grande dimension de l'antenne qui correspond au diamètre pour notre cas.

### III-3-5 Réduction du diamètre de l'antenne

Dans cette étape, nous diminuons le diamètre de la sphère avec la conservation de la longueur totale du dipôle ( $D = 15.664\text{cm}$ ) jusqu'à ce que la distance de séparation  $d$  soit égale à  $0.15\text{cm}$ . Les dimensions de l'antenne sont listées dans le tableau III-3 et la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence est représentée dans la figure III-13.

Paramètres	$r$	$D$	$L_1$	$L_2$
Valeurs [cm]	2.518	15.664	0.688	3.054

Tableau III-3 : Dimensions de l'antenne sphérique 3D après réduction du rayon.

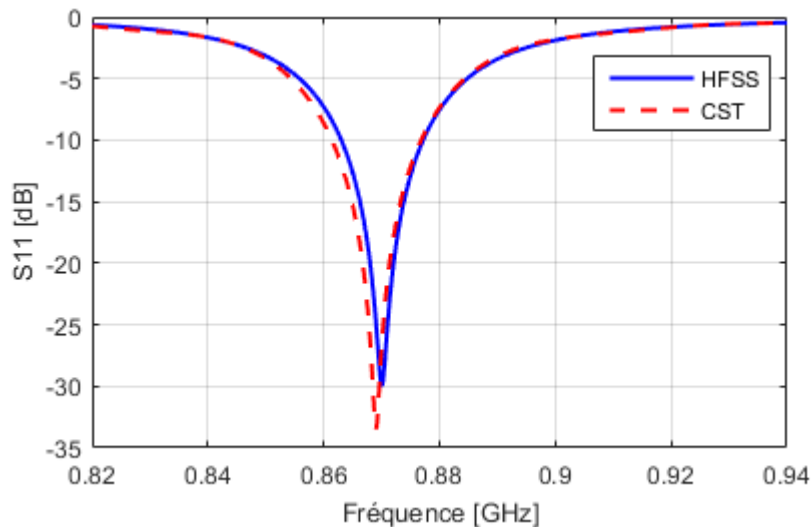


Figure III-13 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne sphérique 3D après réduction du rayon.

A partir des résultats obtenus, l'antenne résonne à une fréquence très inférieure à la fréquence désirée comme le cas précédent. A ce moment-là, nous pouvons constater que :

- La fréquence de résonance augmente, lorsque la longueur  $D$  diminue avec un rayon  $r$  constant.
- La fréquence de résonance diminue, lorsque le rayon  $r$  diminue avec une longueur  $D$  constante.

Pour que la fréquence de résonance demeure stable de l'ordre de 915MHz, nous allons réduire simultanément le rayon  $r$  et la longueur  $D$  jusqu'à ce que nous atteignons ses limites tout en conservant une distance de séparation  $d=0.15\text{cm}$ .

### III-3-6 Optimisation finale de l'antenne

#### III-3-6-1 Dimensionnement géométrique de l'antenne

Les dimensions finales de l'antenne sont listées dans le tableau III-4.

Paramètres	$r$	$D$	$L_1$	$L_2$
Valeurs [cm]	2.39	14.894	0.686	3.039

Tableau III-4 : Dimensions finales de l'antenne sphérique 3D.

#### III-3-6-2 Résultats de simulation

##### a) Coefficient de réflexion

La figure III-14 représente la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence.

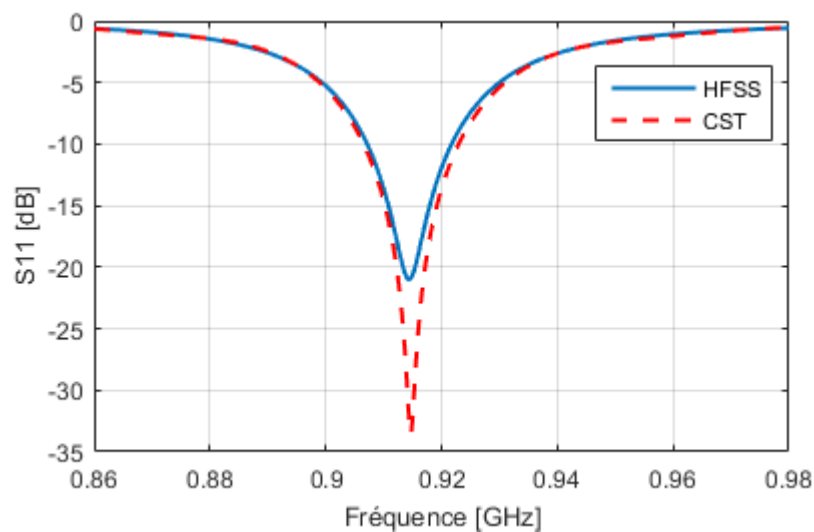


Figure III-14 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne sphérique 3D.

En examinant les deux courbes du coefficient de réflexion  $S_{11}$ , nous observons que :

- Le  $S_{11}$  obtenu par HFSS, atteint le niveau de  $-21dB$  pour une fréquence de résonance égale à  $914.4MHz$ .
- Le  $S_{11}$  obtenu par CST, atteint le niveau de  $-33.4dB$  pour une fréquence de résonance égale à  $914.7MHz$ .

Ces résultats montrent que l'antenne sphérique 3D fonctionne bien à la fréquence souhaitée  $915MHz$ . Le calcul de la taille électrique  $ka$  de l'antenne à cette fréquence, montre qu'elle est de  $0.458$ , ce qui implique que l'antenne est devenue électriquement petite.

##### b) Diagramme de rayonnement

Afin de vérifier le rayonnement de l'antenne, la figure III-15 illustre les diagrammes de rayonnement du champ électrique total  $E_{total}[dB]$  à la fréquence  $915MHz$  en 2D dans les plans  $XZ$ ,  $YZ$  et  $XY$ . Nous constatons que la variation du champ  $E_{total}$  dans les trois plans dépend légèrement de la direction. La même chose est observée dans la figure III-16 qui représente sa variation dans toutes

les directions de l'espace. Ces résultats montrent que cette antenne produit un rayonnement quasi-isotrope.

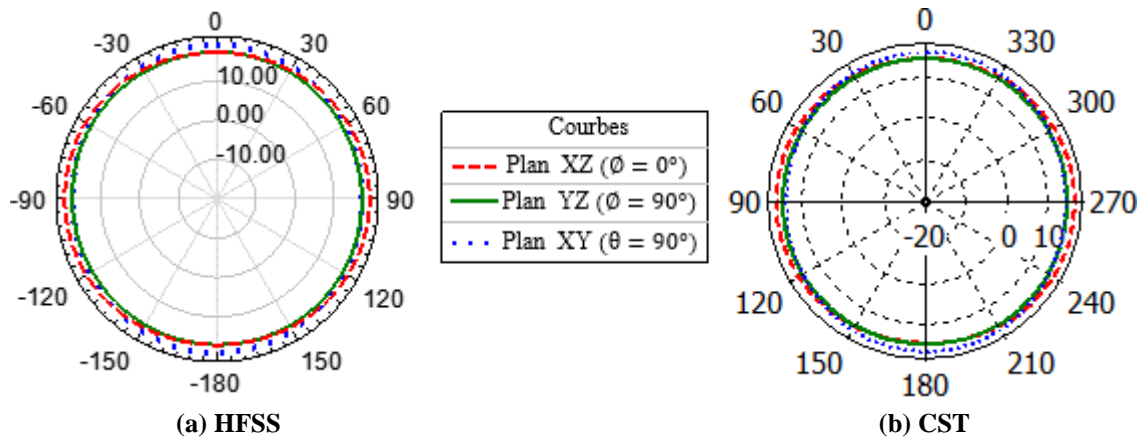


Figure III-15 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 2D de l'antenne sphérique 3D.

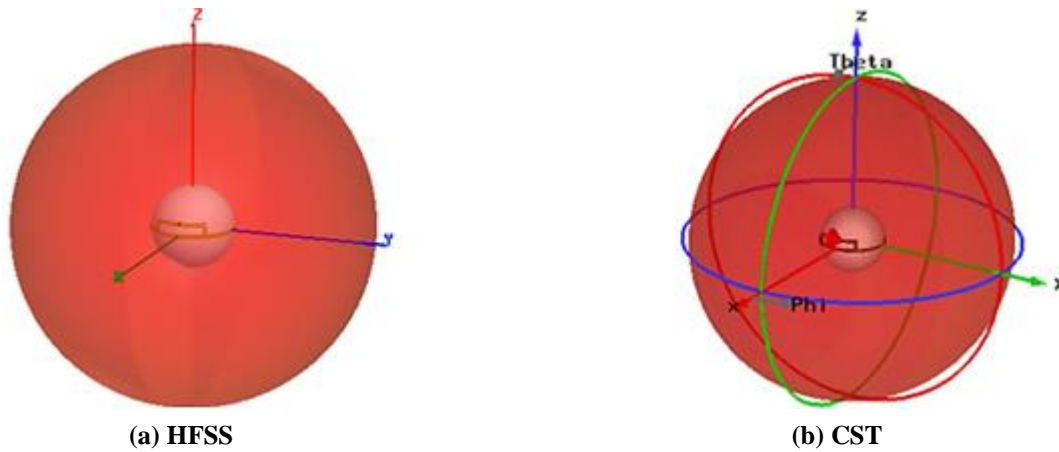


Figure III-16 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 3D de l'antenne sphérique 3D.

### c) Gain et angle d'ouverture

Afin de vérifier l'angle d'ouverture de l'antenne, nous traçons la variation du gain de l'antenne en fonction des angles de l'espace  $\varnothing$  et  $\theta$  comme le montre la figure III-17. Les deux valeurs maximale et minimale du gain sont respectivement de  $1.52dBi$  et  $-0.68dBi$ . Le gain maximal est diminué de  $-2.2dBi$ , ce qui implique que l'angle d'ouverture de l'antenne égal à  $360^\circ$  quel que soit le plan de l'espace.

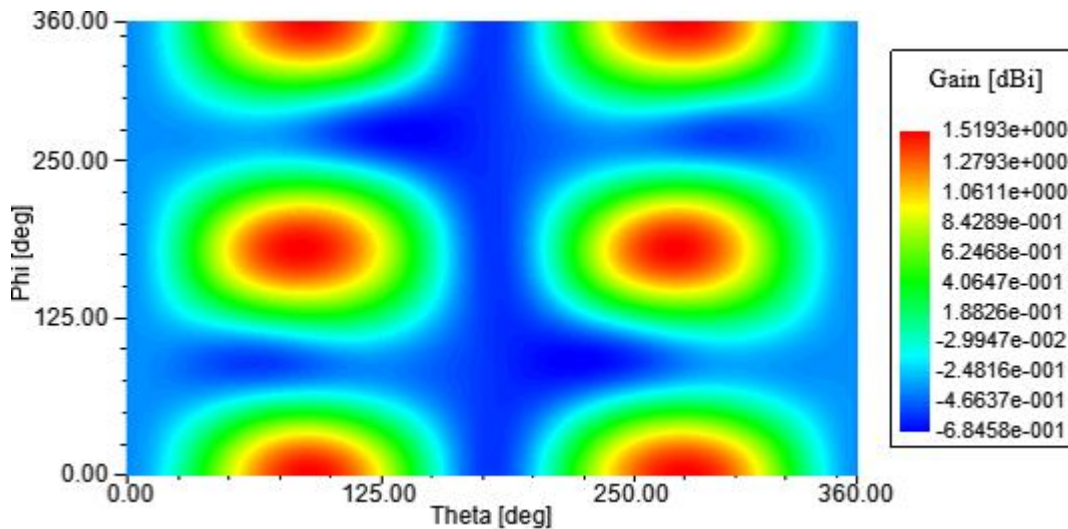


Figure III-17 : Gain de l'antenne sphérique 3D en fonction des angles  $\phi$  et  $\theta$ .

Pour conclure, l'antenne sphérique 3D que nous avons conçue, possède une taille électrique petite, fonctionne à la fréquence désirée 915MHz et produit un rayonnement quasi-isotrope avec un angle d'ouverture de  $360^\circ$  dans chaque plan de l'espace comme prévu.

Afin de montrer les avantages de notre antenne sphérique, nous allons la comparer avec une autre antenne sphérique issue de la littérature. Dans le travail [III.10], Les auteurs ont conçu une antenne électriquement petite sous forme sphérique pour les étiquettes RFID passive UHF. L'antenne se compose de deux dipôles en calotte sphérique perpendiculaires entre eux, d'une hauteur de 3.4mm (les bras des dipôles sont cylindriques de diamètre de 0.321mm), d'une coque sphérique en plastique ABS (Acrylonitrile Butadiene Styrene) avec une épaisseur de 1mm, et une carte de circuit imprimé en FR4 (Flame Resistant 4) avec une épaisseur de 0.79mm (Figure III-18). La grande dimension de l'antenne est le diamètre de la sphère qui est de 52mm.

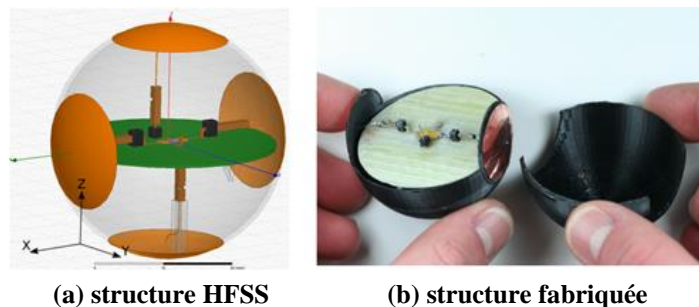


Figure III-18 : Antenne sphérique conçue dans [III.10].

Le tableau III-5 résume la structure et la taille électrique  $ka$  de chaque antenne ainsi que leurs caractéristiques électriques et de rayonnement.

Paramètres	Antenne proposée	Antenne [III.10]
------------	------------------	------------------



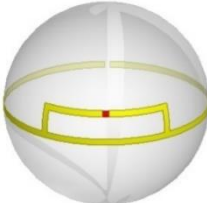
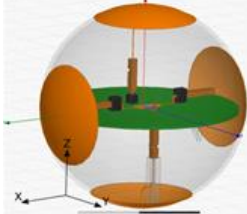
Structure		
Rayon ( $r$ )	2.39cm	2.6cm
Taille électrique $ka$	0.458	0.498
Fréquence de fonctionnement	915MHz	915MHz
Diagramme de rayonnement	Quasi-isotrope	Quasi-isotrope
Gain maximal	1.52dBi	1.81dBi
Gain minimal	-0.68dBi	-8.07dBi
Gain max-Gain min	2.2dBi	9.88dBi
Angle d'ouverture	360°	< 360°

Tableau III-5 : Comparaison entre notre antenne et l'antenne de la publication [III.10].

D'après le tableau ci-dessus, notre antenne présente plusieurs avantages par rapport à l'autre antenne, tels que : une structure très simple, une taille électrique petite, un angle d'ouverture de 360° dans toutes les directions de l'espace et un coût de fabrication minimal.

De plus, la forme de notre antenne permet de loger l'électronique du capteur à son intérieur comme le montre la figure III-19.

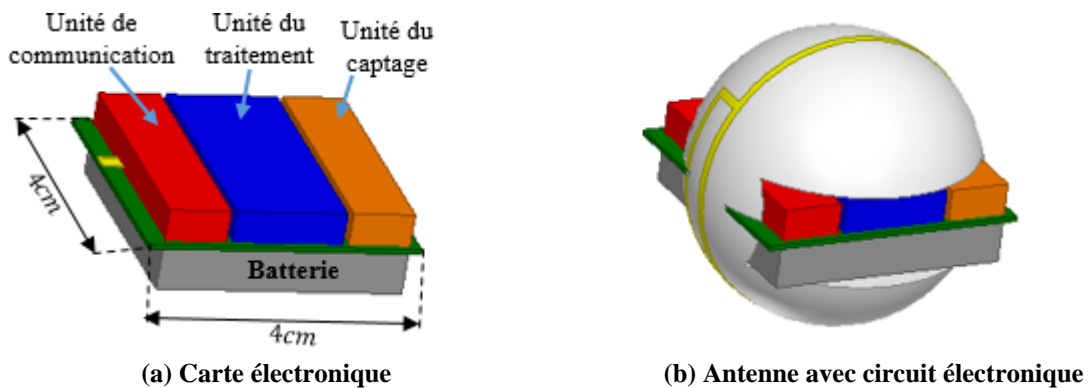


Figure III-19 : Structures.

D'après les résultats de l'étude que nous avons effectuée dans la section II-3, l'insertion de la carte électronique peut diminuer la fréquence de résonance de cette antenne. Le fonctionnement normal de l'antenne à la fréquence 915MHz peut être assuré par la réduction de la longueur du dipôle. La modélisation de chaque composant de la carte électronique avec leur constante diélectrique afin d'obtenir les nouvelles dimensions de l'antenne, est très difficile. Alors, nous proposons de mettre le circuit électronique à l'extérieur et de miniaturiser le plus possible la taille de l'antenne, afin que le volume global de dispositif reste petit.

### III-4 Miniaturisation de l'antenne sphérique 3D

Dans une première étape, nous allons miniaturiser la taille de l'antenne par pliage des bras du dipôle.

### III-4-1 Structure et dimensionnement géométrique de l'antenne

Comme le montre la figure III-20 (a), les bras du dipôle sont pliés en deux sens opposés avec une distance de séparation  $d = 0.15\text{cm}$ . Le sens opposé est choisi pour que les deux bras du dipôle soient enroulés dans la même direction du courant (Figure III-20 (b)).

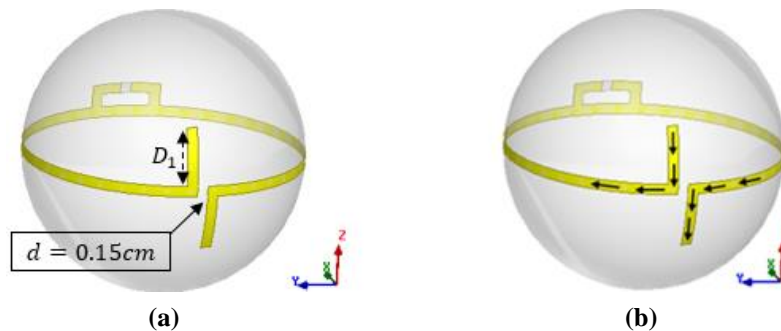


Figure III-20 : (a) Structure de l'antenne sphérique 3D avec bras pliés, (b) Sens du courant.

Le rayon  $r$  est diminué de  $2.2\text{cm}$  à  $1.4\text{cm}$  avec un pas de  $0.2\text{cm}$ . Cette diminution implique une réduction de la longueur  $D$  et une augmentation de la longueur  $D_1$ , comme l'indique le tableau III-6.

Paramètres	Valeurs				
$r$ [cm]	2.2	2	1.8	1.6	1.4
$D$ [cm]	13.665	12.41	11.15	9.892	8.634
$D_1$ [cm]	0.59	0.84	1.56	2.447	3.546
$L_1$ [cm]	0.321	0.335	0.331	0.253	0.275
$L_2$ [cm]	1.6	1	1	0.98	1

Tableau III-6 : Dimensions de chaque antenne sphérique 3D.

### III-4-2 Résultats de simulation

Après simulation par HFSS, les deux figures III-21 et III-22 représentent respectivement les résultats du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et les diagrammes de rayonnement du champ  $E_{total}$  [dB] à la fréquence  $915\text{MHz}$  dans les trois plans  $XY$ ,  $YZ$  et  $XY$ .

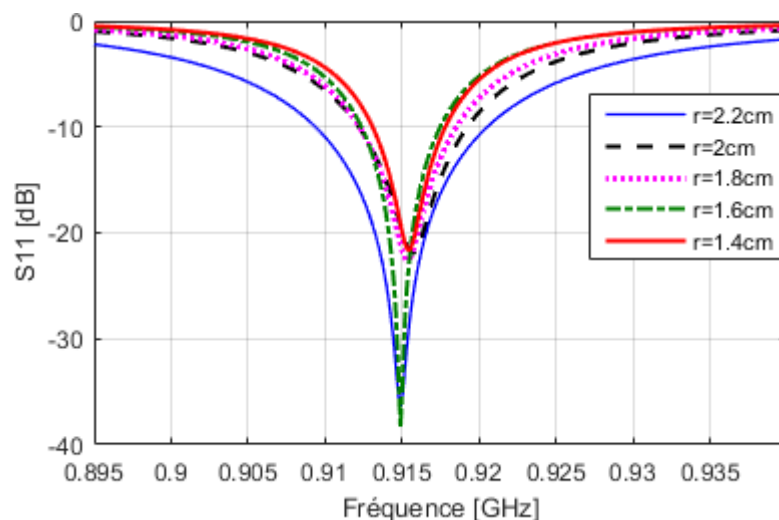


Figure III-21 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de chaque antenne sphérique 3D.

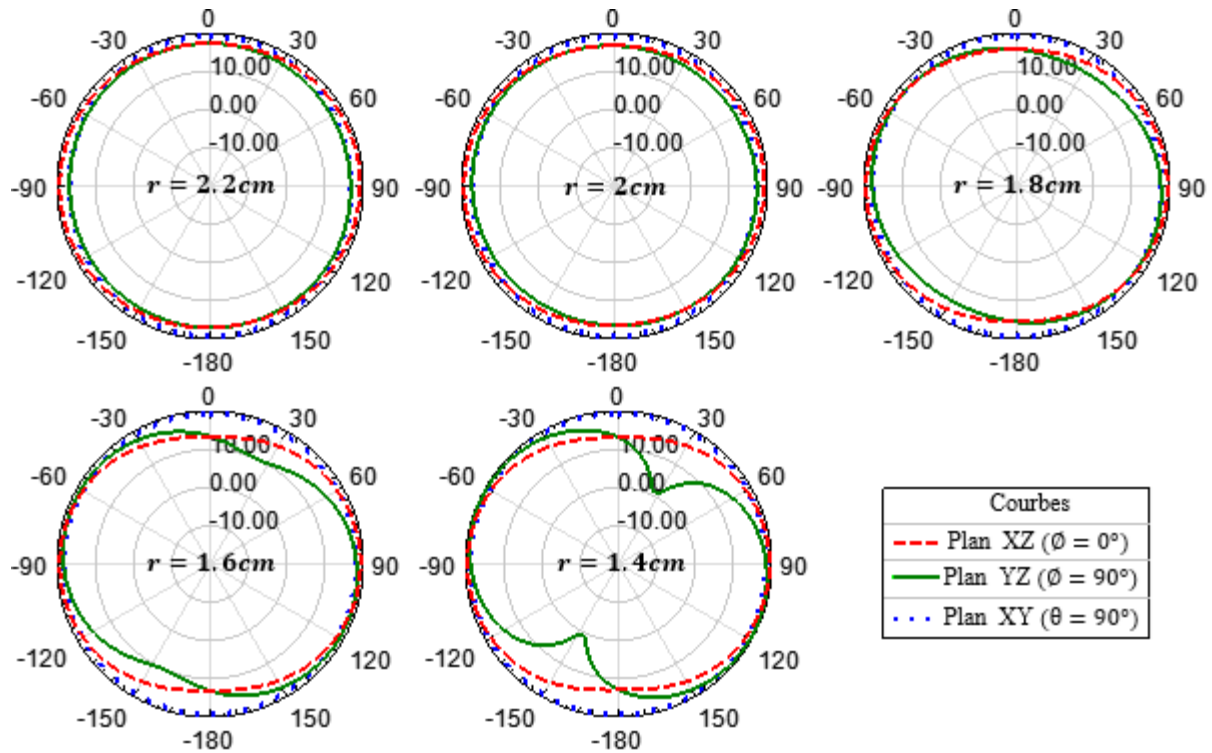


Figure III-22 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 2D de chaque antenne sphérique 3D.

A partir des résultats du coefficient de réflexion  $S_{11}$ , toutes les antennes résonnent à une fréquence proche de la fréquence désirée 915MHz avec une bande passante qui varie d'une façon proportionnelle à la taille de chaque antenne.

En examinant les diagrammes du rayonnement, nous observons que la variation du champ  $E_{total}$  en fonction du rayon  $r$  tend vers zéro dans le plan YZ dès que  $r$  diminue. Cela est bien confirmé dans la figure III-23 qui représente les diagrammes de rayonnement en 3D.

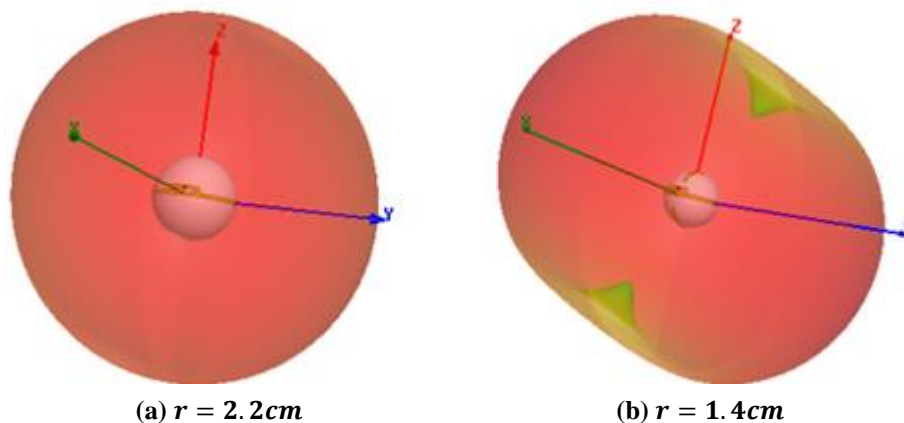


Figure III-23 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 3D de l'antenne sphérique 3D de rayon.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est devenu non quasi-isotrope. Cela est dû principalement à la grande longueur  $D_1$  qui tend vers la zone d'alimentation de l'antenne (Figure II-24). Pour annuler l'influence de cette grande longueur sur le rayonnement de l'antenne, nous proposons de la plier deux fois.

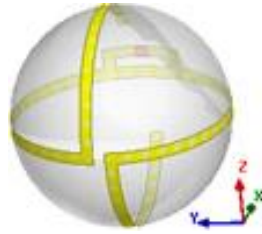


Figure III-24 : Structure de l'antenne sphérique 3D avec  $r = 1.4\text{cm}$ .

### III-4-3 Amélioration du rayonnement de l'antenne

La nouvelle structure de l'antenne est indiquée dans la figure III-25.

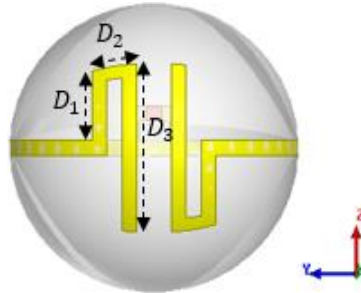


Figure III-25 : Structure de l'antenne sphérique 3D avec des bras repliés.

Les dimensions de l'antenne listées dans le tableau III-7, sont choisies après plusieurs études paramétriques de telle sorte que l'antenne résonne à une fréquence de l'ordre de  $915\text{MHz}$  comme le montre la figure III-26.

Paramètres	$r$	$D$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$L_1$	$L_2$
Valeurs [cm]	1.4	8.174	0.783	0.4	1.809	0.323	0.6

Tableau III-7 : Dimensions de l'antenne sphérique 3D avec des bras repliés.

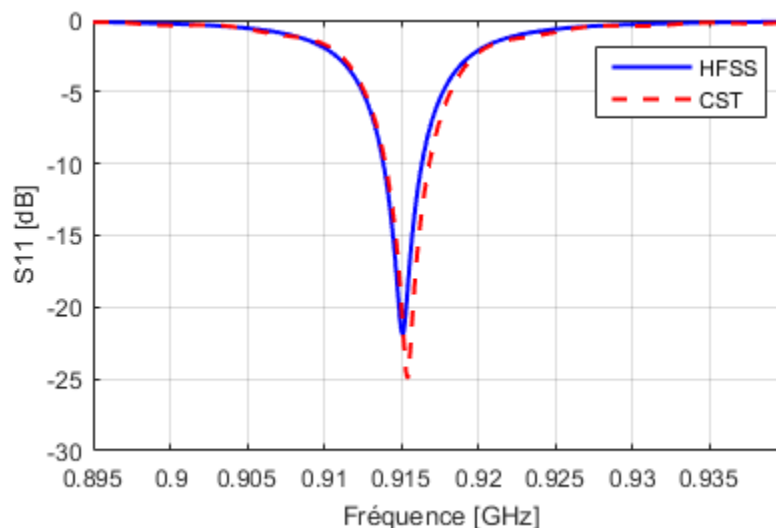


Figure III-26 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne sphérique 3D avec des bras repliés.

A partir des diagrammes de rayonnement de l'antenne du champ  $E_{total}[dB]$  en 2D et en 3D affichés dans la figure III-27, nous remarquons que le rayonnement redevient quasi-isotrope comme prévu.

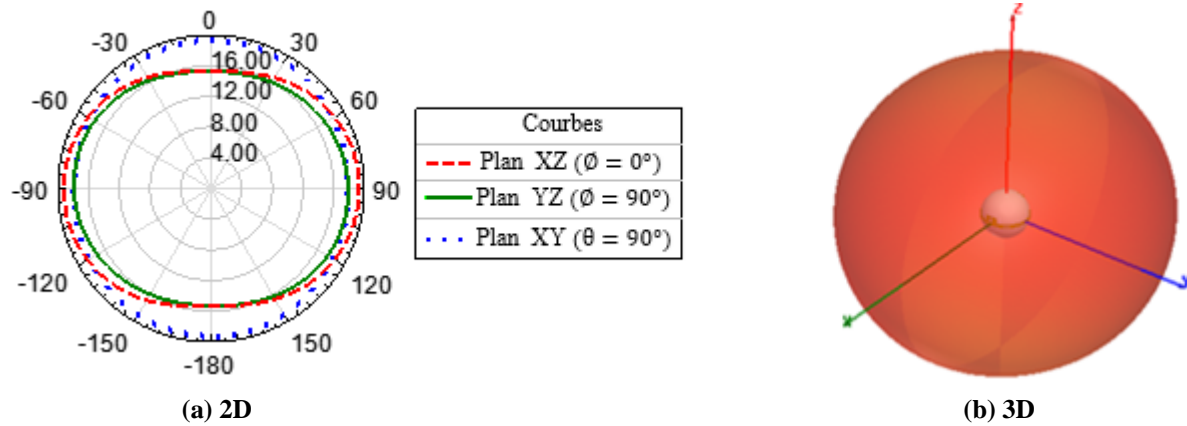


Figure III-27 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  de l'antenne sphérique 3D avec des bras repliés.

L'angle d'ouverture de l'antenne est inférieur à  $360^\circ$  en raison de diminution du champ  $E_{total}$  maximale de  $-4.061dB$ . Afin de corriger cet angle, nous proposons de réaliser une étude paramétrique qui consiste à diminuer la longueur  $D$ , augmenter  $D_1$  et  $D_3$  avec la conservation de  $D_2$ .

### III-4-4 Correction de l'angle d'ouverture

Le tableau III-8 liste les dimensions de chaque antenne avec les résultats obtenus à partir du coefficient de réflexion  $S_{11}$  (Figure III-28) et du champ  $E_{total}[dB]$  rayonné (Figure III-29).

Chaque antenne fonctionne bien à la fréquence  $915MHz$  et l'angle d'ouverture est corrigé au niveau de la quatrième antenne. Cette dernière possède une taille électrique  $ka$  de  $0.2683$ . Une diminution de cette taille est nécessaire afin d'obtenir une antenne de faible coût et de poids léger ainsi qu'un volume global du dispositif minimal.

Antenne	1	2	3	4
$r$ [cm]	1.4	1.4	1.4	1.4
$D$ [cm]	8.094	8.014	7.934	7.854
$D_1$ [cm]	0.99	1.136	1.232	1.347
$D_2$ [cm]	0.4	0.4	0.4	0.4
$D_3$ [cm]	2.265	2.598	2.828	3.104
$L_1$ [cm]	0.323	0.323	0.323	0.323
$L_2$ [cm]	0.6	0.6	0.6	0.6
$S_{11}$ [dB]	-28.89	-41.38	-38.08	-23
$f_r$ [MHz]	915	915.2	915	915
$E_{max} - E_{min}$ [dB]	3.892	3.382	3.044	2.856
Angle d'ouverture [ $^\circ$ ]	< 360	< 360	< 360	360

Tableau III- 8 : Dimensions de chaque antenne sphérique avec les résultats de simulation.

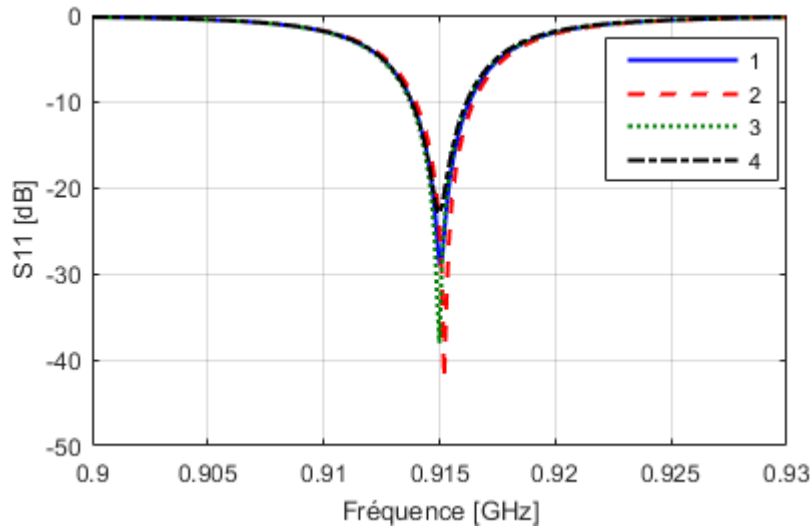
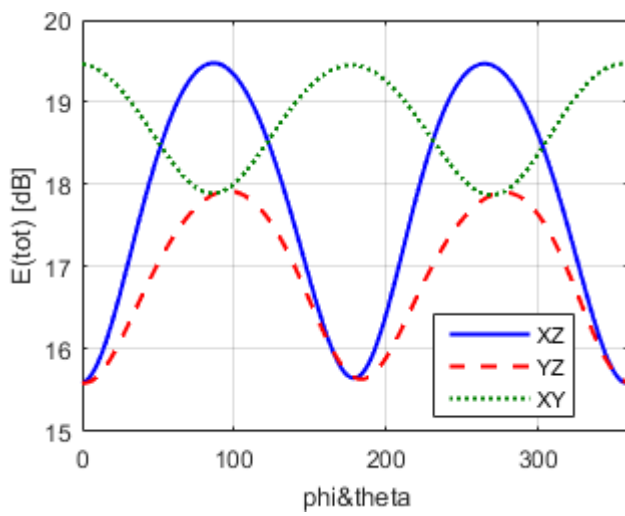
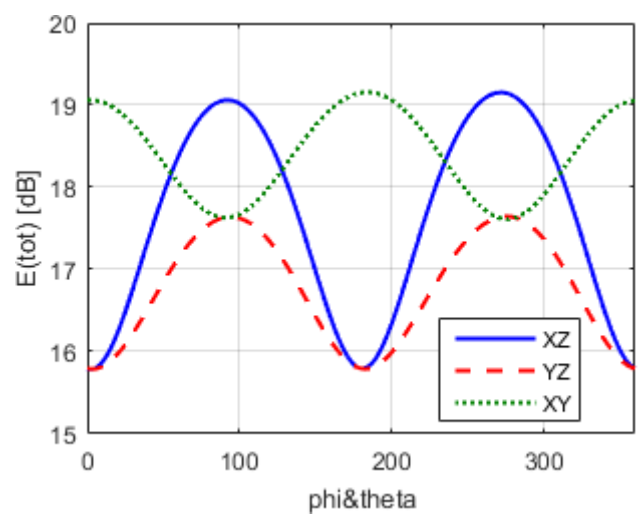


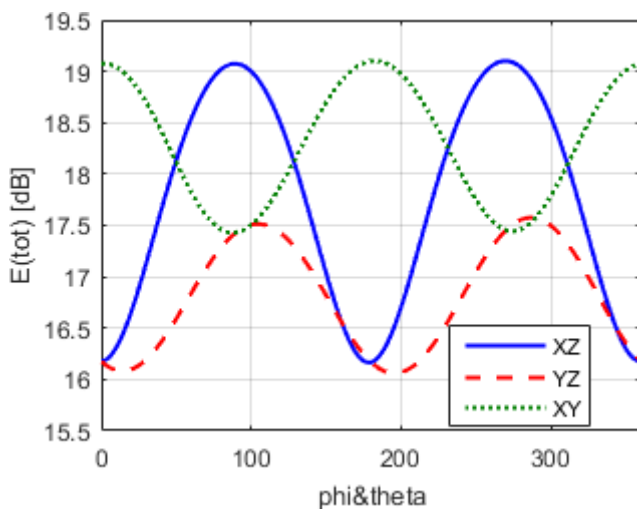
Figure III-28 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de chaque antenne sphérique 3D avec des bras repliés.



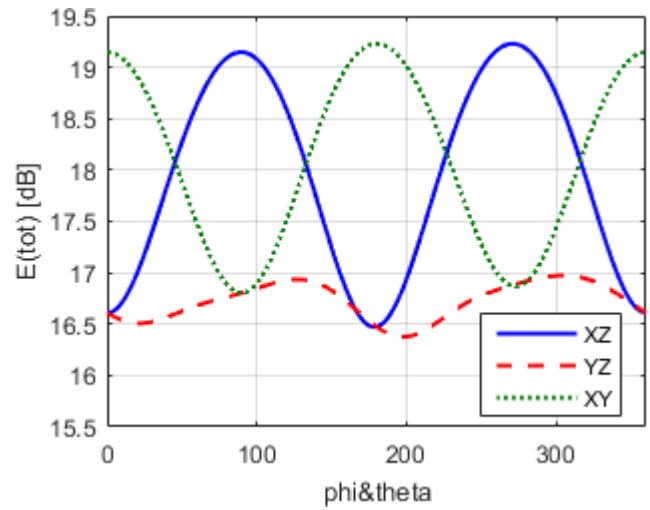
(a) Antenne 1



(b) Antenne 2



(c) Antenne 3



(d) Antenne 4

Figure III-29 : Champ  $E_{total}$  rayonné de chaque antenne sphérique 3D avec des bras repliés.

### III-4-5 Miniaturisation finale

#### III-4-5-1 Dimensionnement géométrique de l'antenne

Nous diminuons  $ka$  de l'antenne d'une façon parfaite par la réduction du rayon  $r$  de  $1.4\text{cm}$  à  $1\text{cm}$ . Les dimensions de l'antenne sphérique 3D finale miniaturisée sont listées dans le tableau III-9.

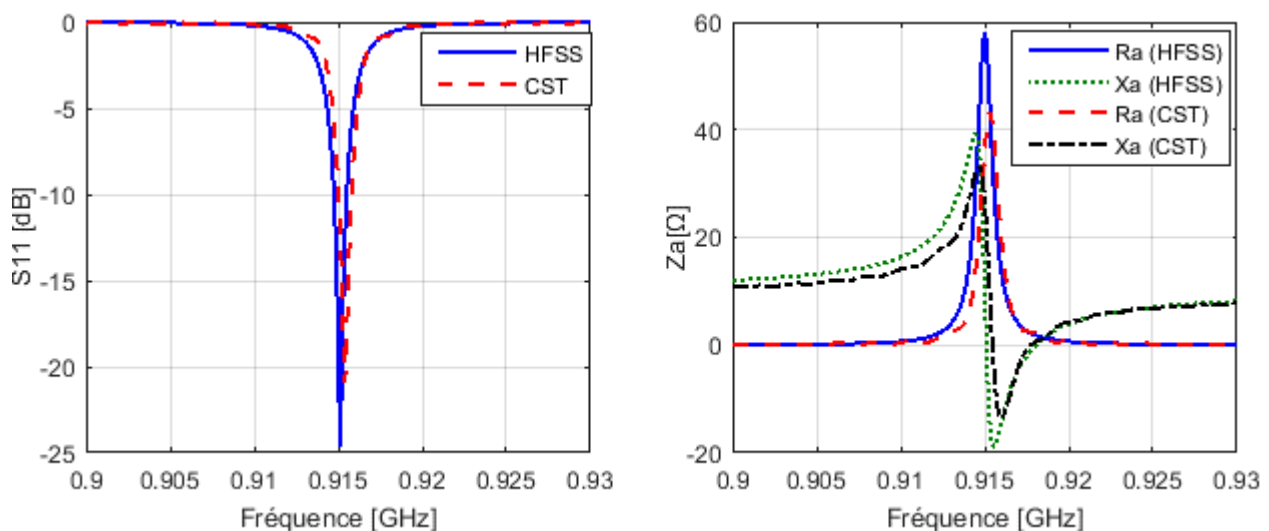
Paramètres	$r$	$D$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$L_1$	$L_2$
Valeurs [cm]	1	5.416	1.314	0.5	3.3	0.243	0.45

Tableau III-9 : Dimensions de l'antenne sphérique 3D miniaturisée.

#### III-4-5-2 Résultats de simulation

##### a) Coefficient de réflexion et impédance d'entrée

La figure III-30 représente les variations des caractéristiques électriques de l'antenne miniaturisée telles que, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et l'impédance d'entrée  $Z_a$ .



(a) Coefficient de réflexion  $S_{11}$

(b) Impédance d'entrée  $Z_a$

Figure III-30 : Caractéristiques électriques de l'antenne sphérique 3D miniaturisée.

Il est clair que l'antenne miniaturisée résonne approximativement à la fréquence souhaitée  $915\text{MHz}$ , avec une impédance d'entrée de l'ordre de  $50\Omega$ . A cette fréquence la taille électrique  $ka$  de l'antenne est de  $0.1916$ .

##### b) Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture

La figure III-31 et III-32 qui représentent les diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D, montre que la variation du champ  $E_{total}$  [dB] dépend légèrement de la direction avec une diminution de sa valeur maximale de  $-2.725\text{dB}$ . En conséquence, le rayonnement de l'antenne est quasi-isotrope avec un angle d'ouverture de  $360^\circ$  dans tous les plans de l'espace.

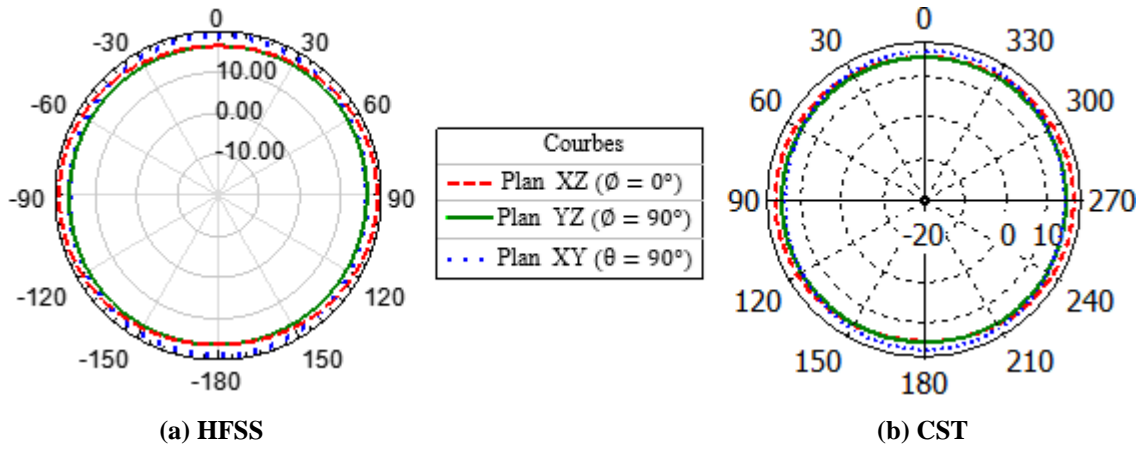


Figure III-31 : Diagramme de rayonnement du champ  $E_{total}$  en 2D de l'antenne sphérique 3D miniaturisée.

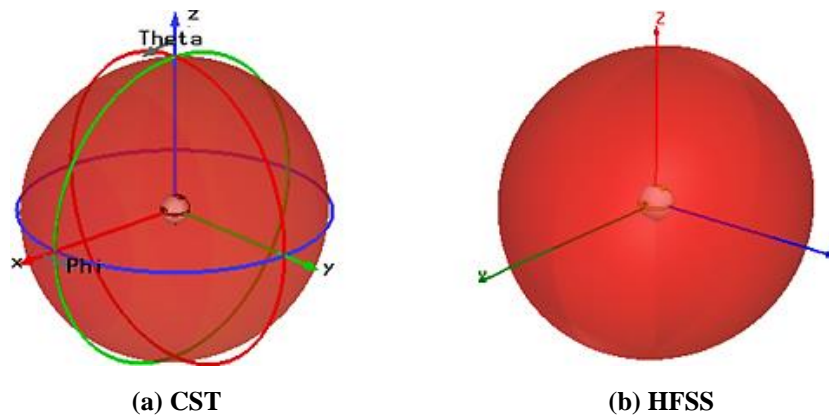


Figure III-32 : Diagramme de rayonnement du  $E_{total}$  en 3D de l'antenne sphérique 3D miniaturisée.

### c) Gain, directivité et polarisation

La variation du gain et de la directivité de l'antenne en fonction des angles  $\varnothing$  et  $\theta$ , est affichée dans la figure III-33. Le gain maximal et la directivité maximale sont respectivement  $1.264dBi$  et  $1.287dB$ , ce qui offre une efficacité de 98.21%.

En ce qui concerne la polarisation de l'antenne, la figure III-34 illustre la variation du rapport axial  $RA$  en fonction des angles  $\varnothing$  et  $\theta$ . La polarisation de l'antenne est circulaire aux quatre endroits où le  $RA$  égal à 1. Puis, elle devient elliptique dans les endroits où le  $RA$  entre 1 et 0. Ensuite, elle se transforme à une polarisation rectiligne aux endroits où le  $RA$  égal à 0. Alors, nous pouvons dire que l'état de polarisation de cette antenne est hétérogène. Cela rend la communication avec cette antenne indépendante de la polarisation.



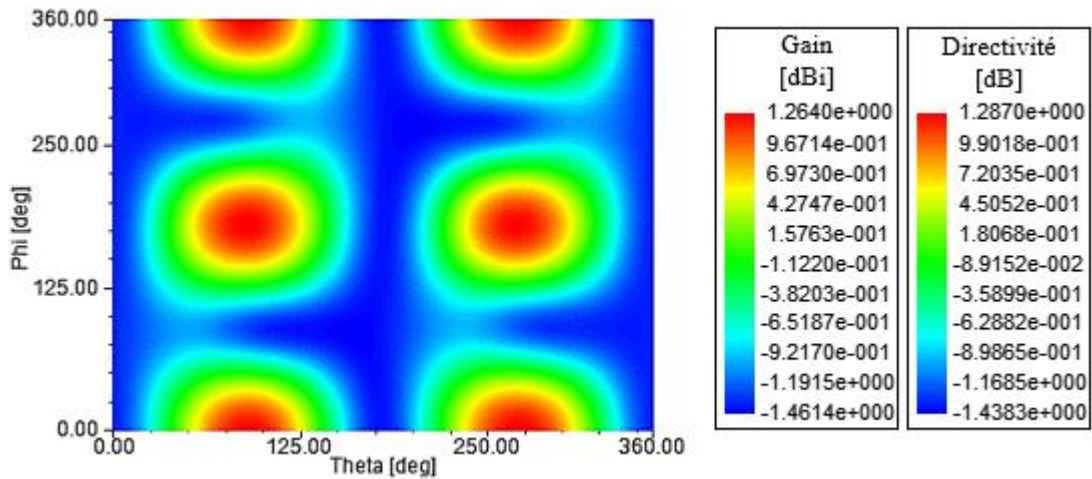


Figure III-33 : Gain et Directivité de l'antenne sphérique 3D miniaturisée en fonction des angles  $\phi$  et  $\theta$ .

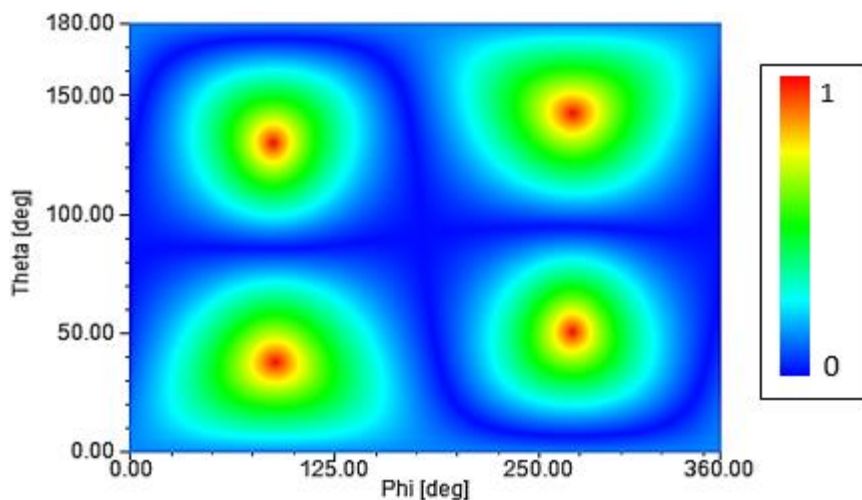


Figure III-34 : Rapport axial de l'antenne sphérique 3D miniaturisée en fonction des angles  $\phi$  et  $\theta$ .

Afin de montrer les avantages de notre antenne, nous la comparons avec une antenne sphérique électriquement petite conçue pour les étiquettes RFID passive UHF et les applications WSN [III.12]. Cette antenne est basée sur un dipôle de longueur totale  $21.6\text{cm}$  enroulée sur la surface d'une sphérique (Figure III-35). Le but de cette conception est de rendre la taille électrique de l'antenne petite et d'obtenir un diagramme de rayonnement quasi-isotrope. La sphère utilisée comme support de l'antenne est une sphère en polystyrène de  $2.5\text{cm}$  du diamètre.

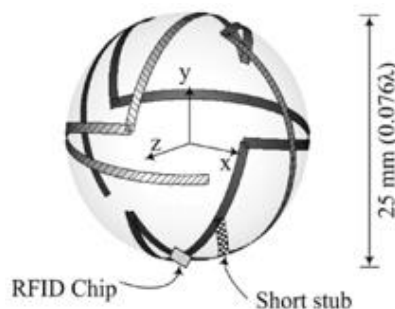


Figure III-35 : Structure de l'antenne sphérique 3D conçue dans [III.12].

Le tableau III-10 résume la structure et la taille électrique  $ka$  de chaque antenne ainsi que leurs caractéristiques électriques et de rayonnement.

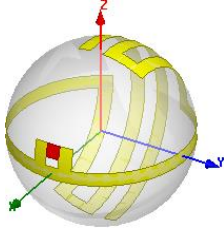

Paramètres	Notre antenne	Antenne [III.12]
Structure		
Diamètre	2 cm	2.5 cm
Volume	4.19 cm <sup>3</sup>	8.18 cm <sup>3</sup>
Taille électrique $ka$	0.1916	0.24
Longueur totale du dipôle	15.044 cm	21.6 cm
Fréquence de fonctionnement	915 MHz	911.25 MHz
Diagramme de rayonnement	Quasi-isotrope	Quasi-isotrope
Gain maximal	1.264 dBi	0.75 dBi
Angle d'ouverture	360°	< 360°

Tableau III-10 : Comparaison entre notre antenne et l'antenne de [III.12].

Nous remarquons que notre antenne présente plusieurs avantages par rapport à l'autre, à savoir :

- Une structure simple,
- Une taille électrique petite,
- Une longueur totale du dipôle petite,
- Un gain maximal fort,
- Un angle d'ouverture de 360° dans tous les plans de l'espace,
- Un poids léger,
- Un faible coût.

De plus, notre antenne peut être aussi destinée aux étiquettes RFID passives. Il suffit seulement d'ajuster les dimensions de la T-match pour que l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_a$  soit égale au conjugué de l'impédance de la puce  $Z_{puce}$ . La forme globale de l'étiquette RFID est la forme de l'antenne, comme le montre la figure III-36.

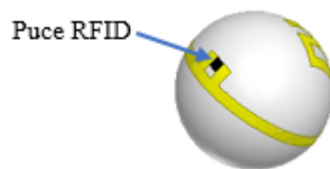


Figure III-36 : Etiquette RFID passive utilisant l'antenne sphérique 3D miniaturisée.

### III-5 Conclusion

Dans ce chapitre, notre objectif est de concevoir une antenne qui rayonne dans toutes les directions de l'espace avec une variation du champ  $E_{total}$  maximal inférieure à  $-3dB$  (un angle

d'ouverture égal à 360 quel que soit le plan dans l'espace), afin de surmonter de manière satisfaisante les problèmes de la communication entre les dispositifs du réseau RSN.

Dans un premier temps, nous avons conçu une antenne 3D sous forme sphérique basée sur un dipôle planaire enroulé sur la surface d'une sphère en polystyrène (Styrofoam en anglais) de constante diélectrique proche de l'air ( $\epsilon_r = 1.06$ ). Une configuration T-match a été utilisée pour adapter l'impédance d'entrée de l'antenne à l'impédance  $50\Omega$ . Après plusieurs étapes d'optimisation géométrique, nous sommes arrivés à concevoir une antenne sphérique 3D électriquement petite ( $ka = 0.458$ ), fonctionne à la fréquence  $915MHz$  et produit un rayonnement quasi-isotrope avec un gain maximal de  $1.52dBi$  et un angle d'ouverture de  $360^\circ$ . La forme de cette antenne permet de loger les circuits électroniques du capteur à son intérieur.

Afin d'éviter tout changement de la fréquence de résonance de l'antenne lors de l'insertion de l'électronique du capteur à son intérieur comme le cas de l'antenne cubique 3D, nous avons mis le circuit électronique à l'extérieur et miniaturisé la taille de l'antenne pour obtenir un dispositif de petite taille. La miniaturisation a été effectuée au départ par le pliage des bras du dipôle en deux sens différents, par la suite elle a été accomplie par le double pliage des bras pliés, afin d'améliorer le diagramme de rayonnement et l'angle d'ouverture.

Après une étude paramétrique de la géométrie de l'antenne, nous sommes arrivés à concevoir une antenne sphérique 3D miniaturisée de taille électrique  $ka$  de 0.1916. Cette antenne fonctionne à la fréquence  $915MHz$  et produit un rayonnement quasi-isotrope avec un angle d'ouverture de  $360^\circ$ , un gain maximal de  $1.264dBi$  et une efficacité de 98.21%.

Les performances de notre antenne ont été comparées à celles d'autres antennes de la littérature et nous avons constaté qu'elle était meilleure.

# Références

---

- [III.1] K.A.Bakshi A.V.Bakshi U.A.Bakshi, “Antennas And Wave Propagation,” Technical Publications, 2009.
- [III.2] John S. Seybold, “Introduction to RF Propagation,” John Wiley & Sons, 3 oct. 2005.
- [III.3] High Frequency Structure Simulator, <http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>.
- [III.4] Computer Systems Technology Microwave Studio, <https://www.cst.com/products/cstmws>.
- [III.5] Dielectric Constants of Various Materials. [http://web.hep.uiuc.edu/home/serrede/P435/Lecture\\_Notes/Dielectric\\_Constants.pdf](http://web.hep.uiuc.edu/home/serrede/P435/Lecture_Notes/Dielectric_Constants.pdf)
- [III.6] Y. J. Wang and C. K. Lee, “COMPACT AND BROADBAND MICROSTRIP PATCH ANTENNA FOR THE 3G IMT-2000 HANDSETS APPLYING STYROFOAM AND SHORTING-POSTS,” Progress In Electromagnetics Research, PIER 47, 75–85, 2004.
- [III.7] G. Marrocco, “The art of UHF RFID antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques,” Antennas Propag. Mag. IEEE, vol. 50, no. 1, pp. 66–79, 2008.
- [III.8] Shiran Wang, Qi Wu, and Donglin Su, “A Novel Reversed T-Match Antenna With Compact Size and Low Profile for Ultrawideband Applications,” IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 60, NO. 10, OCTOBER 2012.
- [III.9] Abdelhamid Bou-el-harmel, Ali Benbassou, Jamal Belkaid, “Adaptation d’impédance d’antennes dipole planaire des tags RFID UHF par l’application de la technique T-match,” WITS 2014.
- [III.10] L. A. Berge et M. T. Reich, “A UHF RFID antenna for a wireless sensor platform with a near-isotropic radiation pattern,” dans RFID (RFID), 2013 IEEE International Conference on, 2013, p. 88–95.
- [III.11] Geoff Smithson, “PRACTICAL RF PRINTED CIRCUIT BOARD DESIGN,” [http://data.eefocus.com/myspace/40/201817/bbs/2010-07-31/1280601993\\_5bbdf687.pdf](http://data.eefocus.com/myspace/40/201817/bbs/2010-07-31/1280601993_5bbdf687.pdf)
- [III.12] Hong-Kyun Ryu, Gichul Jung, Dea-Keun Ju, Sungkyun Lim, et Jong-Myung Woo, “An Electrically Small Spherical UHF RFID Tag Antenna With Quasi-Isotropic Patterns for Wireless Sensor Networks,” IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 9, p. 60–62, 2010.

## Modélisation du Canal de Propagation d'un Réseau RSN et Etude de l'Orientation des Antennes

### Sommaire :

---

<b>IV-1 INTRODUCTION .....</b>	<b>101</b>
<b>IV-2 MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION.....</b>	<b>102</b>
<i>IV-2-1 Environnement, emplacement et antenne .....</i>	<i>102</i>
IV-2-1-1 Environnement sélectionné .....	102
IV-2-1-2 Emplacement des nœuds du réseau RSN.....	104
IV-2-1-3 Antenne utilisée .....	104
<i>IV-2-2 Techniques utilisées pour la prédiction des caractéristiques de la propagation .....</i>	<i>105</i>
IV-2-2-1 Modèle Log-distance.....	105
IV-2-2-2 Modèle Log-normal.....	106
IV-2-2-3 Méthode du traçage de rayons en 3D.....	106
<i>IV-2-3 Procédures de la prédiction des caractéristiques de la propagation .....</i>	<i>107</i>
<i>IV-2-4 Résultats de prédiction .....</i>	<i>108</i>
IV-2-4-1 Puissance reçue.....	108
IV-2-4-2 Band de cohérence .....	110
IV-2-4-3 Temps de cohérence .....	112
<b>IV-3 EFFET DE L'ORIENTATION DES ANTENNES SUR LES CARACTERISTIQUES DE LA PROPAGATION .....</b>	<b>114</b>
<i>IV-3-1 Scénarios envisagés .....</i>	<i>114</i>
<i>IV-3-2 Antennes utilisées.....</i>	<i>114</i>
<i>IV-3-3 Résultats de simulation .....</i>	<i>116</i>
IV-3-3-1 Scénario LOS.....	116
IV-3-3-2 Scénario NLOS .....	119
IV-3-3-3 Scénario OLOS.....	121
<b>IV-4 CONCLUSION .....</b>	<b>124</b>
<b>REFERENCES.....</b>	<b>126</b>

---

## **IV-1 Introduction**

Le canal de propagation d'un réseau RSN correspond à l'environnement traversé par les ondes électromagnétiques lors d'une transmission d'informations entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception de deux nœuds de ce réseau. Généralement, nous distinguons deux types d'environnement, à savoir : intérieur et extérieur. La propagation des ondes dans les environnements intérieurs obéit à plusieurs phénomènes (réflexion, transmission, diffraction, etc.) à cause du grand nombre d'obstacles qui rendent la communication difficile [IV.1]. C'est pour cette raison que nous allons considérer l'environnement intérieur dans nos études.

Généralement, pour obtenir les caractéristiques de la propagation (Puissance reçue  $P_r$ , bande de cohérence  $B_c$  et temps de cohérence  $T_c$ ), nous distinguons deux types de techniques différents :

- Des techniques basées sur des mesures expérimentales effectuées dans un environnement spécifique avec des antennes typiques en utilisant soit un analyseur de réseau vectoriel soit un analyseur de spectre. Ces techniques fournissent des résultats précis, mais elles sont plus coûteuses [IV.2 – IV.3].
- Des techniques basées sur les simulations qui s'appuient sur la théorie de la propagation des ondes électromagnétiques, les caractéristiques de rayonnement de l'antenne utilisée et une base de données géographiques de l'environnement spécifique. Ces techniques fournissent des résultats quasi-exacte, mais elles sont exigeantes en temps de calcul [IV.4 – IV.5].

Dans notre étude, nous allons utiliser les techniques de simulation pour modéliser l'environnement intérieur où le réseau RSN est déployé, en utilisant le simulateur RPS (Radio Propagation Simulator) basé sur la méthode du traçage de rayons en 3D (Annexe C). Des modèles de propagation basés sur les mesures tels que, le modèle Log-distance et le modèle Log-normal, seront aussi appliqués en utilisant le logiciel Matlab. L'antenne cubique 3D miniaturisée que nous avons conçue sera utilisée comme antenne d'émission et de réception des nœuds du réseau. Ces derniers seront employés pour le contrôle et la surveillance de l'environnement intérieur. Cette étude nous permet de prédire les caractéristiques de la propagation pour choisir les paramètres appropriés (Puissance de transmission ( $P_t$ ) et Durée d'un symbole ( $T_s$ )), afin de surmonter les problèmes de communication entre les nœuds du réseau RSN (Evanouissement du signal reçu, Interférences inter-symboles et Erreurs d'estimation des symboles).

Par la suite, nous allons étudier l'effet de l'orientation de l'antenne cubique 3D miniaturisée sur les caractéristiques de la propagation en utilisant le même simulateur (RPS). Les caractéristiques de la propagation seront comparées en termes du niveau de la puissance reçue ( $P_r$ ) et de dispersion des retards ( $\tau_{RMS}$ ) pour différentes orientations et position d'antennes selon les trois scénarios LOS (Line Of Sight), NLOS (Non Line Of Sight) et OLOS (Obstructed Line Of Sight) de l'environnement intérieur. À des fins de comparaison, la même étude sera effectuée en utilisant l'antenne dipôle qui est le plus utilisée dans les nœuds du réseau RSN. Cette étude nous permet d'évaluer les écarts entre

les caractéristiques prédites, pour redéfinir les paramètres appropriés et limiter les problèmes de communication entre les nœuds du réseau quelle que soit l'orientation de leur antenne.

## **IV-2 Modélisation du canal de propagation**

Cette section est consacrée à l'étude des problèmes de la mauvaise transmission RF entre les nœuds du réseau par la modélisation de l'environnement intérieur sélectionné comme canal de propagation du réseau RSN. Alors, il est nécessaire de :

- Présenter l'environnement intérieur modélisé avec ses propriétés électriques,
- Préciser l'emplacement des nœuds avec la fréquence et la puissance de transmission,
- Déterminer l'antenne utilisée avec ses caractéristiques de rayonnement.

### **IV-2-1 Environnement, emplacement et antenne**

#### **IV-2-1-1 Environnement sélectionné**

L'environnement sélectionné comme canal de propagation du réseau RSN est un bâtiment au sein de notre université [IV.6] (Figure IV-1).



**Figure IV-1 : Vue du bâtiment prise par Google Maps.**

La modélisation complète de ce bâtiment à deux étages est très complexe. Nous nous sommes intéressés uniquement par l'aile nord du premier étage du bâtiment là où se trouve notre laboratoire LTTI (Figure IV-2). Cet étage est constitué par des murs en béton armé et en briques, des partitions en verre, des portes en fer et en bois, des fenêtres en verre (Figure IV-3).

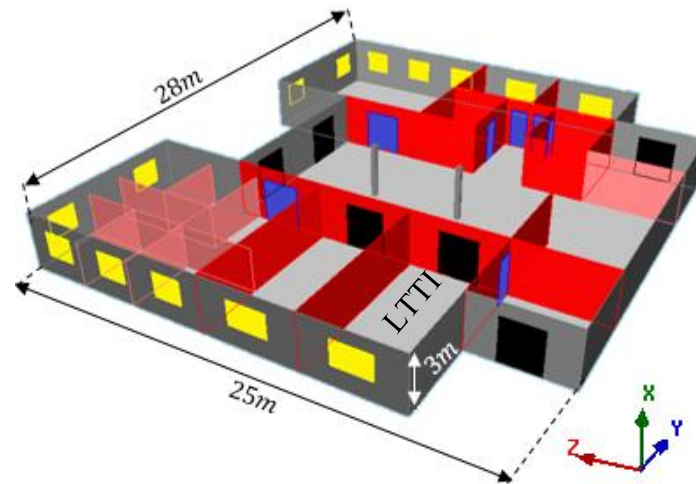


Figure IV-2 : Premier étage d'aile nord du bâtiment en 3D.



Figure IV-3 : Premier étage d'aile nord du bâtiment en 2D.

Tous les constituants de notre environnement sont considérés homogènes et ayant des constantes diélectriques complexes (Tableau IV-1). Les obstacles tels que les placards, les machines et les bureaux ne sont pas modélisés à cause de la complexité de leur conception.

Types	$\epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r''$	
	$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$
Mur en béton armé	6.7	-1.2
Mur en brique	5.1	-0.2
Partition en verre	5	0
Porte en fer	1	0
Porte en bois	3	0
Fenêtre en verre	5	0
Sol	10	-1.2
Plafond	10	-1.2

Tableau IV-1 : Constantes diélectriques des matériaux [IV.7].



### IV-2-1-2 Emplacement des nœuds du réseau RSN

Le réseau RSN est utilisé pour le contrôle et la surveillance du bâtiment avec une topologie (disposition) en étoile, comme le représente la figure IV-4. Les nœuds terminaux du réseau sont déployés et fixés au-dessus des portes et fenêtres avec une hauteur de 2.5m par rapport au sol. Cette position est la plus optimale pour intégrer plusieurs types de capteurs (capteur de mouvement, capteur de température, capteur de gaz, etc.) avec le capteur de contact magnétique qui est utilisé pour surveiller l'ouverture et la fermeture des portes et fenêtres. Toutes les informations détectées sont transmises au nœud coordinateur qui est situé au milieu du couloir avec une hauteur de 2.5m par rapport au sol. Dans la topologie en étoile, le réseau est contrôlé par le nœud coordinateur, alors nous le choisissons comme un émetteur ( $Tx$ ) et les nœuds terminaux comme des récepteurs ( $Rx$ ).

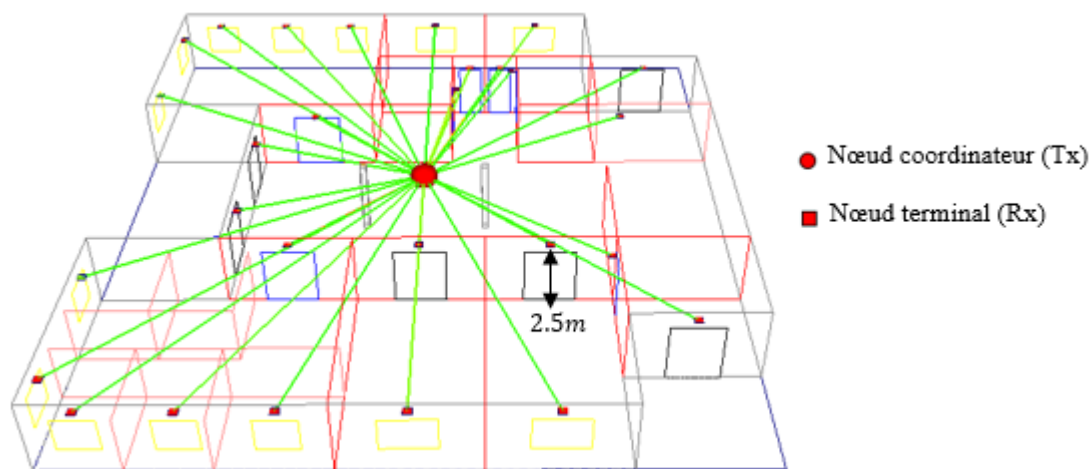


Figure IV-4 : Emplacement des nœuds du réseau RSN selon la topologie en étoile.

### IV-2-1-3 Antenne utilisée

Dans cette étude, nous pouvons utiliser l'une des deux antennes conçues auparavant. Nous utilisons dans ce cas l'antenne cubique 3D pour la communication RF entre les nœuds du réseau. La position de cette antenne dans l'environnement est indiquée dans la figure IV-5. Nous rappelons que cette antenne produit un diagramme de rayonnement quasi-isotrope avec un gain maximal de  $1.29dBi$ . Au cours de la communication, la fréquence et la puissance de transmission utilisées sont respectivement  $f = 915MHz$  et  $P_t = 0dBm$ .

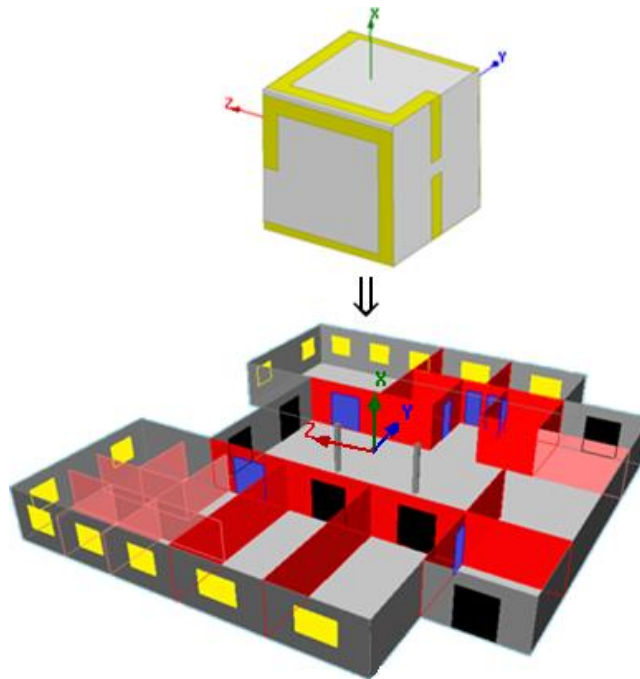


Figure IV-5 : Position de l'antenne cubique 3D par rapport à l'environnement.

## IV-2-2 Techniques utilisées pour la prédiction des caractéristiques de la propagation

Dans la littérature, nous pouvons trouver plusieurs techniques qui permettent de prédire les caractéristiques de propagation. Nous présentons ici uniquement les techniques les plus utilisées.

### IV-2-2-1 Modèle Log-distance

Le modèle log-distance est un modèle empirique nous permet de prédire la puissance reçue  $P_r$  en fonction de la distance  $d$  qui sépare le nœud  $Tx$  et le nœud  $Rx$  par l'équation suivante [IV.8] :

$$P_R(d)[dB] = P_t - PL(d_0) - 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (\text{Equation IV - 1})$$

Où :  $P_t$  : est la puissance de transmission,

- $n$  : est l'exposant de perte de trajet qui est obtenu à partir des résultats expérimentaux, d'après [IV.9], il prend une valeur égale à 4 dans un environnement intérieur.
- $PL(d_0)$  : est la perte de trajet en  $dB$  due à la propagation en espace libre obtenue par l'équation de Friis à une distance de référence  $d_0$  qui est égale à  $1m$  dans l'environnement intérieur. Elle est exprimée par :

$$PL(d_0) = -G_t - G_r - 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right) \quad (\text{Equation IV - 2})$$

Avec : -  $\lambda$  est la longueur d'onde,

-  $G_t$  et  $G_r$  sont respectivement le gain de l'antenne d'émission et de réception.

### IV-2-2-2 Modèle Log-normal

Le modèle log-normal est un modèle statistique qui nous permet de prédire la puissance reçue  $P_r$  en fonction de la distance  $d$  qui sépare le nœud  $Tx$  et le nœud  $Rx$  par l'équation suivante [IV.10] :

$$P_R(d)[dB] = P_t - PL(d_0) - 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) - X_\sigma \quad (\text{Equation IV - 3})$$

Où :  $X_\sigma$  est une valeur aléatoire gaussienne de moyenne nulle et d'écart type  $\sigma$ .

L'exposant  $n$  et l'écart type  $\sigma$  sont obtenus à partir des résultats expérimentaux. Les auteurs de la publication [IV.11], ont réalisé des mesures de perte de trajet pour les réseaux de communications personnelles à différents types de bâtiments. Les mesures de la puissance reçue du signal ont été effectuées à la fréquence  $914MHz$ . L'antenne d'émission est un monopôle quart d'onde tandis que de réception est de type Discone. Les résultats obtenus dans le même étage du bâtiment de bureaux ont montré que l'écart-type  $\sigma = 5.2dB$  et l'exposant  $n = 3.25$ .

### IV-2-2-3 Méthode du traçage de rayons en 3D

La méthode du traçage de rayons en 3D (TR-3D) est une méthode asymptotique basée sur :

- La méthode d'Optique Géométrique (OG) [IV.12] qui décrit les champs directs, réfléchis et transmis par le concept de rayons, comme l'indique la figure I-6 (a),
- La Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [IV.13] pour décrire les champs diffractés par le concept de rayons (Figure I-6 (b)).

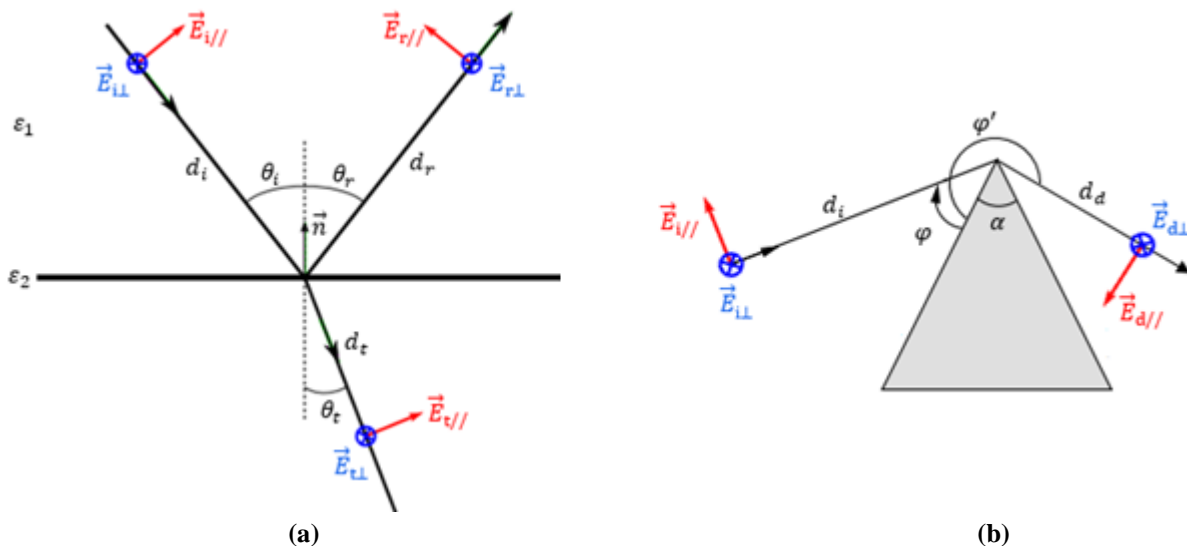


Figure IV-6 : (a) Réflexion et transmission d'une onde incidente et (b) Diffraction d'une onde incidente.

Pour identifier les rayons (trajets) qui se propagent entre les antennes, la méthode TR-3D utilise la méthode des images et celle du pliage [IV.14]. La mise en œuvre de la méthode TR-3D est très complexe, mais offre une description complète des ondes reçues [IV.15]. Une fois que tous les rayons de propagation sont déterminés, la puissance reçue en  $dB$  est calculée par [IV.16] :

$$P_r[dB] = 10 \log\left(\frac{|E_{tot}|^2}{\eta_0} A\right) \quad (\text{Equation IV - 4})$$

Où :  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi$  : est l'impédance intrinsèque de l'air avec  $\mu_0$  et  $\epsilon_0$  sont la perméabilité et permittivité du vide, respectivement.

- $A = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi}$  : est la surface effective de l'antenne de réception avec  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $G_r$  le gain de l'antenne de réception.
- $E_{tot} = \sum_i E_i$  : est la combinaison du champ direct entre le nœud  $Tx$  et le nœud  $Rx$ , les champs réfléchis par les obstacles, les champs transmis à travers les obstacles et les champs diffractés par les arêtes des obstacles. Avec :

$$E_i = \frac{E_0 f_t f_r e^{-jkd_i}}{d_i} \prod_{a=1}^n R_a \prod_{b=1}^m T_b \prod_{c=1}^l D_c \quad (\text{Equation IV - 5})$$

Où :  $E_0 = P_t G_e / 4\pi$  : est le champ de référence.

- $f_t$  et  $f_r$  : sont les fonctions caractéristiques du rayonnement dans la direction du rayon des antennes d'émission et de réception, respectivement,
- $k = 2\pi/\lambda$  : est la constante de propagation.
- $d_i$  : est la longueur du trajet  $i$ .
- $n$ ,  $m$ , et  $l$  : sont les nombres totaux de réflexions, de transmissions et de diffractions, respectivement,
- $R_a$ ,  $T_b$ , et  $D_c$  : sont le coefficient de réflexion du  $a^{\text{ième}}$  réflexion, le coefficient de transmission pour la  $b^{\text{ième}}$  transmission et le coefficient de diffraction pour le  $c^{\text{ième}}$  diffraction, respectivement. Le calcul de ces coefficients est présenté dans l'annexe D.

Lors de la simulation, le nombre maximal de réflexions, de transmissions et de diffractions sont de l'ordre de 5, la sensibilité du  $Rx$  est de  $-100dBm$ , et la polarisation de l'antenne est purement circulaire.

### IV-2-3 Procédures de la prédiction des caractéristiques de la propagation

Nous allons prédire d'abord les niveaux de la puissance reçue  $P_r$  par les trois techniques, afin de comparer les résultats obtenus et de choisir la puissance de transmission  $P_t$  appropriée pour limiter l'évanouissement du signal. Les deux modèles Log-distance et Log-normal permettent de prédire seulement la puissance  $P_r$ , par contre la méthode de traçage de rayons en 3D permet de prédire les différents trajets de propagation, comme le montre la figure IV-7.

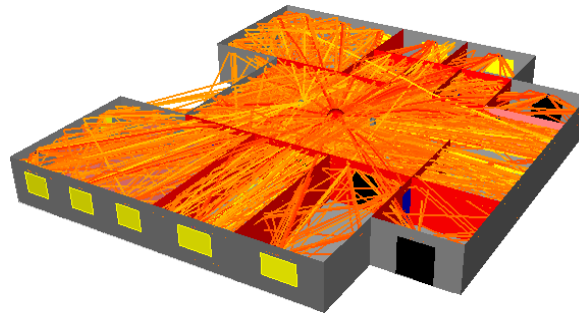


Figure IV-7 : Différents trajets de propagation prédits par la méthode du TR-3D.

Par la suite, nous allons prédire les niveaux de la bande de cohérence  $B_c$  et du temps de cohérence  $T_c$ , afin de choisir la durée d'un symbole  $T_s$  appropriée pour limiter les interférences inter-symboles (IIS) et les erreurs d'estimation des symboles (EES).

## IV-2-4 Résultats de prédiction

### IV-2-4-1 Puissance reçue

La puissance reçue  $P_r$  en  $dBm$  au niveau de chaque  $Rx$  prédite par le modèle Log-distance est représentée dans la figure IV-8.

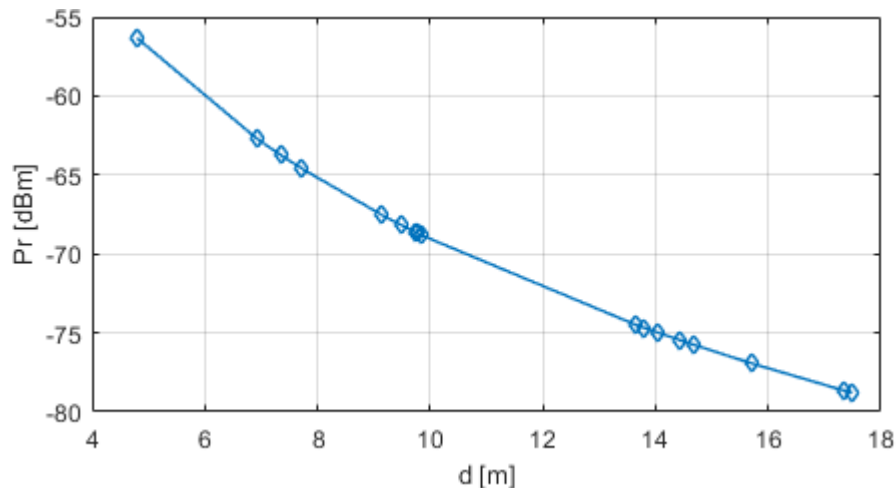


Figure IV-8 : Puissance reçue  $P_r$  prédite en fonction de la distance entre  $Tx$  et chaque  $Rx$  (Log-distance).

D'après les résultats obtenus par le modèle Log-distance, nous remarquons que :

- La puissance  $P_r$  diminue avec l'augmentation de la distance  $d$ ,
- La puissance  $P_r$  atteint un niveau minimal de  $-78.8dBm$  à la distance maximale ( $17.49m$ ).

Le modèle Log-normal contient une variable aléatoire qui donne des résultats différents pour chaque simulation, comme le montre la figure IV-9.

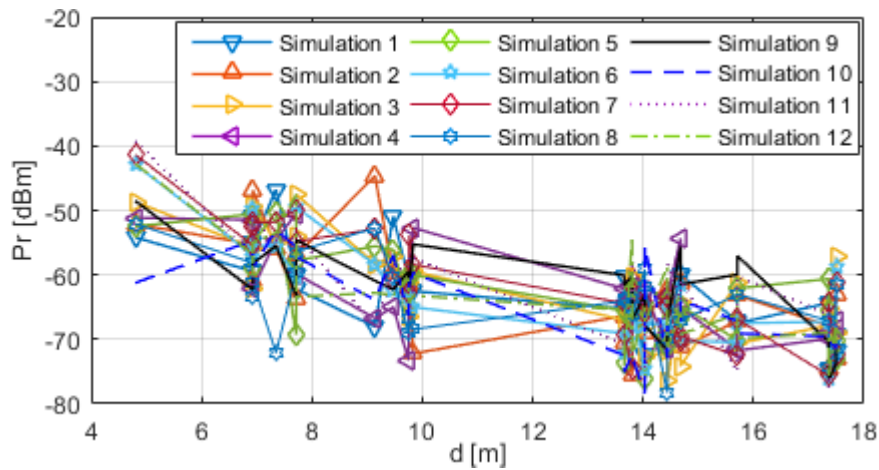


Figure IV-9 : Puissance reçue  $P_r$  prédite en fonction de la distance entre  $Tx$  et chaque  $Rx$  (Log-normal).

D'après la figure ci-dessus, nous constatons qu'à partir des résultats d'une douzaine de simulations :

- La puissance  $P_r$  obtenue avec chaque simulation est différente.
- La valeur minimale de la puissance  $P_r$  est de  $-78dBm$  à la distance  $14.44m$ .

La figure IV-10 montre la puissance  $P_r$  en  $dBm$  prédite par la méthode TR-3D au niveau de chaque  $Rx$ .

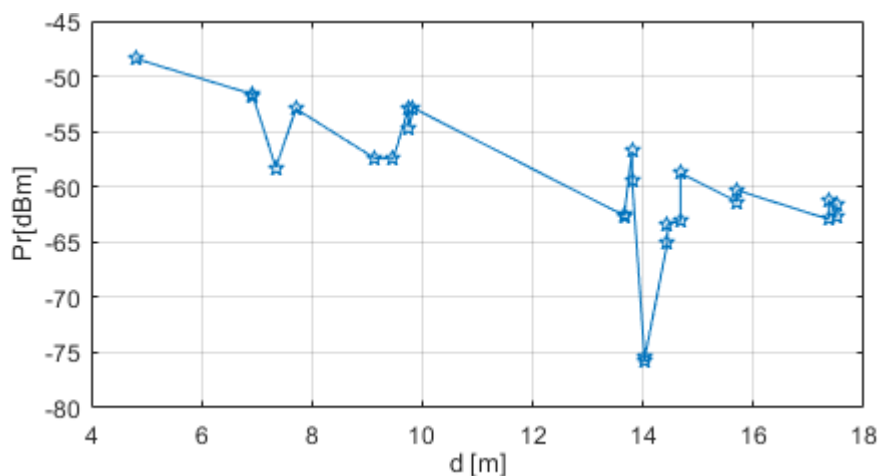


Figure IV-10 : Puissance reçue  $P_r$  prédite en fonction de la distance entre  $Tx$  et chaque  $Rx$  (TR-3D).

Selon les résultats de la figure ci-dessus, nous observons que :

- La puissance reçue  $P_r$  varie aléatoirement en fonction de la distance entre  $Tx$  et chaque  $Rx$ , cela est dû aux différents trajets reçus au niveau de chaque  $Rx$ .
- La valeur minimale de la puissance  $P_r$  est de  $-75.77dBm$  obtenue à une distance de  $14.03m$ .

D'après l'examen des résultats obtenus, nous constatons que :

- Les deux modèles de propagation Log-distance et Log-normal ne peuvent pas prévoir la valeur exacte de la puissance  $P_r$  à chaque  $Rx$  comme le cas de la méthode TR-3D. Cela implique que ces deux modèles sont utilisés seulement pour déterminer la puissance minimale.

- Les valeurs minimales de la puissance  $P_r$  prédites par les deux modèles et la méthode TR-3D sont très proches.
- La puissance  $P_r$  obtenue par le modèle Log-normal diminue en chaque augmentation de la distance  $d$ . En raison de la variation aléatoire des niveaux de la puissance, le modèle Log-normal peut être utilisé pour l'estimation rapide de la puissance  $P_r$  minimale, car la méthode TR-3D est plus exigeante en temps de calcul sans oublier le temps de la conception de l'environnement visé.

En ce qui concerne la lutte contre l'évanouissement du signal reçu, la valeur minimale de la puissance  $P_r$  doit être supérieure au seuil de sensibilité du Rx ( $-100dBm$ ). Avec une puissance de transmission  $P_t$  ( $0dBm$ ) choisie au départ, le niveau de la puissance est satisfaisant pour assurer une transmission RF fiable entre les nœuds du réseau RSN.

#### IV-2-4-2 Band de cohérence

Comme nous avons mentionné dans le premier chapitre, la bande de cohérence  $B_c$  est obtenue à partir du délai maximal  $T_m$  par la relation suivante :

$$B_c = \frac{1}{T_m} \quad \text{(Equation IV – 6)}$$

Avec  $T_m$  est le délai entre la première et la dernière impulsion de la réponse impulsionnelle (RI) de chaque canal, comme le montre la figure IV-11 qui représente trois RI prédites par la méthode TR-3D au niveau de trois Rx.

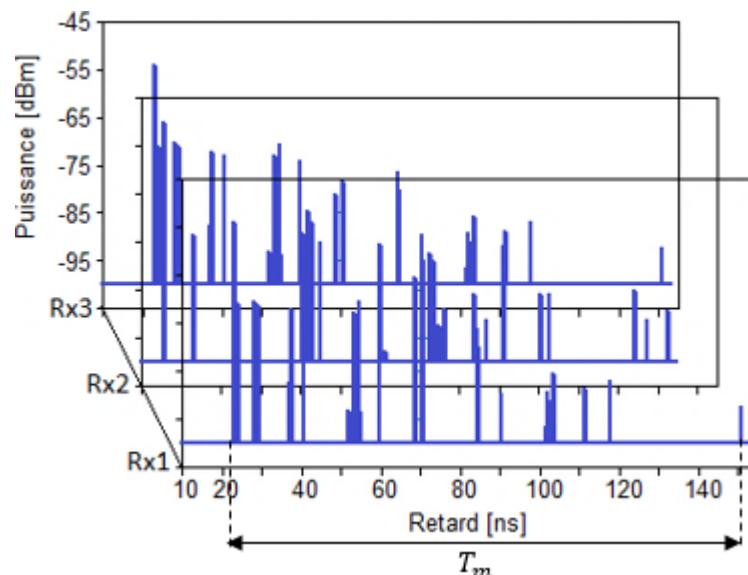


Figure IV-11 : Réponses impulsionnelles (RI) au niveau de trois Rx.

Pour limiter les interférences inter-symboles (IIS), la bande passante du signal  $B_s$  doit être inférieure à la bande de cohérence du canal  $B_c$  ( $B_s < B_c$ ). Pour une modulation numérique, la bande  $B_s$  est calculée à partir de la durée d'un symbole  $T_s$  par :

$$B_s = \frac{1}{T_s} \quad \text{(Equation IV – 7)}$$

D'après les deux équations IV-6 et IV-7, la durée  $T_s$  doit être supérieure au délai  $T_m$ . Ce dernier est représenté dans la figure IV-12 en fonction de la distance entre le  $Tx$  et chaque  $Rx$ .

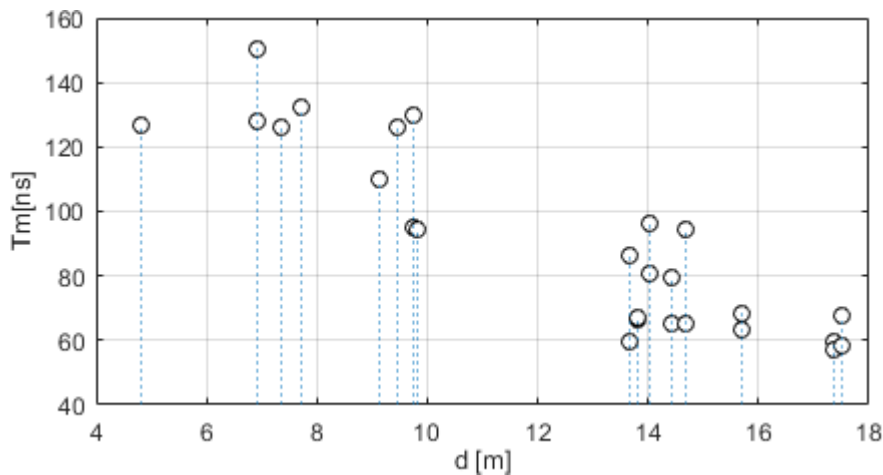


Figure IV-12 : Délai maximal  $T_m$  en fonction de la distance entre  $Tx$  et chaque  $Rx$ .

Nous observons que la plus grande valeur du délai  $T_m$  est de  $150.37ns$  (la bande  $B_c = 6.65MHz$ ). Alors, la durée  $T_s$  doit être supérieure à  $150.37ns$  (la bande  $B_s < 6.65MHz$ ) pour limiter les IIS.

Dans le cas où la puissance de transmission  $P_t$  est insuffisante, l'augmentation de celle-ci entraîne la croissance du nombre de trajets reçus et donc une élévation au niveau des valeurs du délai  $T_m$ . Pour obtenir la nouvelle durée  $T_s$  appropriée, nous utilisons de la dispersion des retards  $\tau_{RMS}$  qui prend en considération l'importance des trajets.

La dispersion  $\tau_{RMS}$  et la bande  $B_c$  sont reliées entre eux par deux approximations en fonction du pourcentage de la corrélation (50% et 90%) que nous rappelons ici :

$$B_c \approx \begin{cases} \frac{1}{5 \tau_{RMS}} & \text{pour une corrélation à 50\%} \\ \frac{1}{50 \tau_{RMS}} & \text{pour une corrélation à 90\%} \end{cases} \quad (\text{Equation IV - 8})$$

La figure IV-13 et IV-14 représentent les niveaux de la bande  $B_c$  en fonction de la distance entre le  $Tx$  et chaque  $Rx$  avec un pourcentage de corrélation de 50% et 90%, respectivement.

D'après la figure IV-13, la valeur minimale de  $B_c$  est de  $7.118MHz$ . Pour limiter les IIS, la bande  $B_s$  doit être inférieure à  $7.118MHz$ . A partir des résultats obtenus précédemment, la bande  $B_s$  doit être inférieure à  $6,65MHz$ . Si nous choisissons la bande  $B_s$  entre  $7.118MHz$  et  $6,65MHz$ , nous aurons donc des IIS. Alors, l'approximation de 50% du pourcentage de la corrélation n'est pas tout à fait exacte.



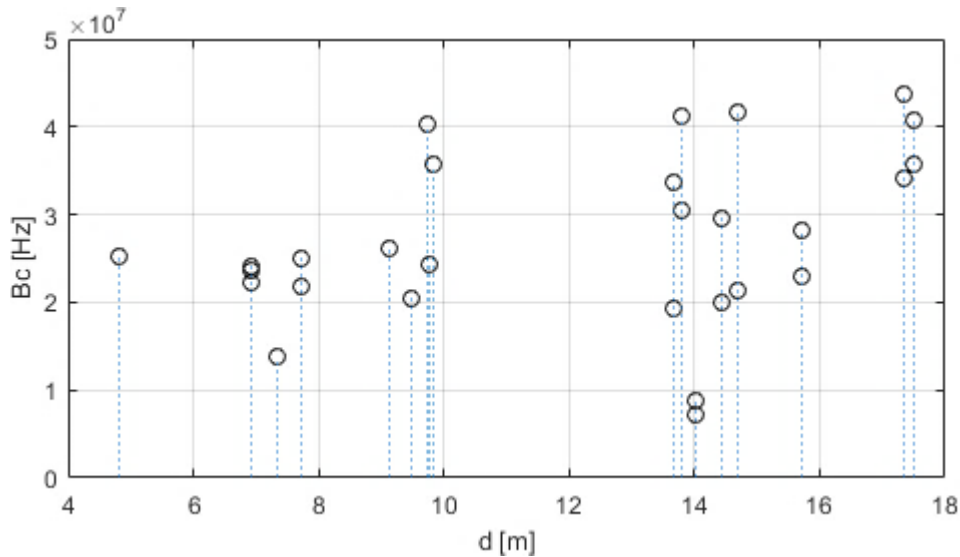


Figure IV-13 : Bande  $B_c$  en fonction de la distance entre  $Tx$  et chaque  $Rx$  avec une corrélation de 50%.

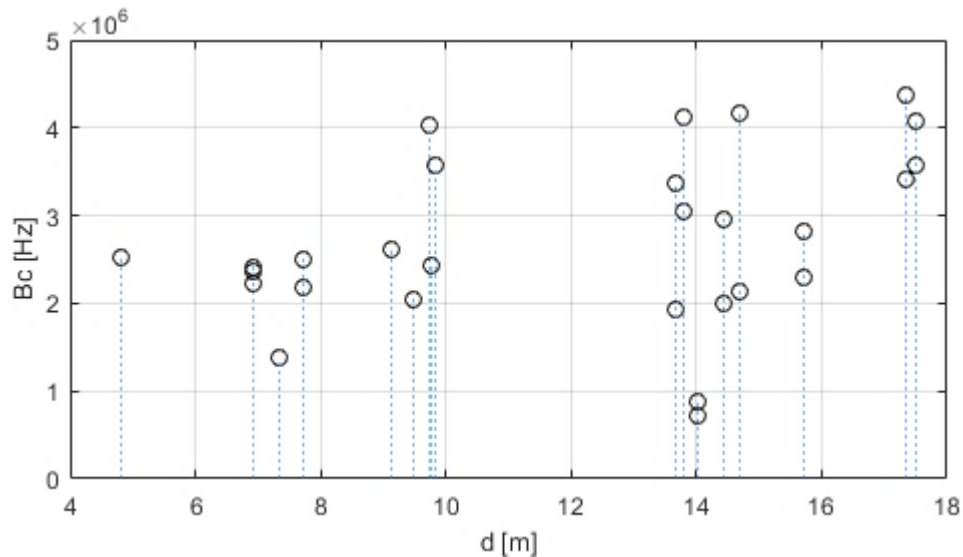


Figure IV-14 : Bande  $B_c$  en fonction de la distance entre  $Tx$  et chaque  $Rx$  avec une corrélation de 90%.

Selon la figure IV-14, la valeur minimale de la bande  $B_c$  est de  $0.7118MHz$ . Pour limiter les IIS, la bande  $B_c$  doit être inférieure à  $0.7118MHz$  (la durée  $T_s > 1406.1ns$ ).

#### IV-2-4-3 Temps de cohérence

Pour limiter les EES, la durée  $T_s$  doit être inférieure au temps de cohérence  $T_c$  provenant de la mobilité des nœuds du réseau et des obstacles ( $T_s < T_c$ ). Dans notre cas, les nœuds sont fixes et les obstacles qui sont toujours en mobilité ce sont les êtres humains. D'après [IV.17], l'influence de la mobilité des obstacles est très négligeable par rapport à celle de la mobilité des nœuds.

Dans cette étude, nous considérons que les deux influences sont pareilles, afin de savoir seulement la valeur maximale de la durée  $T_s$ . A partir de l'équation IV-9, nous pouvons tracer la variation du temps  $T_c$  en fonction de la vitesse  $V$  des obstacles, comme l'illustre la figure IV-15.

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f \frac{V}{c}} \quad (\text{Equation IV - 9})$$

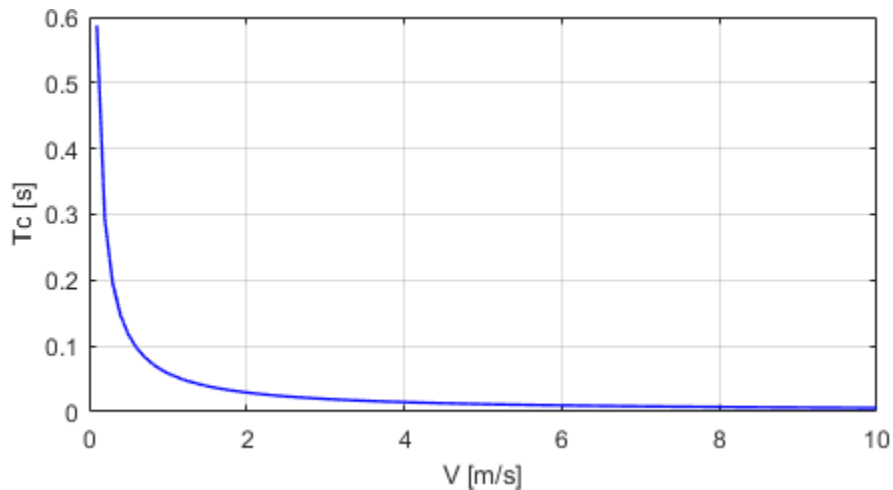


Figure IV-15 : Temps  $T_c$  en fonction de la vitesse  $V$ .

La vitesse d'un être humain ne dépasse pas 10m/s (record d'athlète jamaïcain Bolt [IV.18]) ce qui implique que le temps  $T_c$  maximal est de 5.87ms. Alors, la durée  $T_s$  doit être inférieure à 5.87ms.

Pour conclure, il faut que la durée  $T_s$  soit entre 1406.1ns qui est la valeur minimale lorsque la puissance de transmission est importante et 5.87ms qui est la valeur maximale lorsque la vitesse est importante.

La durée  $T_s$  est inversement proportionnelle à la rapidité de modulation<sup>9</sup>  $R$  [IV.19]. Le débit binaire  $D$  est le produit de la rapidité  $R$  par le logarithme à base 2 de la valence des symboles<sup>10</sup>  $V$  [IV.20] :

$$D = R \log_2(V) \quad \text{Equation V - 8}$$

La limite de la durée  $T_s$  limite aussi le débit  $D$ . Le tableau IV-2 liste les valeurs limites du débit  $D$  en fonction de la valence  $V$ .

Valeur minimale ( $T_s < 5.87ms$ )	Paramètres	Valeur maximale ( $T_s > 1406.1ns$ )
170.36 bit/s <	$D (V = 2)$	< 711.2Kbit/s
340.72bit/s <	$D (V = 4)$	< 1.4224Mbit/s
511.08bit/s <	$D (V = 8)$	< 2.1336Mbit/s
681.44bit/s <	$D (V = 16)$	< 2.844Mbit/s

Tableau IV-2 : Valeurs limites de débit binaire  $D$  en fonction de la valence  $V$ .

Généralement, le débit binaire  $D$  doit être élevé pour que la durée de transfert des données soit faible. Il faut donc choisir la durée  $T_s$  proche de la valeur minimale, ce qui implique que nous n'aurons pas des ESS quel que soit le mouvement des nœuds et des obstacles.

<sup>9</sup> La rapidité de modulation est le nombre de symboles transmis par seconde.

<sup>10</sup> La valence des symboles est le nombre d'états possibles de l'élément de signal qui dépend de type de modulation

Dans cette étude, nous avons positionné l'antenne cubique 3D des nœuds du réseau RSN de la même manière dans tout l'environnement. L'orientation des antennes l'un par rapport à l'autre peut modifier toutes les caractéristiques de la propagation, telles que la puissance  $P_r$  et la dispersion  $\tau_{RMS}$ . Cela peut contribuer de nouveau à une mauvaise transmission RF entre les nœuds du réseau RSN.

Pour assurer la fiabilité de transmission, nous allons étudier dans la section suivante l'effet de l'orientation de notre antenne cubique 3D miniaturisée sur les caractéristiques de la propagation (Puissance  $P_r$  et Dispersion  $\tau_{RMS}$ ) dans trois scénarios (LOS, NLOS et OLOS). À des fins de comparaison, la même étude sera effectuée en utilisant l'antenne dipôle qui est le plus utilisée dans les nœuds du réseau RSN.

## IV-3 Effet de l'orientation des antennes sur les caractéristiques de la propagation

### IV-3-1 Scénarios envisagés

Trois scénarios LOS, NLOS et OLOS sont considérés dans notre environnement, comme l'illustre la figure IV-16.

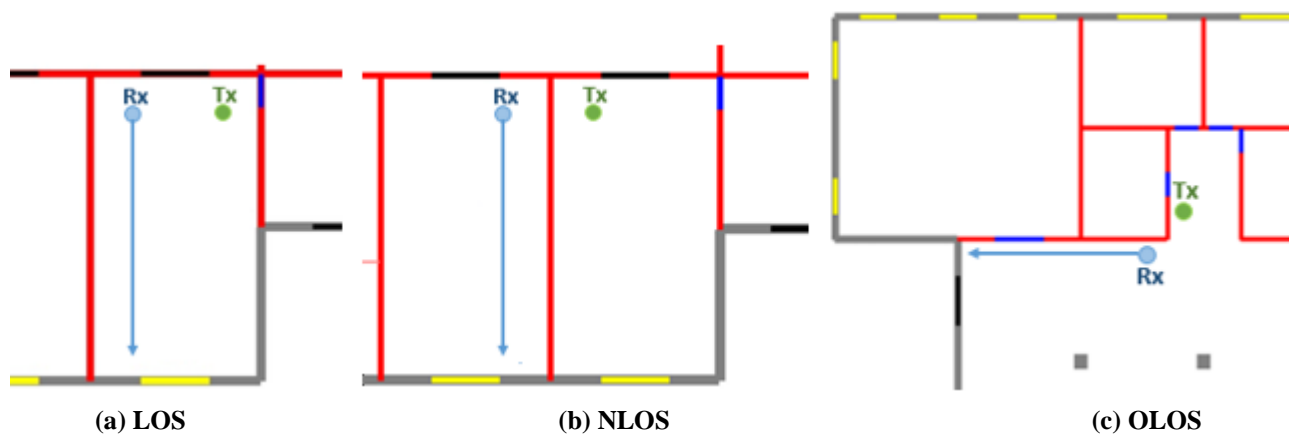


Figure IV-16 : Trois scénarios.

Dans le scénario LOS, L'émetteur ( $Tx$ ) et le récepteur ( $Rx$ ) sont dans la même salle en visibilité directe. Dans le scénario NLOS, le  $Tx$  et  $Rx$  sont maintenant dans deux salles différentes en invisibilité totale. Dans le scénario OLOS, la localisation de  $Rx$  est sélectionnée dans le couloir, mais dans la zone ombrée par rapport à  $Tx$ .

Dans les trois scénarios, le  $Tx$  et le  $Rx$  sont placés avec une hauteur de  $1.5m$  au-dessus du sol et les simulations sont effectuées à plusieurs positions de réception par une distribution de  $Rx$  avec un pas spatial de  $0.5m$  le long de la flèche (Figure IV-16).

### IV-3-2 Antennes utilisées

Dans cette étude, nous utilisons à la fois dans  $Tx$  et  $Rx$  :

- L'antenne cubique 3D miniaturisée qui produit un rayonnement quasi-isotrope avec un gain maximal de  $1.29dBi$ .
- L'antenne dipôle demi-onde qui produit un rayonnement sous forme de beignet avec un gain maximal de  $2.14dBi$ .

Lors de la transmission, la fréquence et la puissance de transmission choisies sont respectivement  $f = 915MHz$  et  $P_t = 0dBm$ .

En ce qui concerne les orientations des deux antennes, nous réalisons des rotations de  $90^\circ$  suivant les deux axes  $OX$  et  $OZ$ . La notation  $Tx(0 - 0)$  ( $Rx(0 - 0)$ ) présente la première position des deux antennes, comme le représente la figure IV-17.

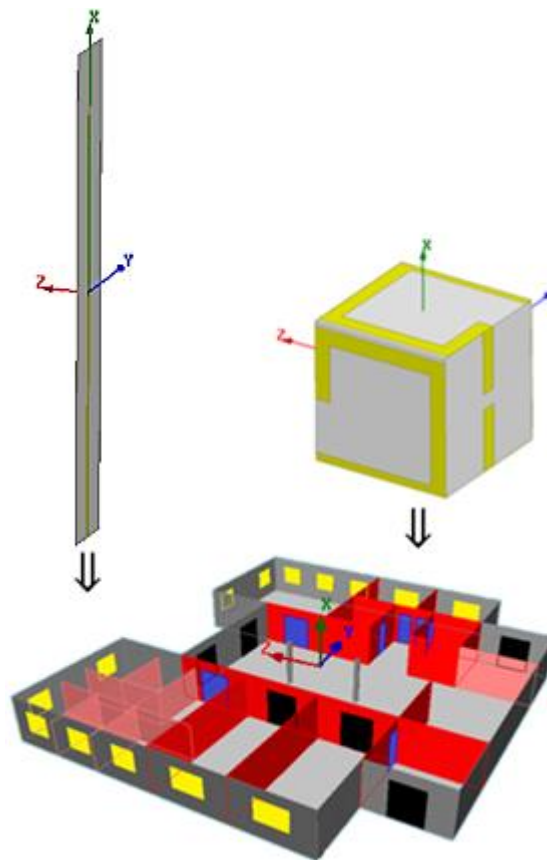


Figure IV-17 : Première position des deux antennes  $Tx(0 - 0)$  ( $Rx(0 - 0)$ ).

Concernant la polarisation, le tableau IV-3 liste les types de polarisation de chaque antenne en fonction de l'orientation. La notation  $Tx(90 - 0)$  ( $Rx(90 - 0)$ ) représente la rotation de  $Tx(0 - 0)$  ( $Rx(0 - 0)$ ) de  $90^\circ$  suivant l'axe  $OX$  et  $Tx(0 - 90)$  ( $Rx(0 - 90)$ ) décrit la rotation de  $90^\circ$  de  $Tx(0 - 0)$  ( $Rx(0 - 0)$ ) selon l'axe  $OZ$ .

Orientations	Polarisation de l'antenne	
	Dipôle	Cubique 3D
$Tx(0 - 0)$ ( $Rx(0 - 0)$ )	Linéaire Verticale (LV)	Circulaire à Droite (CD)
$Tx(0 - 90)$ ( $Rx(0 - 90)$ )	Linéaire Horizontale (LH)	Circulaire à Gauche (CG)
$Tx(90 - 0)$ ( $Rx(90 - 0)$ )	LV	CD

$Tx(90 - 90) (Rx(90 - 90))$

LH

CG

Tableau IV-3 : Types de polarisation de chaque antenne en fonction des orientations.

### IV-3-3 Résultats de simulation

#### IV-3-3-1 Scénario LOS

##### a) Puissance reçue

Tout d'abord, nous orientons notre antenne cubique 3D miniaturisée de la même manière à la fois dans  $Tx$  et  $Rx$ , afin de savoir les niveaux de la symétrie de ses caractéristiques de rayonnement. La figure IV-18 représente les niveaux de la puissance reçue  $P_r$  prédits en fonction de la distance entre  $Tx$  et  $Rx$ .

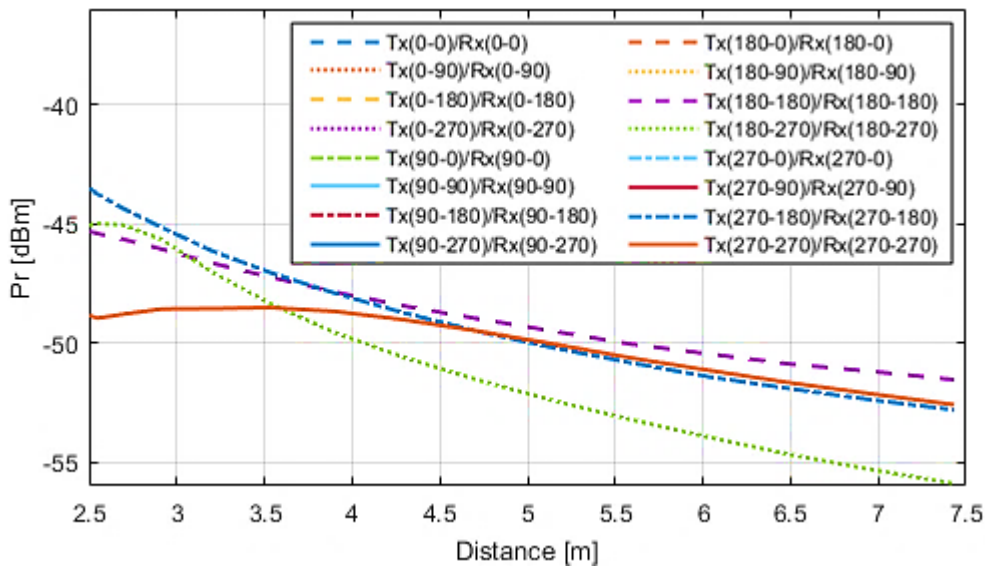


Figure IV-18 : Puissance  $P_r$  de mêmes orientations de l'antenne cubique 3D dans le scénario LOS.

D'après la figure ci-dessus, Nous pouvons voir seulement 4 courbes de la somme de 16 courbes, ce qui implique l'existence des courbes identiques. Selon le tableau IV-4, nous remarquons qu'à chaque rotation de  $180^\circ$  suivant l'axe  $OX$  et/ou l'axe  $OZ$  nous obtenons des résultats similaires. Cela implique que les caractéristiques de rayonnement de l'antenne sont identiques après chaque rotation de  $180^\circ$ . Afin de réduire le nombre de simulation, nous utilisons seulement les premières orientations de chaque groupe.

Groupe 1	Groupe 2	Groupe 3	Groupe 4
$Tx(0-0)/Rx(0-0)$	$Tx(0-90)/Rx(0-90)$	$Tx(90-0)/Rx(90-0)$	$Tx(90-90)/Rx(90-90)$
$Tx(0-180)/Rx(0-180)$	$Tx(0-270)/Rx(0-270)$	$Tx(270-0)/Rx(270-0)$	$Tx(90-270)/Rx(90-270)$
$Tx(180-0)/Rx(180-0)$	$Tx(180-90)/Rx(180-90)$	$Tx(90-180)/Rx(90-180)$	$Tx(270-90)/Rx(270-90)$
$Tx(180-180)/Rx(180-180)$	$Tx(180-270)/Rx(180-270)$	$Tx(270-180)/Rx(270-180)$	$Tx(270-270)/Rx(270-270)$

Tableau IV-4 : Quatre groupes des combinaisons  $Tx/Rx$  donnant des résultats similaires.

En ce qui concerne les combinaisons  $Tx/Rx$  de différentes orientations, nous trouvons six combinaisons, à savoir :  $Tx(0 - 90)/Rx(0 - 0)$ ,  $Tx(90 - 0)/Rx(0 - 0)$ ,  $Tx(90 - 90)/Rx(0 - 0)$ ,  $Tx(90 - 0)/Rx(0 - 90)$ ,  $Tx(90 - 90)/Rx(0 - 90)$  et  $Tx(90 - 90)/Rx(90 - 0)$ . Pour conclure, nous avons au totales dix combinaisons  $Tx/Rx$  de toutes les orientations des antennes.

La figure IV-19 illustre les niveaux de la puissance  $P_r$  de toutes les orientations de l'antenne cubique 3D et l'antenne dipôle.

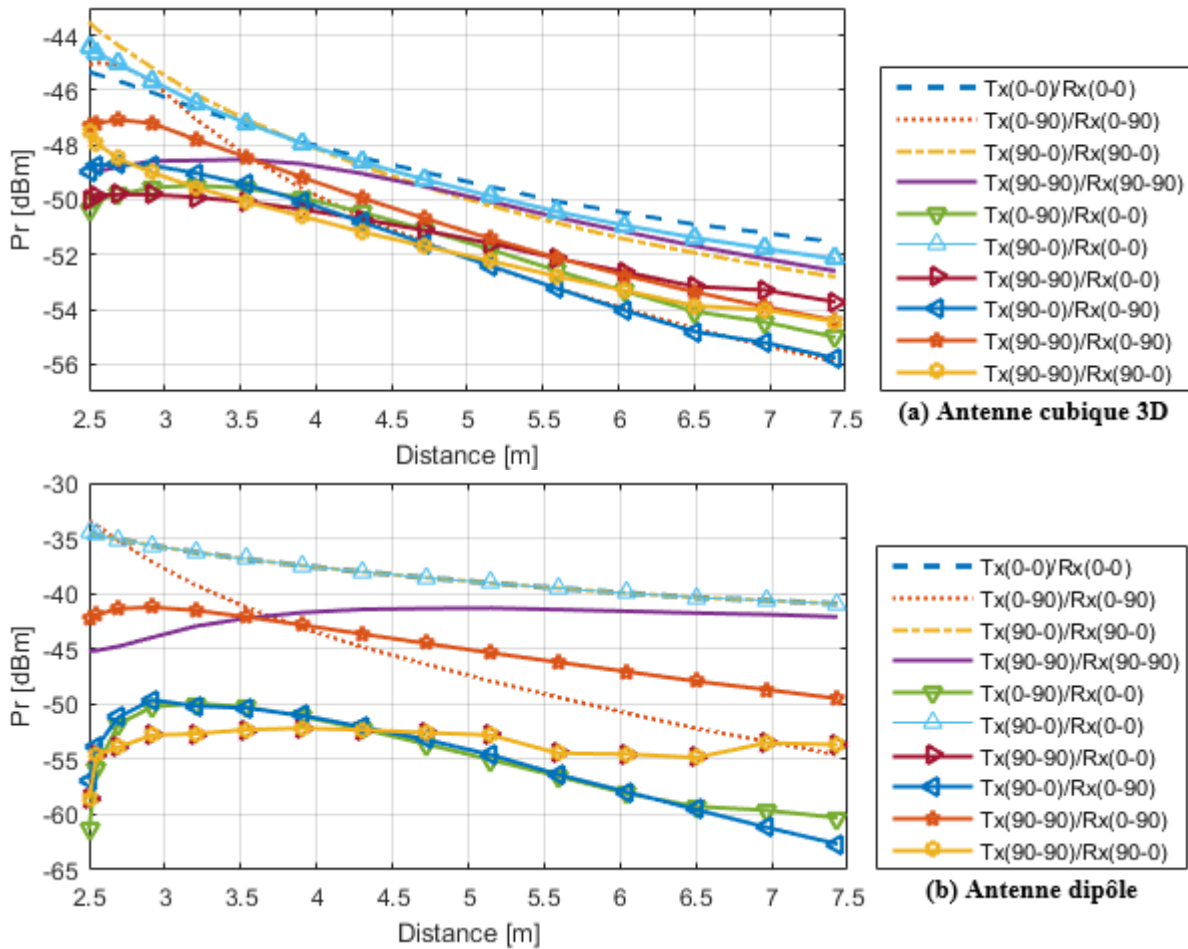


Figure IV-19 : Puissance  $P_r$  de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario LOS.

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que les niveaux de la puissance  $P_r$  changent à chaque orientation des antennes. Afin de trouver l'écart maximal  $\xi$  du changement, le tableau IV-5 illustre la différence entre la puissance maximale  $P_{r\_max}$  et minimale  $P_{r\_min}$  de toutes les orientations des deux antennes en fonction de la distance entre  $Tx$  et  $Rx$ .

Distance [m]	2.5	2.55	2.7	2.9	3.2	3.54	3.9	4.3	4.72	5.15	5.6	6.05	6.5	6.96	7.43
$\xi$ [dBm]	6.85	6.25	5.44	4.65	3.76	3.01	2.72	2.7	2.69	2.91	3.18	3.56	3.91	4.12	4.35
Antenne cubique															
$\xi$ [dBm]	27.87	21.95	18.81	17.17	16.42	15.44	14.7	14.3	15.05	16	17.02	18.14	19.18	20.54	21.73
Antenne dipôle															

Tableau IV-5 : Différence entre  $P_{r\_max}$  et  $P_{r\_min}$  en fonction de la distance dans le scénario LOS.

D'après le tableau ci-dessus, nous observons que l'écart maximal entre les niveaux de la puissance reçue  $P_r$  au cours de l'utilisation de l'antenne cubique 3D est de  $6.85dBm$ . En revanche, il est de  $27.81dBm$  lors de l'utilisation de l'antenne dipôle. Ces deux écarts maximaux ont été obtenus entre la combinaison de deux antennes ( $Tx/Rx$ ) de même sens de polarisation et de sens différent.

Dans la publication [IV.21], les auteurs ont étudié l'effet de la polarisation de l'antenne dipôle dans une salle avec deux scénarios LOS et OLOS sur la puissance reçue  $P_r$  et la dispersion des

retards  $\tau_{RMS}$ . Dans le scénario LOS, ils ont découvert que l'écart maximal entre les valeurs de la puissance  $P_r$  est supérieur à 30dBm. Alors, l'écart maximal que nous avons obtenu lors de l'utilisation de l'antenne dipôle, n'est pas surprenant.

**b) Dispersion des retards**

La figure IV-20 illustre les niveaux de la dispersion  $\tau_{RMS}$  obtenus de toutes les orientations de l'antenne cubique 3D et l'antenne dipôle.

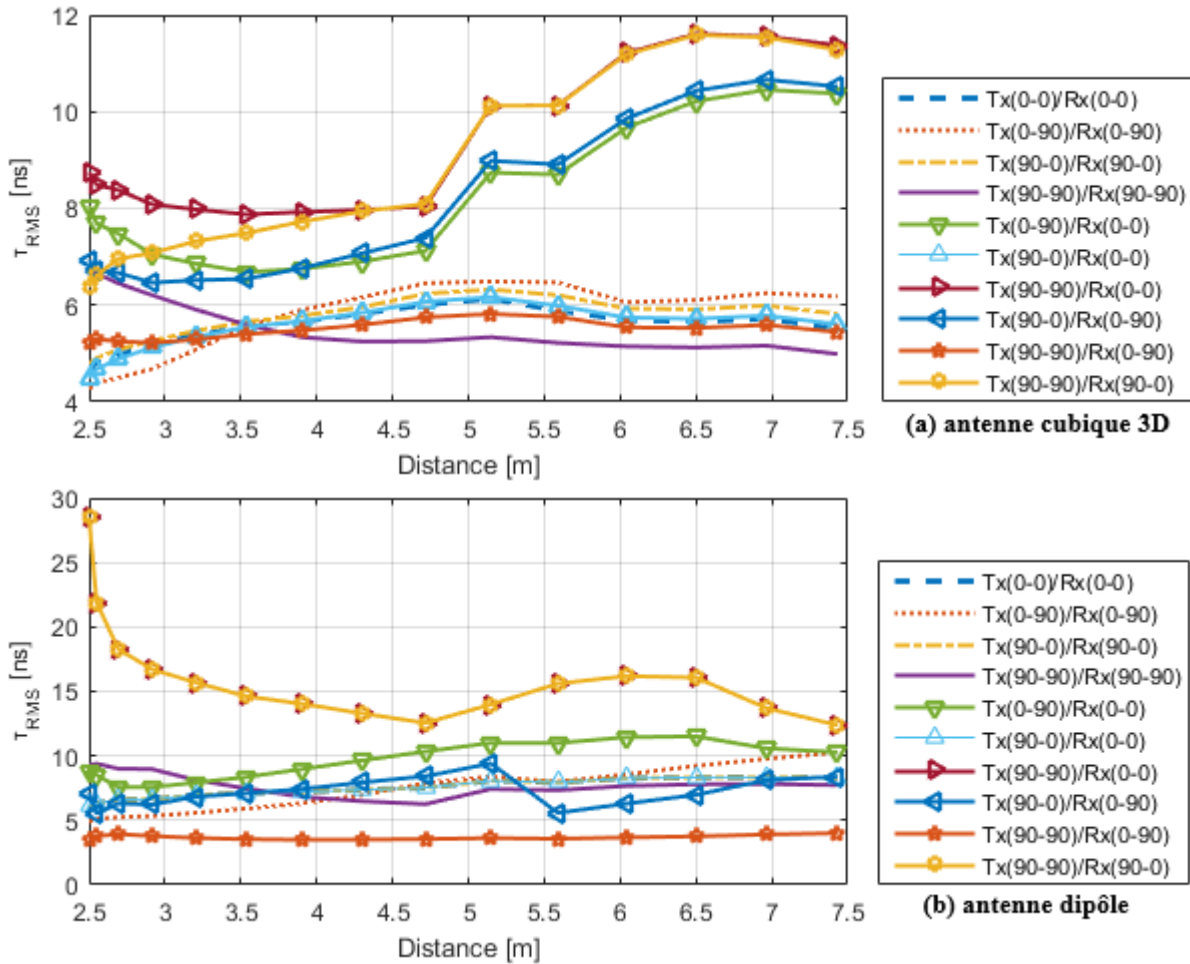


Figure IV-20 : Dispersion  $\tau_{RMS}$  de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario LOS.

Afin de trouver l'écart maximal du changement de la dispersion  $\tau_{RMS}$ , le tableau IV-6 liste la différence entre la dispersion maximale  $\tau_{RMS\_max}$  et minimale  $\tau_{RMS\_min}$  de toutes les orientations des deux antennes en fonction de la distance entre Tx et Rx.

Distance [m]	2.5	2.55	2.7	2.9	3.2	3.54	3.9	4.3	4.72	5.15	5.6	6.05	6.5	6.96	7.43
$\xi$ [ns]	4.49	4.09	3.88	3.4	2.91	2.48	2.59	2.72	2.84	4.79	4.92	6.07	6.48	6.39	6.39
Antenne cubique															
$\xi$ [ns]	25.06	18.13	14.34	12.92	12.07	11.08	10.55	9.79	9	10.36	12.03	12.51	12.32	9.8	8.38
Antenne dipôle															

Tableau IV-6 : Différence entre  $\tau_{RMS\_max}$  et  $\tau_{RMS\_min}$  en fonction de la distance dans le scénario LOS.

A partir du tableau ci-dessus, nous constatons que l'écart maximal entre les niveaux de la dispersion des retards  $\tau_{RMS}$  lors de l'utilisation de l'antenne cubique 3D est de 6.48ns. Par contre, il est de 25.06ns au moment de l'utilisation de l'antenne dipôle. Ces deux écarts maximaux ont été

obtenus entre la combinaison de deux antennes ( $Tx/Rx$ ) de même sens de polarisation et de sens différent.

Les auteurs de la publication [IV.21] ont montré dans le scénario LOS que l'écart maximal de la dispersion  $\tau_{RMS}$  entre les différentes combinaisons de l'antenne dipôle est environ de 15ns. L'écart que nous avons obtenu est un peu supérieur, cela est dû à la complexité de l'environnement. Cependant, ils sont tous les deux très supérieurs à l'écart maximal lors de l'utilisation de l'antenne cubique 3D.

### IV-3-3-2 Scénario NLOS

#### a) Puissance reçue

Dans le scénario NLOS, les niveaux de la puissance  $P_r$  obtenus de toutes les orientations de l'antenne cubique 3D et l'antenne dipôle sont illustrés dans la figure IV-21.

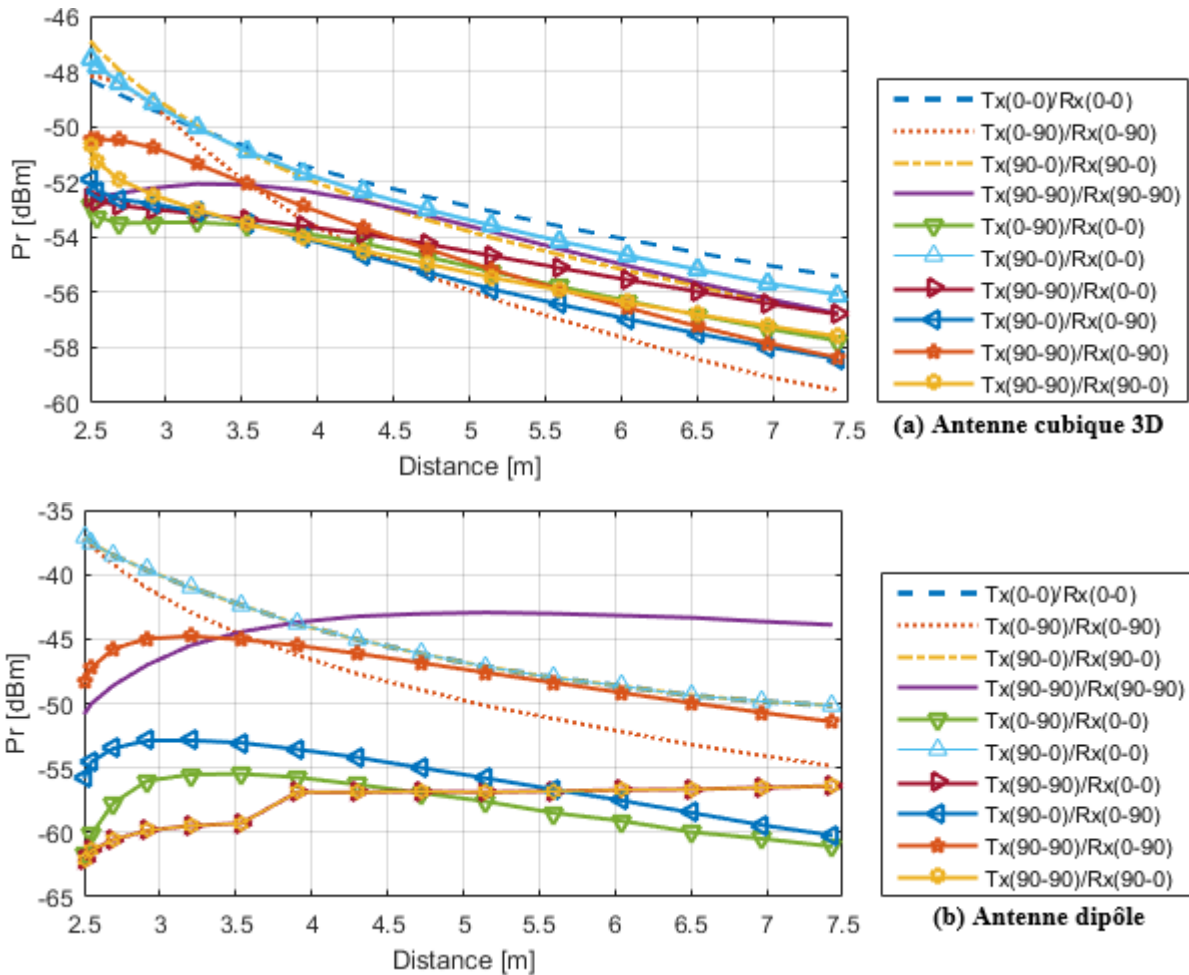


Figure IV-21 : Puissance  $P_r$  de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario NLOS.

D'après les résultats de la figure IV-21, nous remarquons que les niveaux de la puissance  $P_r$  sont inférieurs à ceux trouvés dans le scénario LOS, ce qui est normal parce qu'il y a une invisibilité totale entre  $Tx$  et  $Rx$ . Nous remarquons aussi qu'il existe toujours des changements au niveau de la puissance  $P_r$  lors de l'orientation de chaque antenne. Les valeurs de la différence entre la puissance



$P_{r\_max}$  et  $P_{r\_min}$  de toutes les orientations des deux antennes sont listées dans le tableau IV-7 en fonction de la distance entre  $Tx$  et  $Rx$ .

Distance [m]	2.5	2.55	2.7	2.9	3.2	3.54	3.9	4.3	4.72	5.15	5.6	6.05	6.5	6.96	7.43
$\xi$ [dBm]	5.99	6.07	5.55	4.55	3.49	2.83	2.63	2.65	2.85	3.15	3.38	3.59	3.85	4.03	4.14
Antenne cubique															
$\xi$ [dBm]	25.08	23.8	22.06	20.2	18.48	16.93	13.17	13.65	13.89	14.65	15.44	15.92	16.63	16.84	17.2
Antenne dipôle															

Tableau IV-7 : Différence entre  $P_{r\_max}$  et  $P_{r\_min}$  en fonction de la distance dans le scénario NLOS.

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que l'écart maximal entre les niveaux de la puissance reçue  $P_r$  durant l'utilisation de l'antenne cubique 3D est de  $6.07dBm$ . En revanche, il est de  $25.08dBm$  au moment de l'utilisation de l'antenne dipôle. Ces deux écarts maximaux ont été obtenus entre la combinaison de deux antennes ( $Tx/Rx$ ) de même sens de polarisation et de sens différent.

Dans la publication [IV.21], les auteurs n'ont pas réalisé les simulations dans le scénario NLOS, alors nous ne pouvons pas dans ce cas comparer les résultats.

### b) Dispersion des retards

La figure IV-22 représente les niveaux de la dispersion  $\tau_{RMS}$  de toutes les orientations de  $Tx$  et  $Rx$  utilisant l'antenne cubique 3D et l'antenne dipôle.

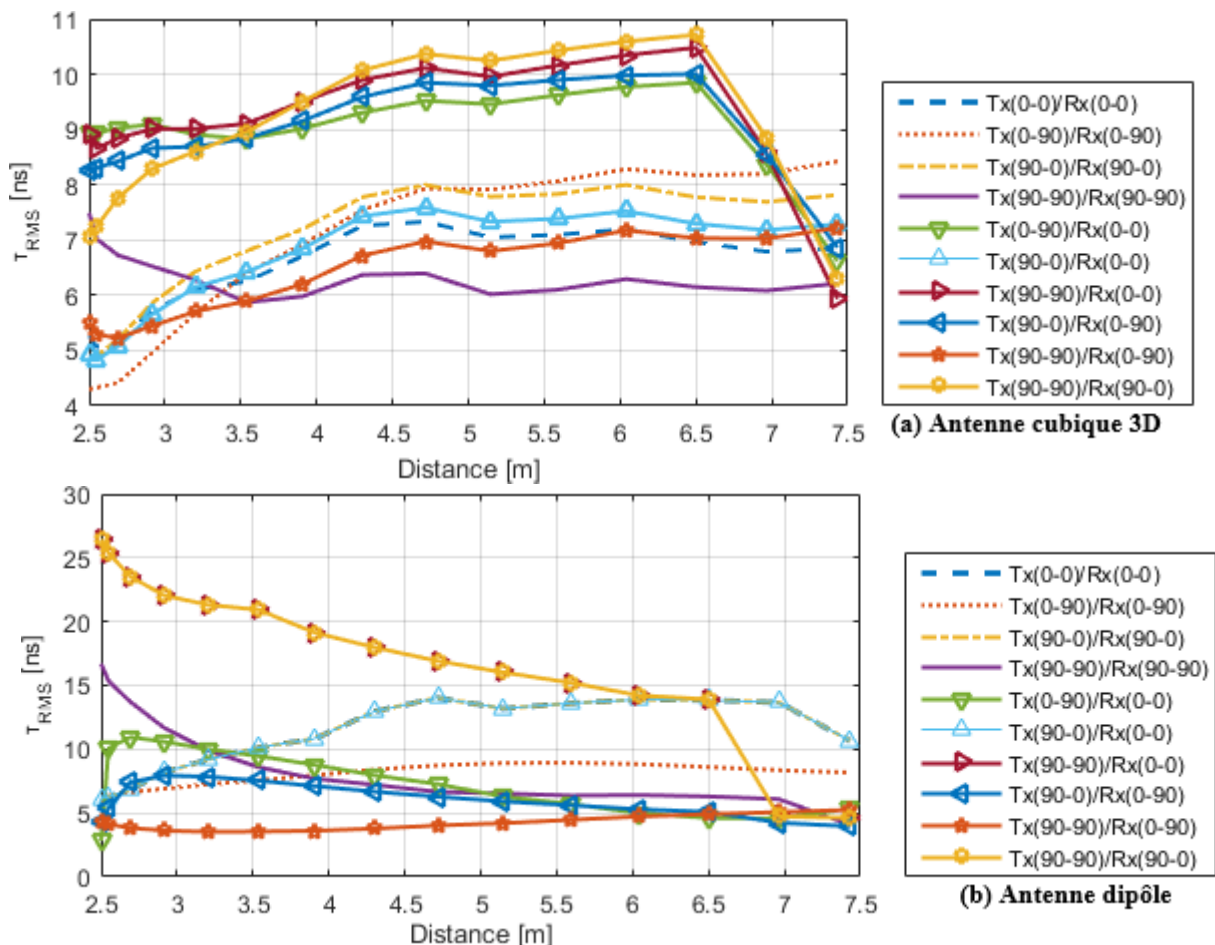


Figure IV-22 : Dispersion  $\tau_{RMS}$  de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario NLOS.

D'après les résultats de la figure IV-22, nous observons toujours un changement du niveau de la dispersion  $\tau_{RMS}$  lors de l'orientation de chaque antenne. Les valeurs de la différence entre les dispersions  $\tau_{RMS\_max}$  et  $\tau_{RMS\_min}$  en fonction de la distance entre  $Tx$  et  $Rx$  sont illustrées dans le tableau IV-8.

Distance [m]	2.5	2.55	2.7	2.9	3.2	3.54	3.9	4.3	4.72	5.15	5.6	6.05	6.5	6.96	7.43
$\xi$ [ns]	4.64	4.61	4.6	4.14	3.34	3.23	3.53	3.7	3.97	4.23	4.32	4.3	4.57	2.77	2.49
Antenne cubique															
$\xi$ [ns]	23.62	21.24	19.69	18.43	17.79	17.39	15.53	14.2	12.89	11.82	10.75	9.49	9.3	9.43	6.71
Antenne dipôle															

Tableau IV-8 : Différence entre  $\tau_{RMS\_max}$  et  $\tau_{RMS\_min}$  en fonction de la distance dans le scénario NLOS.

A partir du tableau IV-8, nous constatons que l'écart maximal entre les niveaux de la dispersion des retards  $\tau_{RMS}$  lors de l'utilisation de l'antenne cubique 3D est de  $4.64ns$ . Par contre, il est de  $23.62ns$  dans le cas de l'utilisation de l'antenne dipôle. Ces deux écarts maximaux ont été obtenus entre la combinaison de deux antennes ( $Tx/Rx$ ) de même sens de polarisation et de sens différent.

### IV-3-3-3 Scénario OLOS

#### a) Puissance reçue

Les niveaux de la puissance  $P_r$  obtenus dans le scénario OLOS de toutes les orientations de l'antenne cubique 3D et l'antenne dipôle sont illustrés dans la figure IV-23.

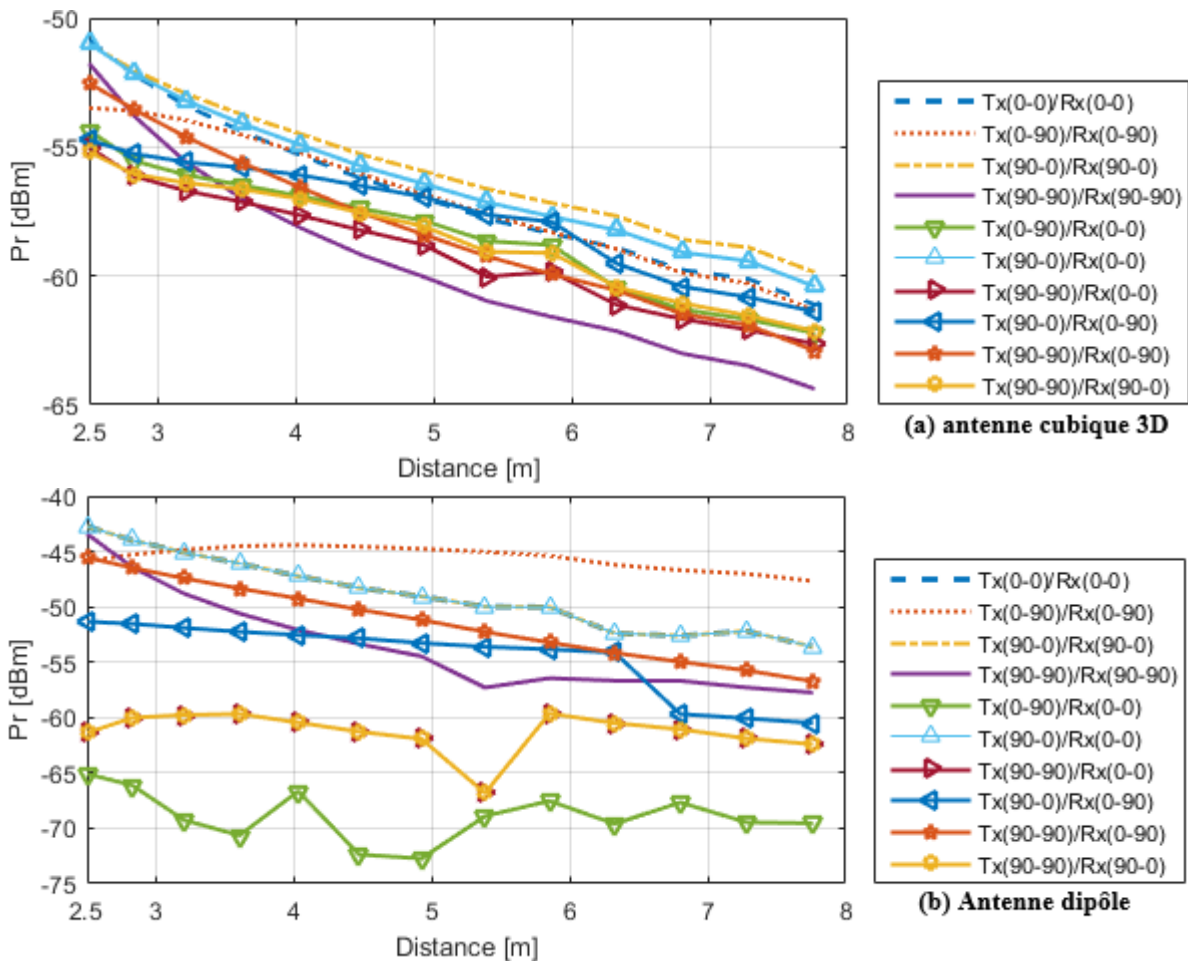


Figure IV-23 : Puissance  $P_r$  de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario OLOS.

D'après les résultats des deux figures ci-dessus, nous observons toujours un changement du niveau de la puissance  $P_r$  lors de l'orientation de chaque antenne. Les valeurs de la différence entre les puissances  $P_{r\_max}$  et  $P_{r\_min}$  en fonction de la distance entre  $Tx$  et  $Rx$  de toutes les orientations des deux antennes sont listées dans le tableau IV-9.

Distance [m]	2.5	2.83	3.2	3.6	4.03	4.47	4.92	5.38	5.85	6.32	6.8	7.28	7.76
$\xi[dBm]$ Antenne cubique	4.34	4.09	3.77	3.38	3.64	3.89	4.09	4.34	4.41	4.46	4.43	4.6	4.52
$\xi[dBm]$ Antenne dipôle	22.34	22.13	24.4	26.13	22.24	27.79	27.97	23.87	22.15	23.39	20.97	22.45	21.88

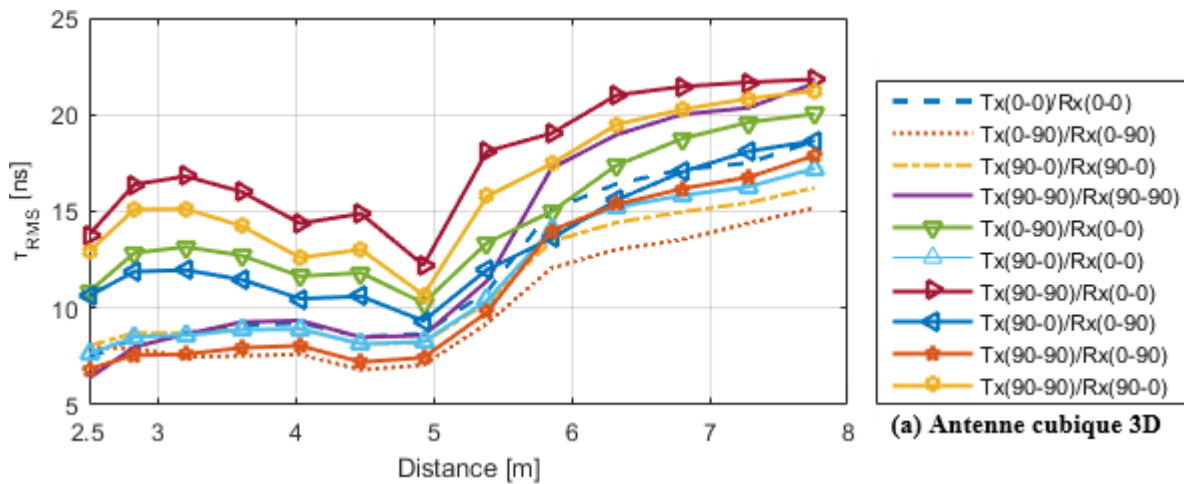
Tableau IV-9 : Différence entre  $P_{r\_max}$  et  $P_{r\_min}$  en fonction de la distance dans le scénario OLOS.

Selon le tableau IV-9, nous constatons que l'écart maximal entre les niveaux de la puissance reçue  $P_r$  dans le cas de l'utilisation de l'antenne cubique 3D est de  $4.6dBm$ . Par contre, il est de  $27.97dBm$  au moment de l'utilisation de l'antenne dipôle. Ces deux écarts maximaux ont été obtenus entre la combinaison de deux antennes ( $Tx/Rx$ ) de même sens de polarisation et de sens différent.

Dans [IV.21], les auteurs ont trouvé dans le scénario OLOS que l'écart maximal entre les valeurs de la  $P_r$  est supérieur à  $30dBm$ . Alors, l'écart maximal que nous avons obtenu lors de l'utilisation de l'antenne dipôle, n'est pas surprenant.

### b) Dispersion des retards

Les niveaux de dispersion  $\tau_{RMS}$  de toutes les orientations de  $Tx$  et  $Rx$  utilisant l'antenne cubique 3D et l'antenne dipôle, ils sont affichés dans la figure IV-25.



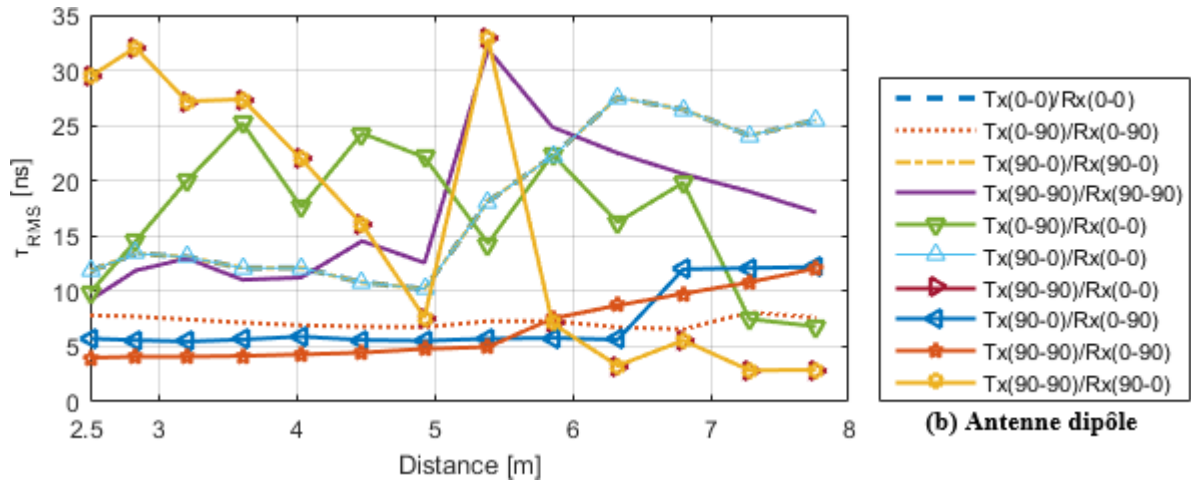


Figure IV-24 : Dispersion  $\tau_{RMS}$  de toutes les orientations des deux antennes dans le scénario OLOS.

Nous remarquons que les niveaux de  $\tau_{RMS}$  changent à chaque orientation des deux antennes. Les valeurs de la différence entre les dispersions  $\tau_{RMS\_max}$  et  $\tau_{RMS\_min}$  en fonction de la distance entre Tx et Rx de toutes les orientations des deux antennes, sont illustrées dans le tableau IV-10.

Distance [m]	2.5	2.83	3.2	3.6	4.03	4.47	4.92	5.38	5.85	6.32	6.8	7.28	7.76
$\xi$ [ns]	7.43	8.83	9.34	8.48	6.77	8.08	5.16	8.9	6.96	7.98	7.91	7.28	6.65
Antenne cubique													
$\xi$ [ns]	25.45	27.97	23.11	23.21	17.68	19.85	17.35	27.88	19.08	24.27	20.9	21.24	22.6
Antenne dipôle													

Tableau IV-10 : Différence entre  $\tau_{RMS\_max}$  et  $\tau_{RMS\_min}$  en fonction de la distance dans le scénario OLOS.

En examinant les résultats du tableau ci-dessus, nous remarquons que l'écart maximal entre les niveaux de la dispersion des retards  $\tau_{RMS}$  au cours de l'utilisation de l'antenne cubique 3D est de 9.34ns. Par contre, il est de 27.97ns au moment de l'utilisation de l'antenne dipôle. Ces deux écarts maximaux ont été obtenus entre la combinaison de deux antennes (Tx/Rx) de même sens de polarisation et de sens différent.

Les auteurs de la publication [IV.21] ont obtenu dans le scénario OLOS que l'écart maximal de la dispersion  $\tau_{RMS}$  entre les différentes combinaisons de l'antenne dipôle est environ de 19ns. L'écart que nous avons trouvé est un peu supérieur en raison de la complexité de notre environnement. Cependant, ils sont tous les deux très supérieurs à l'écart maximal lors de l'utilisation de l'antenne cubique 3D.

Pour conclure, le tableau IV-11 résume les écarts maximaux entre les niveaux de la puissance  $P_r$  et de la dispersion des retards  $\tau_{RMS}$  obtenus pendant toutes les orientations des deux antennes dans les trois scénarios.

	Antenne cubique 3D	Antenne dipôle
--	--------------------	----------------

	$\xi_{P_r}$	$\xi_{\tau_{RMS}}$	$\xi_{P_r}$	$\xi_{\tau_{RMS}}$
LOS	6.85dBm	6.48ns	27.81dBm	28.49ns
NLOS	6.07dBm	4.64ns	25.08dBm	23.62ns
OLOS	4.6dBm	9.34ns	27.97dBm	27.97ns

Tableau IV-11 : Ecart maximum entre les puissances  $P_r$  et les dispersions  $\tau_{RMS}$  dans les trois scénarios.

Dans tous les scénarios, les écarts maximaux entre les puissances reçues et les dispersions des retards obtenus dans le cas de l'utilisation de l'antenne cubique 3D sont très inférieurs à ceux obtenus lors de l'utilisation de l'antenne dipôles. Ceci implique que l'effet de l'orientation de notre antenne cubique 3D a un impact faible sur les caractéristiques de la propagation (la puissance  $P_r$  et la dispersion  $\tau_{RMS}$ ) par rapport à l'antenne dipôle. Cela est dû au rayonnement quasi-isotropique de l'antenne cubique 3D ainsi que la faible désadaptation de polarisation circulaire, car les écarts maximaux ont été obtenus entre la combinaison de deux antennes ( $Tx/Rx$ ) de même sens de polarisation et de sens différent.

Dans l'application précédente où le réseau RSN a été utilisé pour le contrôle et la surveillance de notre environnement, quelle que soit l'orientation de notre antenne la communication entre les nœuds du réseau reste toujours fiable au niveau de la puissance reçue. Au niveau de la dispersion des retards, il faut ajouter 467ns à la durée d'un symbole  $T_s$  choisie pour limiter définitivement les interférences inter-symboles.

## IV-4 Conclusion

Dans ce chapitre, les problèmes de la communication entre les nœuds du réseau RSN au niveau du canal de propagation ont été éclaircis par la modélisation du canal de propagation du réseau et l'étude de l'orientation de l'antenne utilisée pour la transmission des données entre les nœuds du réseau.

Dans un premier temps, nous avons modélisé l'environnement intérieur où le réseau RSN est déployé pour le contrôle et la surveillance du bâtiment. Cette modélisation nous a permis de choisir les paramètres appropriés afin de surmonter les problèmes de la mauvaise transmission RF entre les nœuds du réseau, à savoir : l'évanouissement du signal reçu, les Interférences Inter-Symboles (IIS) et les Erreurs d'Estimation des Symboles (EES). L'antenne qui est utilisée pour la communication sans fil entre les nœuds du réseau est l'antenne cubique 3D miniaturisée avec une fréquence et une puissance de transmission de 915MHz et 0dBm, respectivement. Nous avons obtenu comme résultat que :

- La puissance de transmission de 0dBm est suffisante pour éviter le problème de l'évanouissement du signal reçu,
- La durée d'un symbole  $T_s$  doit être supérieure à 150.37ns pour limiter les IIS lorsque la puissance de transmission  $P_t$  est de 0dBm et supérieure à 1.406us lorsque la puissance  $P_t$  devient importante,

- La durée d'un symbole  $T_s$  doit être inférieure à  $5.87ms$  pour limiter les EES lorsque la vitesse est importante.

Par la suite, nous avons étudié l'effet de l'orientation de l'antenne cubique 3D miniaturisée sur les caractéristiques de la propagation telles que : la puissance reçue  $P_r$  et la dispersion des retards  $\tau_{RMS}$ . À des fins de comparaison, la même étude a été réalisée en utilisant l'antenne dipôle qui est le plus utilisée dans les nœuds du réseau RSN. Ces deux études ont été réalisées dans 3 scénarios différents de notre environnement (LOS, NLOS et OLOS) par la méthode TR-3D. Dans tous les scénarios, nous avons trouvé que :

- Les écarts maximaux entre les puissances  $P_r$  obtenus lors de l'orientation de l'antenne cubique 3D ( $\xi_{LOS} = 6.85dBm$ ,  $\xi_{NLOS} = 6.07dBm$  et  $\xi_{OLOS} = 4.6dBm$ ) sont très faibles par rapport à ceux obtenus lors de l'orientation de l'antenne dipôle ( $\xi_{LOS} = 27.81dBm$ ,  $\xi_{NLOS} = 25.08dBm$  et  $\xi_{OLOS} = 27.97dBm$ ).
- Les écarts maximaux entre les dispersions  $\tau_{RMS}$  obtenus lors de l'orientation de l'antenne cubique 3D ( $\xi_{LOS} = 6.48ns$ ,  $\xi_{NLOS} = 4.64ns$  et  $\xi_{OLOS} = 9.34ns$ ) sont très faibles par rapport à ceux obtenus lors de l'orientation de l'antenne dipôle ( $\xi_{LOS} = 28.49ns$ ,  $\xi_{NLOS} = 23.62ns$  et  $\xi_{OLOS} = 27.97ns$ ).

Alors, l'effet de l'orientation de notre antenne cubique 3D a un impact faible sur les caractéristiques de la propagation par rapport à l'antenne dipôle.

# Références

---

- [IV.1] Shuiping Luo, Nagesh. Polu, Zhizhang (David) Chen, and Jeff Slipp, "F Channel Modeling of a WSN Testbed for Industrial Environment," IEEE, RWS 2011.
- [IV.2] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch, "UWB channel measurements in an industrial environment," Proceedings of Global Telecommunications Conference, Vol. 6, pp. 3511 - 3516, 29 Nov. - 3 Dec. 2004.
- [IV.3] D. Porrat; Y. Serfaty, "Wideband radio channel variation with indoor terminal separation: Measurement results," IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, 2008.
- [IV.4] Z.-Y. Liu, L.-X. Guo and X. Meng<sup>1</sup>, "Efficient three-dimensional ray-tracing model for electromagnetic propagation prediction in complex indoor environments," J. Opt. Soc. Am. A / Vol. 30, No. 8 / August 2013.
- [IV.5] Chang-Fa Yang, Boau-Cheng Wu, and Chuen-Jyi Ko, "A Ray-Tracing Method for Modeling Indoor Wave Propagation and Penetration," IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 46, NO. 6, JUNE 1998.
- [IV.6] La cité de l'innovation, <http://www.usmba.ac.ma/~citt/>
- [IV.7] Chang-Fa Yang, Boau-Cheng Wu, and Chuen-Jyi Ko, "A Ray-Tracing Method for Modeling Indoor Wave Propagation and Penetration," IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 46, NO. 6, JUNE 1998.
- [IV.8] J. R. Fernández, M. Quispe, G. Kemper, J. Samaniego and D. Díaz , "Adjustments of Log-Distance Path Loss Model for Digital Television in Lima," XXX SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES – SBrT' 12, 13-16 DE SETEMBRO DE 2012, BRASÍLIA, DF.
- [IV.9] Creative Commons Attribution-shareAlike, "Réseaux sans fil dans les pays en développement," 2006, Limehouse Book Sprint Team.
- [IV.10] John S. Seybold, "Introduction to RF Propagation," John Wiley & Sons, 3 oct. 2005.
- [IV.11] S. Seidel, Th. Rappaport, "914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings," IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. 40, No. 2, February 1992, pp. 207-217.
- [IV.12] Orestes N. Stavroudis, "The Mathematics of Geometrical and Physical Optics," John Wiley & Sons, 240 pages, 2006.
- [IV.13] Jesse Russell, Ronald Cohn, "Uniform Theory of Diffraction," Book on Demand, 72 pages, 2012.
- [IV.14] L. Aveneau, Y. Pousset, R. Vauzelle, M. Mériaux, "Development and Evaluations of Physical and Computer Optimizations for the 3D UTD Model", AP2000 Millennium Conference on Antennas & Propagation, 2000.
- [IV.15] G.E. Athanasiadou, A.R. Nix, "A novel 3-d indoor ray-tracing propagation model : The path generator and evaluation of narrow-band and wide band prediction", IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2000.
- [IV.16] Z.-Y. Liu, L.-X. Guo, and X. Meng, "Efficient three-dimensional ray-tracing model for electromagnetic propagation prediction in complex indoor environments," J. Opt. Soc. Am. A, vol. 30, no. 8, p. 1654, Aug. 2013.
- [IV.17] Dominic Grenier, "Antennes et Propagation radio," Université Laval Québec Canada, 2017.
- [IV.18] Record d'athlète jamaïcain Bolt [https://fr.wikipedia.org/wiki/Usain\\_Bolt](https://fr.wikipedia.org/wiki/Usain_Bolt).
- [IV.19] Danièle Dromard, Dominique Seret, "Architecture des réseaux," Pearson Education France, 28 jui. 2013.
- [IV.20] Lou Frenzel, "What's The Difference Between Bit Rate and Baud Rate?" Electronic Design, Apr. 27, 2012.

- [IV.21] Z.-Y. Liu, L.-X. Guo, and C.-L. Li, "Effects of antenna polarization on power and RMS delay spread in LOS/OOS indoor radio channel," in General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI, 2014, pp. 1–4.



# Conclusion générale et Perspectives

---

## i) Conclusion générale

Le réseau de capteurs RFID (RSN) est une technologie très récente résultant de l'intégration de l'identification par radiofréquence (RFID) et du réseau de capteurs sans fil (WSN), afin de satisfaire les besoins de certaines applications. Ses dispositifs communiquent entre eux par la transmission des ondes RF à travers divers canaux de propagation au moyen des antennes. En effet, une mauvaise transmission RF entre les dispositifs peut provoquer une perte économique importante ou une menace pour la sécurité, ainsi que les grandes dimensions des antennes peuvent causer des difficultés de déploiement des dispositifs aux petits endroits. Alors, l'objectif principal de cette thèse est de surmonter le problème de grandes dimensions des dispositifs causé par les antennes UHF et d'améliorer la qualité de communication radiofréquence (RF) entre les nœuds du réseau.

Dans le chapitre I, nous avons exposé l'état de l'art du réseau RSN à travers une étude bibliographique. Par la suite, nous avons évoqué d'une manière générale la notion des antennes, le concept du rayonnement électromagnétique (EM) à partir des équations de Maxwell, ainsi que les caractéristiques principales d'une antenne. Nous avons également rappelé, la notion du canal de propagation RF, les phénomènes engendrés par les interactions des ondes RF avec l'environnement et les caractéristiques de propagation. Finalement, nous avons présenté les problèmes liés aux antennes et au canal de propagation du réseau RSN, ainsi que les solutions proposées.

Le chapitre II avait pour but de surmonter les problèmes liés aux antennes. Pour cela, nous avons conçu une antenne 3D électriquement petite sous forme cubique composée d'un dipôle planaire enroulé sur toutes les faces du substrat cubique. La forme de cette antenne permet de loger les composants électroniques à son intérieur. Après avoir étudié l'effet du logement des circuits intégrés sur les caractéristiques de l'antenne, nous avons décidé de mettre les circuits à l'extérieur pour éviter tous les problèmes soutirés et miniaturiser la taille de l'antenne, afin d'obtenir un dispositif de petit volume. Les résultats de simulation montrent que l'antenne miniaturisée fonctionne bien à la fréquence souhaitée et produit un rayonnement quasi-isotrope, mais avec un angle d'ouverture inférieur à  $360^\circ$ .

L'objectif du chapitre III a été focalisé sur la conception d'une antenne qui possède un angle d'ouverture de  $360^\circ$  dans tous les plans de l'espace, afin de surmonter les problèmes de la communication entre les nœuds du réseau RSN d'une manière satisfaisante. A cet égard, nous avons conçu une antenne 3D électriquement petite sous forme sphérique basée sur un dipôle planaire. Cette antenne fonctionne à la fréquence désirée et produit un rayonnement quasi-isotrope avec un angle d'ouverture de  $360^\circ$  quel que soit le plan de l'espace. Pour obtenir un dispositif de faible volume, nous avons miniaturisé la taille de cette antenne par le pliage des bras du dipôle. Le volume de l'antenne et sa taille électrique ont été réduits de 92.7% et 58.2%, respectivement.

Dans le dernier chapitre, nous avons surmonté les problèmes de communication liés au canal de propagation. Nous avons modélisé l'environnement intérieur (premier étage d'un bâtiment) où les nœuds du réseau RSN sont déployés pour contrôler et surveiller cet environnement. L'antenne cubique 3D miniaturisée que nous avons conçue dans le chapitre II, a été utilisée comme antenne de transmission et de réception des nœuds du réseau. D'après les résultats de prédiction obtenus, nous avons choisi la puissance de transmission et la durée d'un symbole appropriées pour éviter le problème de l'évanouissement du signal reçu et limiter les interférences inter-symboles. Par la suite, nous avons étudié l'effet de l'orientation de deux antennes sur les caractéristiques de propagation dans trois scénarios (LOS, NLOS et OLOS). Les caractéristiques de propagation ont été comparées en termes de niveau de la puissance reçue et de la dispersion des retards entre l'antenne cubique 3D miniaturisée et l'antenne dipôle qui est le plus utilisée dans le réseau RSN. Les résultats obtenus montrent que l'effet de l'orientation de l'antenne cubique 3D a un impact faible sur les caractéristiques de propagation par rapport à l'orientation de l'antenne dipôle.

## **ii) Perspectives**

A l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les perspectives d'études sont nombreuses. Nous envisageons de :

- Étudier l'effet de l'orientation de l'antenne sur les caractéristiques du canal de propagation en utilisant l'antenne sphérique 3D miniaturisée afin de comparer les résultats,
- Valider les caractéristiques électriques et de rayonnement des antennes par des mesures expérimentales et tester les niveaux de la puissance reçue, la bande de cohérence et le temps de cohérence,
- Déployer les nœuds du réseau RSN dans des environnements très différents, telles que : les forêts et les villes, pour étudier l'influence de l'environnement sur la communication entre ces nœuds utilisant nos antennes,
- Reconfigurer ces antennes pour les faire fonctionner au moins dans deux bandes de fréquences avec un rayonnement quasi-isotrope à chaque bande.

# Annexes

## Annexe A : Fonctions de transfert de Bello

Bello a montré comment peut varier un canal de propagation en des temps différents ou à des fréquences différentes. La figure A-1 affiche le diagramme de Bello qui présente les relations entre ces fonctions.

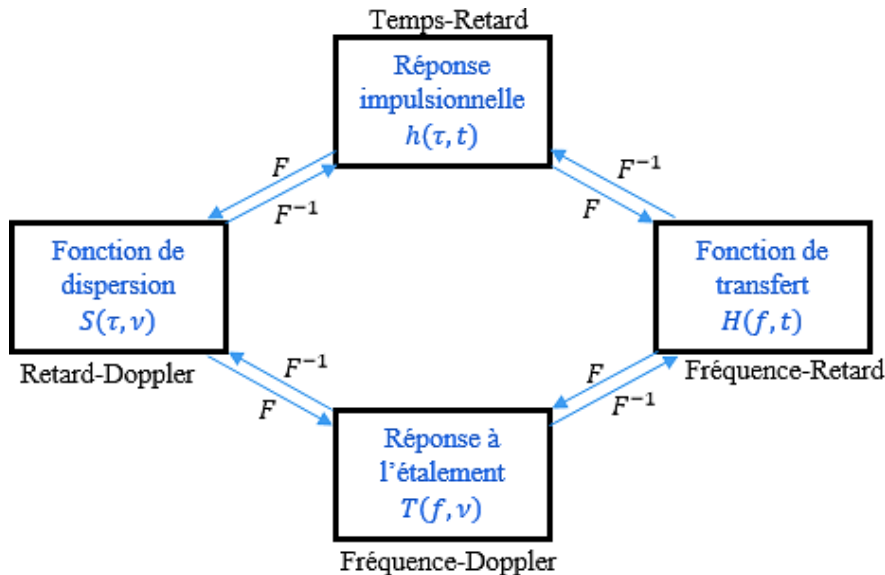


Figure A-1 : Diagramme de Bello.

Dans le modèle temps-retard, le signal reçu  $y(t)$  est relié au signal d'entrée  $x(t)$  par la formulation suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(t, \tau) d\tau \quad (\text{Equation A - 1})$$

Où,  $h(t, \tau)$  est la réponse impulsionnelle du canal à un instant  $t$  pour une impulsion émise à  $t - \tau$ . La réponse impulsionnelle permet d'identifier les différents trajets arrivant au récepteur, ainsi que leur temps de retard.

Dans le modèle temps-fréquence, le signal reçu  $y(t)$  est relié au spectre  $X(f)$  du signal d'entrée par la formulation suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)H(f, t)e^{j2\pi ft} df \quad (\text{Equation A - 2})$$

Où,  $H(f, t)$  représente la fonction de transfert (ou réponse fréquentielle) variant dans le temps du canal de propagation. Elle permet d'étudier l'évolution dans le temps des différents effets que provoque la propagation multi-trajets. On peut relier  $H(f, t)$  à  $h(t, \tau)$  par une simple transformée de Fourier inverse.

Dans le modèle Doppler-fréquence, le spectre du signal reçu  $Y(f)$  est relié au spectre du signal émis  $X(f)$  par la relation suivante :

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f - \nu)T(f, \nu) d\nu \quad (\text{Equation A - 3})$$

Où,  $T(f, \nu)$  est la réponse bi-fréquentielle du canal de propagation. Elle permet d'observer le phénomène de décalage Doppler introduit par le canal. Cette réponse est la fonction duale de  $h(t, \tau)$  dans le domaine fréquentiel.

Dans le modèle retard-Doppler, le signal de sortie  $y(t)$  au signal d'entrée  $x(t)$  par la relation suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)S(\tau, \nu)e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (\text{Equation A - 4})$$

Où,  $S(\tau, \nu)$  est une fonction qui traduit les variations du canal. Elle illustre l'évolution du canal en fonction du retard et du Doppler. Le signal reçu peut être représenté comme une somme des répliquent décalées du signal émis, chacune subissant un effet Doppler.

## Annexe B : Outils de simulation des antennes

### Annexe B-1 : Simulateur Electromagnétique HFSS

Le simulateur HFSS est un logiciel pour la simulation de champs électromagnétiques en haute fréquence. Il est important pour les chercheurs impliqués dans le domaine de la conception des antennes grâce à son très haut niveau de précision. HFSS offre un solveur basé sur la méthode des éléments finis pour la résolution des équations de MAXWELL sous forme différentielle dans le domaine fréquentiel, afin d'obtenir les caractéristiques de l'antenne conçue. La figure B-1 présente la fenêtre de démarrage du simulateur HFSS, cette fenêtre contient tous les outils pour la conception d'une antenne ainsi que pour la simuler afin d'obtenir des résultats sous forme des graphes ou des représentations 3D.

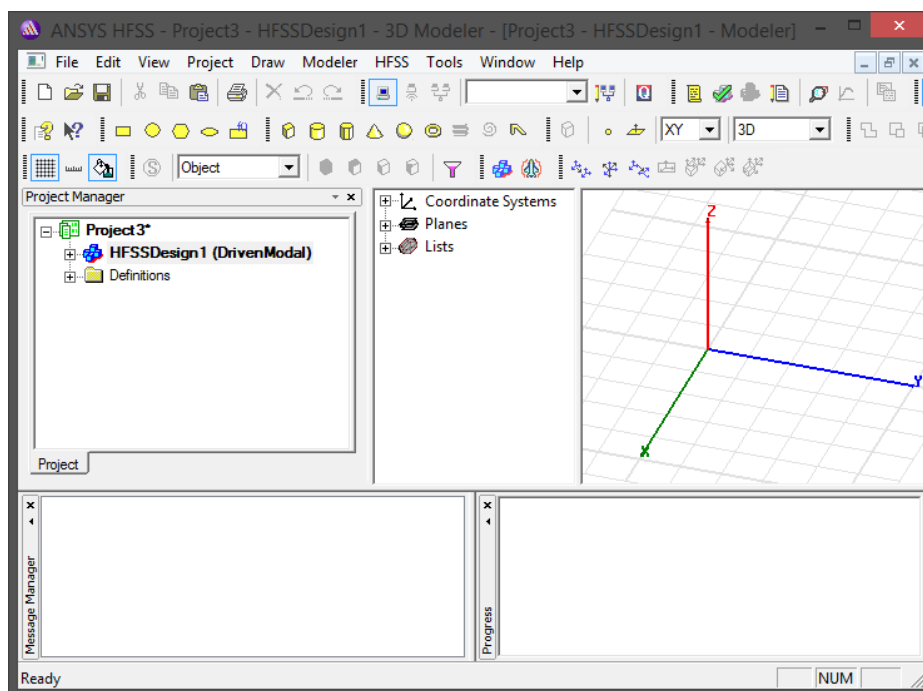


Figure B-1 Fenêtre de démarrage du simulateur HFSS.

Après avoir défini notre modèle géométrique et affecté les sources d'énergie (excitation) et les conditions aux limites (volume de calcul) appropriées, HFSS possède plusieurs types de solution tels que **Driven Modal**, **Driven Terminal** et **Eigenmode**. Pour la simulation des antennes, il faut choisir le type Driven Modal qui permet de calculer les paramètres S d'une structure en fonction des ondes incidentes et réfléchies. La géométrie de l'antenne est automatiquement divisée en un grand nombre de tétraèdres (éléments finis) (Figure B-2) cette méthode est appelée le maillage. Le maillage est automatiquement réglé pour donner le maillage le plus précis et le plus efficace possible. L'algorithme de ce maillage est contrôlé par le nombre maximal du pas et la valeur du  $\Delta S$  maximale<sup>11</sup> ( $\Delta S = S(N) - S(N - 1)$ ) qui sont entrées par l'utilisateur (Figure B-3). Après chaque pas, HFSS compare les paramètres S du maillage actuel ( $S(N)$ ) aux résultats du maillage précédent ( $S(N - 1)$ ).

<sup>11</sup> Plus la valeur  $\Delta S$  est petite, plus le volume des tétraèdres est petit, plus la solution est précise, plus le temps de calcul est long.

Si la comparaison converge vers le  $\Delta S$  maximal entré, alors le maillage précédent est aussi bon comme le maillage actuel. Dans ce cas, HFSS utilisera le maillage précédent pour effectuer les calculs. Les équations différentielles de MAXWELL sont résolues aux sommets de chaque tétraèdre. Le champ électrique E ou le champ magnétique H en un point à l'intérieur du tétraèdre (Figure B-4) sont calculés par interpolation des valeurs de champs dans les sommets du tétraèdre et c'est ça le principe de la méthode des éléments finis.

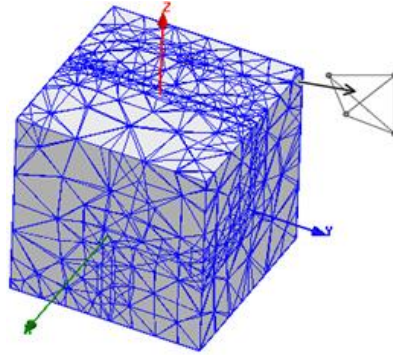


Figure B-2 Maillage tétraédrique.

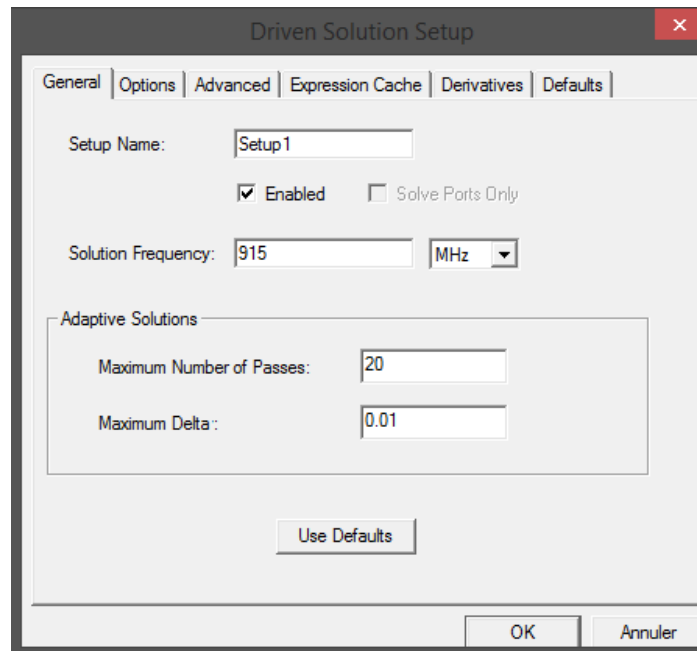


Figure B-3 Fenêtre des paramètres : nombre maximal du pas et  $\Delta S$  maximal.

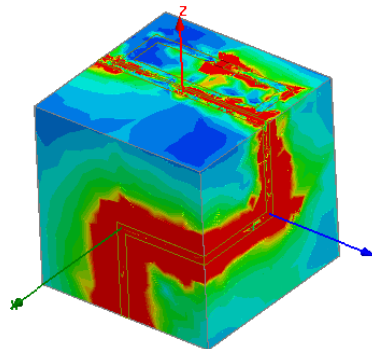


Figure B-4 Valeurs du champ électrique par la méthode des éléments finis.

## Annexe B-2 : Simulateur Electromagnétique CST Microwave

Le simulateur CST Microwave est un logiciel pour la simulation EM 3D des composants haute fréquence. Il permet une analyse des dispositifs haute fréquence en général et plus particulièrement les antennes. CST offre un solveur basé sur la technique d'intégration finie (FIT) pour la résolution des équations de MAXWELL sous forme intégrale, afin d'obtenir les paramètres de l'antenne conçue. La figure B-5 représente la fenêtre de démarrage du simulateur CST, cette fenêtre contient tous les outils pour la conception d'une antenne ainsi que pour la simuler afin d'obtenir des résultats sous forme des graphes ou des représentations 3D.

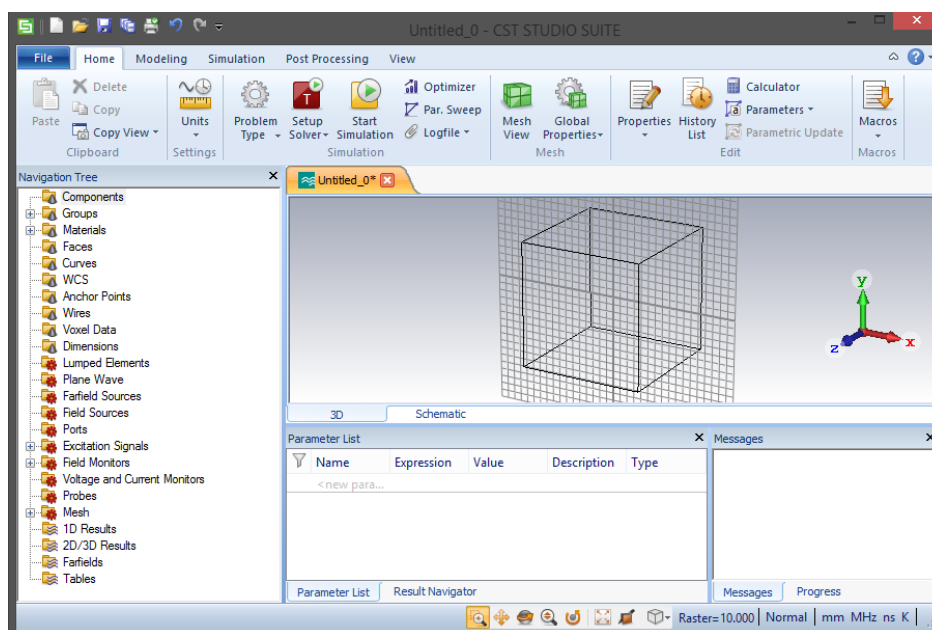


Figure B-5 Fenêtre du démarrage de simulateur CST.

Après avoir défini notre modèle géométrique et affecté les sources d'énergie (excitation), CST met à notre disposition deux techniques de simulations différentes à savoir : Solveur dans le domaine fréquentiel (Frequency Domain Solver), Solveur dans le domaine temporel (Time Domain Solver). Dans notre conception d'antennes, nous avons choisi le solveur dans le domaine temporel afin de comparer les résultats avec les résultats du HFSS qui possède un solveur dans le domaine fréquentiel. Les méthodes temporelles présentent l'avantage de produire des résultats en une seule simulation. Comme déjà mentionné ci-dessus, la FIT est le fondement de la CST qui est une méthode de discrétisation volumique. La géométrie de l'antenne est divisée en un grand nombre d'hexaèdre (Figure B-6), cette méthode est appelée le maillage. CST considère la gamme de fréquences et les matériaux diélectriques et métalliques pour faire le maillage automatiquement, mais certains paramètres de maillage sont entrés par l'utilisateur comme le représente la figure B-7 :

- Le paramètre **Lines per wavelength** : Il définit le nombre de lignes par longueur d'onde.
- Le paramètre **Lower mesh limit** : Il permet de définir le pas de maillage maximal à utiliser pour la création de la maille.
- Le paramètre **Mesh line ratio limit** : Il définit le rapport limite entre la distance la plus grande et la plus petite entre les lignes de maillage (Figure B-7).

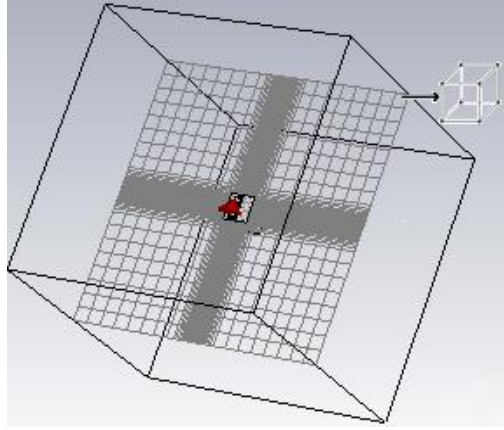


Figure B-6 Maillage hexaédrique.

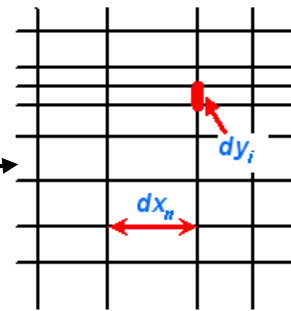
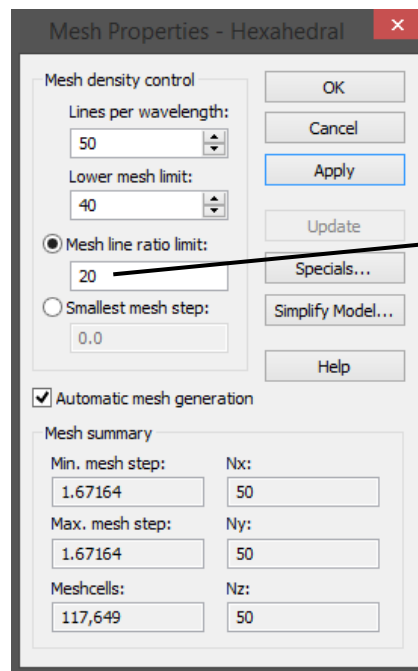


Figure B-7 Fenêtre des paramètres : Lines per wavelength, Lower mesh limit, Mesh line ratio limit.

Après le maillage, Il est donc possible par CST de calculer directement les champs électromagnétiques. Les calculs s'effectuent grâce à l'approximation dite des différences centrées. Pour calculer les champs E et H dans une région, cette région est représentée par deux mailles intercalées d'une demi-maille pour que chaque composante de champ magnétique soit entourée de quatre composantes du champ électrique (Figure B-8).

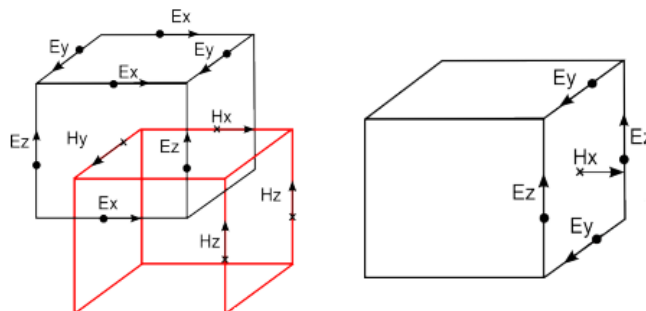


Figure B-8 Disposition des composants vectoriels E et H.



## Annexe C : Simulateur de propagation radiofréquence RPS

Le simulateur RPS est un logiciel de propagation radiofréquence (RF) basé sur la méthode du traçage de rayons en 3D. Le tracé de rayons 3D développé est très rapide, plus précis et permet de modéliser le canal de propagation d'une variété de systèmes RF (de 300MHz à 300GHz) par la prédiction des caractéristiques de ce canal. La figure C-1 présente la fenêtre de démarrage du simulateur RPS, cette fenêtre contient tous les outils pour la modélisation d'un canal de propagation.

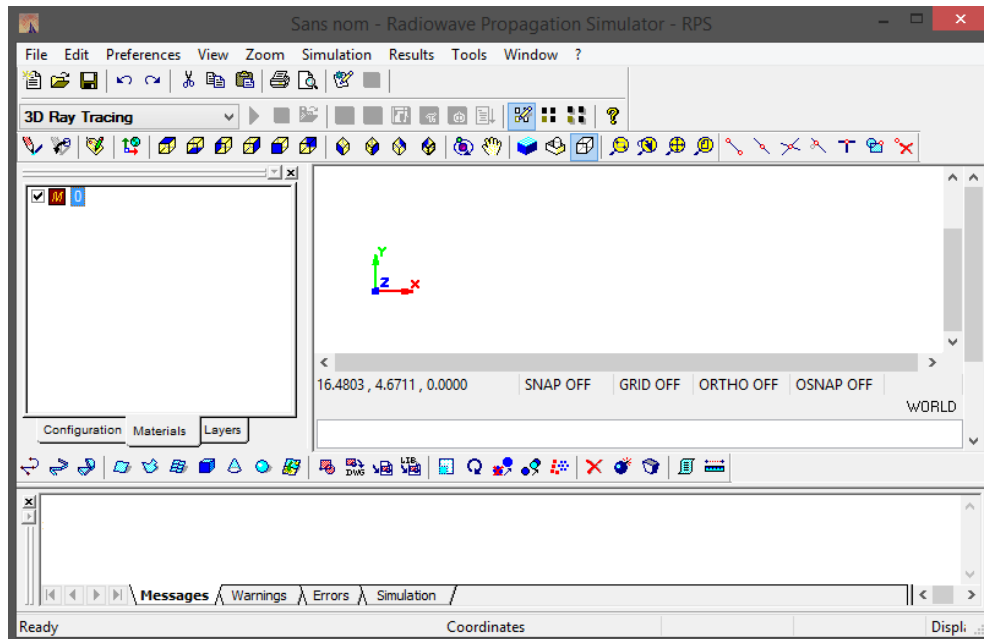


Figure C-1 Fenêtre de démarrage du simulateur RPS.

Premièrement, et avant qu'une simulation puisse être effectuée, un environnement doit être importé à l'aide du fichier DWG (Figure C-2) obtenu à partir du logiciel AutoCAD.

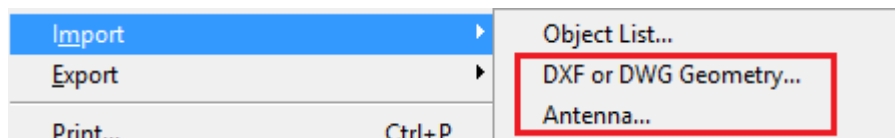


Figure C-2 Importation l'environnement sélectionné et l'antenne utilisée.

Deuxièmement, les propriétés électriques ainsi que l'épaisseur de chaque type constituant l'environnement doivent être insérer (Figure C-3).

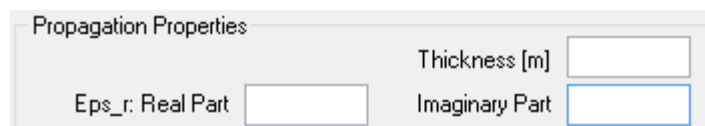


Figure C-3 Insertion des propriétés électriques et d'épaisseur de chaque type constituant l'environnement

Troisièmement, le réseau doit être déployé en plaçant des émetteurs et les récepteurs dans l'environnement.

Quatrièmement, les diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception doit être importer (Figure C-2) à l'aide du fichier CFG obtenus à partir de plusieurs transformations du fichier TXT exporté par le simulateur HFSS.

Cinquièmement, les paramètres pour la configuration des algorithmes de la méthode du traçage de rayons en 3D tels que, le nombre maximal de réflexions, de transmissions et de diffractions, doit être insérer (Figure C-4). Finalement, une simulation peut être effectuée.

Compute Reflection  
 Restrict Number of Reflections  
Number of allowed Reflections

Compute Penetration  
 Restrict Number of Penetrations  
Number of allowed Penetrations

Compute Diffraction  
 Restrict Number of Diffractions  
Number of allowed Diffractions

Figure C-4 Paramètres pour la configuration des algorithmes de la méthode du traçage de rayons en 3D.

## Annexe D : Coefficients de réflexion, de transmission et de diffraction

Les coefficients de réflexion, de transmission et de diffraction dépendent des propriétés électriques des obstacles rencontrés, des angles d'incidence  $\theta_i$ , de réflexion  $\theta_r$  et de transmission  $\theta_t$  et de la polarisation des ondes. La relation entre les angles  $\theta_i, \theta_r$  et  $\theta_t$  (Figure IV-6 (a)) est donnée par les lois de Snell-Descartes<sup>[1]</sup> :

$$\theta_i = \theta_r \text{ (loi de réflexion)} \quad \text{(Equation IV – 6)}$$

$$\sqrt{\varepsilon_{r1}} \sin\theta_i = \sqrt{\varepsilon_{r2}} \sin\theta_t \text{ (loi de transmission)} \quad \text{(Equation IV – 7)}$$

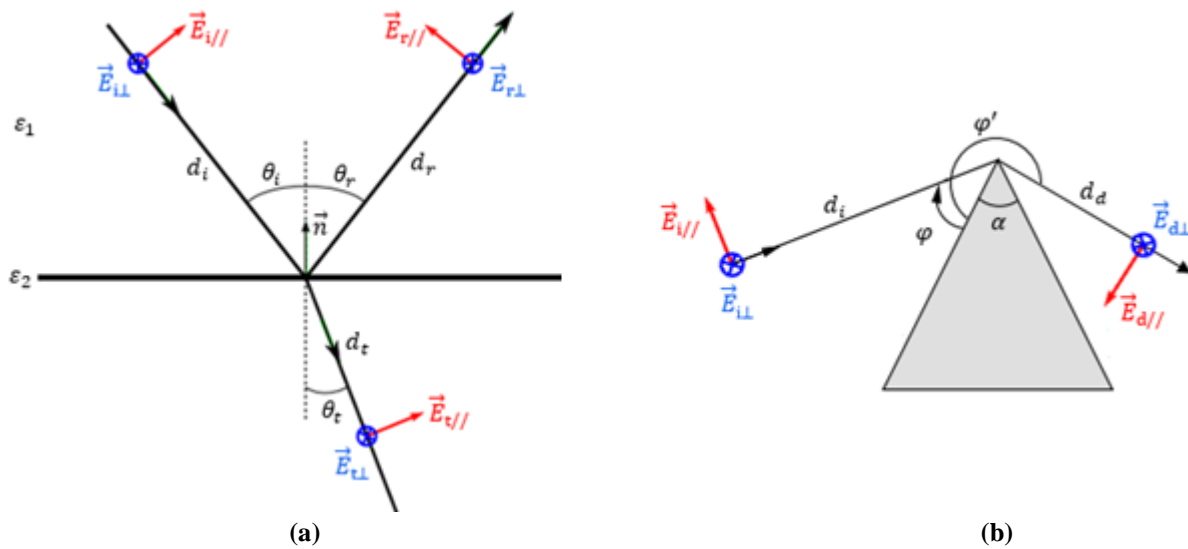


Figure D-1 : (a) Réflexion et transmission d'une onde incidente et (b) Diffraction d'une onde incidente.

Pour introduire l'aspect de polarisation, il est nécessaire de décomposer le champ électrique  $\vec{E}$  en composante perpendiculaire  $\vec{E}_{\perp}$  au plan d'incidence et composante parallèle  $\vec{E}_{//}$  au plan d'incidence ( $\vec{E} = \vec{E}_{\perp} + \vec{E}_{//}$ ). Le plan d'incidence est le plan qui contient le rayon incident et la normale ( $\vec{n}$ ) à la surface au point d'interaction comme le montre la figure IV-6 (a).

Le champ réfléchi  $E_r(d_r)$  (décomposé en  $E_{r\perp}(d_r)$  et  $E_{r//}(d_r)$ ) en fonction du champ incident  $E_i(d_i)$  (décomposé en  $E_{i\perp}(d_i)$  et  $E_{i//}(d_i)$ ) et du coefficient de réflexion  $R$ , est donné par [2] :

$$E_r(d_r) = R E_i(d_i) \quad \text{(Equation IV – 8)}$$

$$\begin{bmatrix} E_{r//}(d_r) \\ E_{r\perp}(d_r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{//} & 0 \\ 0 & R_{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{i//}(d_i) \\ E_{i\perp}(d_i) \end{bmatrix} e^{-jk d_r} \quad \text{(Equation IV – 9)}$$

Où :

[1] Olivier Bouchet, "Wireless Optical Communications," John Wiley & Sons, 4 fév. 2013.

[2] TESSERAULT Guillaume, "Modélisation multifréquences du canal de propagation," thèse, 2006.

$$R_{//} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r1}}\sqrt{\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}\sin^2(\theta_i)} - \varepsilon_{r2}\cos(\theta_i)}{\sqrt{\varepsilon_{r1}}\sqrt{\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}\sin^2(\theta_i)} + \varepsilon_{r2}\cos(\theta_i)} \quad (\text{Equation IV - 10})$$

$$R_{\perp} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r1}}\cos(\theta_i) - \sqrt{\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}\sin^2(\theta_i)}}{\sqrt{\varepsilon_{r1}}\cos(\theta_i) + \sqrt{\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}\sin^2(\theta_i)}} \quad (\text{Equation IV - 11})$$

Le champ transmis  $E_t(d_t)$  (décomposé en  $E_{t\perp}(d_t)$  et  $E_{t//}(d_t)$ ) en fonction du champ incident  $E_i(d_i)$  (décomposé en  $E_{i\perp}(d_i)$  et  $E_{i//}(d_i)$ ) et du coefficient de transmission  $T$ , est donné par [IV.18] :

$$E_t(d_t) = TE_i(d_i) \quad (\text{Equation IV - 12})$$

$$\begin{bmatrix} E_{t//}(d_t) \\ E_{t\perp}(d_t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{//} & 0 \\ 0 & T_{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{i//}(d_i) \\ E_{i\perp}(d_i) \end{bmatrix} e^{-jkd_t} \quad (\text{Equation IV - 13})$$

Où :

$$T_{//} = \frac{2\sqrt{\varepsilon_{r1}\varepsilon_{r2}}\cos(\theta_i)}{\sqrt{\varepsilon_{r1}}\sqrt{\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}\sin^2(\theta_i)} + \varepsilon_{r2}\cos(\theta_i)} \quad (\text{Equation IV - 14})$$

$$T_{\perp} = \frac{2\sqrt{\varepsilon_{r1}}\cos(\theta_i)}{\sqrt{\varepsilon_{r1}}\cos(\theta_i) + \sqrt{\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}\sin^2(\theta_i)}} \quad (\text{Equation IV - 15})$$

Le champ diffracté  $E_d(d_d)$  (décomposé en  $E_{d\perp}(d_d)$  et  $E_{d//}(d_d)$ ) en fonction du champ incident  $E_i(d_i)$  (décomposé en  $E_{i\perp}(d_i)$  et  $E_{i//}(d_i)$ ) et du coefficient de diffraction  $D$ , est donné par [3] :

$$E_d(d_d) = DE_i(d_i) \quad (\text{Equation IV - 16})$$

$$\begin{bmatrix} E_{d//}(d_d) \\ E_{d\perp}(d_d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{//} & 0 \\ 0 & D_{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{i//}(d_i) \\ E_{i\perp}(d_i) \end{bmatrix} e^{-jkd_d} \quad (\text{Equation IV - 17})$$

Où :

$$D_{//} = D_{\perp} = \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}} \sin \frac{\pi}{n}}{n\sqrt{2\pi k} \sin \gamma} \left[ \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\varphi - \varphi'}{n}} \right] \quad (\text{Equation IV - 18})$$

Avec :  $n = \frac{2\pi - \alpha}{\pi}$  est un paramètre dépendant de l'ouverture intérieure du dièdre  $\alpha$  (Figure IV-6 (b)),

- $\varphi$  est l'angle entre le rayon incident et la face du dièdre (Figure IV-6 (b)),
- $\varphi'$  est l'angle entre le rayon diffracté et la face du dièdre (Figure IV-6 (b)).
- $\gamma$  l'angle entre l'onde incidente et l'arête de diffraction.

[3] Emmanuelle Conil, "Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ proche au champ lointain," thèse, 2006.

# Liste des Publications et des communications

---

## Liste des Publications

- [1] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, and J. BELKADID, “*Design of a Three-Dimensional Antenna UHF in the Form Cubic Intended for RFID, Wireless Sensor Networks (WSNs) and RFID Sensor Networks (RSNs) Applications*,” International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP), vol 4, no. 6, pp. 260-264, 2014.
- [2] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, and J. BELKADID, “*Optimization of a 3D UHF cubic antenna with quasi-isotropic radiation pattern for RFID, WSN and RSN applications*,” WSEAS Transactions on Communications, ISSN / E-ISSN : 1109-2742 / 2224-2864, Volume 14, 2015, Art. #42, pp. 365-373.
- [3] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, and J. BELKADID, “*Design and Development of a New Electrically Small 3D UHF Spherical Antenna with 360° of Opening Angle in the whole Space for RFID, WSN and RSN Applications*,” International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2016 (2016), Article ID 2906149, 18 pages.
- [4] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, J. BELKADID, and Nadia MECHATTE, “*Effect of Quasi-Isotropic Antenna Orientation on Indoor Multipath Propagation Characteristics in RSN Applications*,” International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2017 (2017), Article ID 2686123, 13 pages.

## Liste des communications

- [1] BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, et J. BELKADID, “*Adaptation d’impédance d’antennes dipôles planaires des tags RFID UHF par l’application de la technique T-match*,” Workshop International sur les nouvelles Technologies sans fil et Systèmes répartis. - WITS 2014.
- [2] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, et J. BELKADID, “*Conception d’une antenne cubique 3D pour les réseaux de capteurs RFID*,” Congrès Méditerranéen des Télécommunications et Exposition. –CMT’14.
- [3] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, et J. BELKADID, “*Conception 3D d’une Antenne Sphérique UHF Quasi-Isotrope pour les Applications RFID, WSN et Réseau de Capteur RFID*,” TELECOM’2015 & 9ème JFMMA.
- [4] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, et J. BELKADID, “*Conception d’antennes pour le réseau de capteur RFID et modélisation du canal de propagation*,” 1ère Edition du Forum des Doctorants du Pôle TICSM, 2015.
- [5] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, et J. BELKADID, “*Modélisation d’un canal de propagation d’un réseau de capteur RFID à l’intérieur d’un bâtiment*,” Congrès Méditerranéen des Télécommunications et Exposition. –CMT’16.
- [6] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, et J. BELKADID, “*Effet du Logement des Circuits Intégrés à l’Intérieur de l’Antenne Cubique 3D sur Ses Paramètres*,” 2ème Rencontre Nationale des Jeunes Chercheurs en Sciences de l’Ingénieur, 2017.

- [7] A. BOU-EL-HARMEL, A. BENBASSOU, et J. BELKADID, “*Modélisation du Canal de Propagation d’un Réseau RSN Utilisant une Antenne Quasi-Isotrope à l’Intérieur d’un Bâtiment par la Méthode de Traçage de Rayon 3D,*” TELECOM’2017 & 10ème JFMMA.

## **Abstract**

The work presented in this thesis is part of the theme of the RFID sensor network (RSN) resulting from the integration of radio frequency identification (RFID) and wireless sensor network (WSN) into the goal of merging their benefits and meeting the needs of some applications. To develop the RSN technology, several axes have been the focus of the research work. The goal of our work is to improve the quality of radio frequency (RF) communication between the nodes of the RSN and to overcome the problem of large dimensions of devices caused by UHF antennas.

At the level of the antennas, the proposed optimal solution is that the antennas must have a small electrical size to make the devices of the network more discreet and compact, while producing a radiation as constant as possible in all the directions of space and at the same time ensure good communication between network nodes regardless of their orientations. For this, we first designed and optimized a three-dimensional (3D) antenna in cubic form operating in the UHF band with a small electrical size and producing quasi-isotropic radiation. To improve the opening angle of the radiation and overcome the communication problem in a satisfactory manner, another 3D antenna in spherical form has been proposed. The characteristics of these two antennas have been highlighted by two powerful 3D electromagnetic simulators based on two different numerical methods, such as the finite element method and the finite integration method.

In order to guarantee a reliable transmission between the nodes of the network RSN at the level of the propagation channel, we modeled the interior environment of a building and predicted the propagation characteristics using the cubic 3D antenna designed previously. This study allowed us to choose the transmission power and the duration of an appropriate symbol, in order to avoid the fading of the received signal and to limit inter-symbol interference. Antenna orientation can change all propagation characteristics, which may again contribute to poor transmission. To complete this work, we have studied the effect of the orientation of the 3D cubic antenna and the dipole antenna most commonly used in the nodes of the RSN with a comparison between them, in terms of power received and dispersion of delays in the three different scenarios of the environment (LOS, NLOS and OLOS). The modeling of the propagation channel and the study of the effect of the orientation of the antenna were performed using an RF wave propagation simulator based on ray tracing method in 3D.

**Keywords** : RSN, RFID, WSN, RF Communication, 3D Antenna, Propagation Channel, Small Electrical Size, Near Isotropic Radiation, Propagation Characteristics, Received Signal Fading,

Intersymbol

Interference.



## **Résumé de la thèse**

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans la thématique du réseau de capteurs RFID (RSN) qui résulte de l'intégration de la technologie d'identification par radiofréquence (RFID) et la technologie de réseau de capteurs sans fil (WSN) dans le but de fusionner leurs avantages et satisfaire les besoins de certaines applications. Pour développer la technologie RSN, plusieurs axes ont fait l'objectif des travaux de recherche. L'objectif de nos travaux est d'améliorer la qualité de communication radiofréquence (RF) entre les nœuds du réseau RSN et de surmonter le problème de grandes dimensions des dispositifs causé par les antennes UHF.

Au niveau des antennes, la solution optimale proposée est que les antennes doivent avoir une taille électrique petite pour rendre les dispositifs du réseau plus discrets et plus compacts, tout en produisant un rayonnement aussi constant que possible dans toutes les directions de l'espace et en même temps assurer une bonne communication entre les nœuds du réseau quelles que soient leurs orientations. Pour cela, nous avons d'abord conçu et optimisé une antenne tridimensionnelle (3D) sous forme cubique fonctionnant dans la bande UHF avec une taille électrique petite et produisant un rayonnement quasi-isotrope. Pour améliorer l'angle d'ouverture du rayonnement et surmonter le problème de communication d'une manière satisfaisante, une autre antenne 3D sous forme sphérique, a été proposée. Les caractéristiques de ces deux antennes ont été mises en évidence grâce à deux simulateurs électromagnétiques 3D performants basés sur deux méthodes numériques différentes, telles que la méthode des éléments finis et la méthode d'intégration finie.

Afin de garantir une transmission fiable entre les nœuds du réseau RSN au niveau du canal de propagation, nous avons modélisé l'environnement intérieur d'un bâtiment et prédit les caractéristiques de propagation en utilisant l'antenne cubique 3D conçue précédemment. Cette étude nous a permis de choisir la puissance de transmission et la durée d'un symbole appropriées, afin d'éviter l'évanouissement du signal reçu et limiter les interférences inter-symboles. L'orientation des antennes peut modifier toutes les caractéristiques de propagation, ce qui peut contribuer de nouveau à une mauvaise transmission. Pour compléter ce travail, nous avons étudié l'effet de l'orientation de l'antenne cubique 3D et l'antenne dipôle la plus utilisée dans les nœuds du réseau RSN avec une comparaison entre eux, en termes de puissance reçue et de dispersion des retards dans les trois différents scénarios de l'environnement (LOS, NLOS et OLOS). La modélisation du canal de propagation et l'étude de l'effet de l'orientation des antennes ont été effectuées au moyen d'un simulateur de propagation des ondes RF basé sur la méthode du traçage de rayons en 3D.

**Mots clés :** RSN, RFID, WSN, Communication RF, Antenne 3D, Canal de propagation, Taille électrique petite, Rayonnement quasi-isotrope, Caractéristiques de propagation, Evanouissement du signal reçu, Interférences inter-symboles.