

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

### DOCTEUR DE L'UNIVERSITE GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

**Imbolatiana RAKOTOMALALA**

Thèse dirigée par **Smaïl TEDJINI**, Professeur, Grenoble INP et  
co-encadrée par **Pierre LEMAITRE-AUGER**, Maître de  
conférences, Grenoble INP

préparée au sein du **Laboratoire de Conception et d'Intégration  
des Systèmes (LCIS)**  
dans l'École Doctorale « **Electronique, Electrotechnique,  
Automatique, Télécommunications et Signal** » (EEATS)

## Lecture de tag RFID miniatures dans un environnement électromagnétique sévère

Thèse soutenue publiquement le « **29 octobre 2020** »,  
devant le jury composé de :

**M., Noury, NORBERT**

Professeur, Université de Lyon 1, Président

**M., Anthony, GHIOTTO**

Maître de conférences, IMS-Bordeaux – INP, Rapporteur

**Mme., Ouslimani, HABIBA**

Professeure, Université de Paris Nanterre, Rapporteur

**Mme., Claire, MIGLIACCIO**

Professeure, Université Côte d'Azur, Membre

**M., Pierre, LEMAÎTRE-AUGER**

Maître de conférences, LCIS – INP Grenoble, Membre

**M., Smaïl, TEDJINI**

Professeur, LCIS-INP Grenoble rôle, Membre



## Remerciements

La réalisation de ce travail de thèse a été possible grâce aux soutiens et conseils de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma gratitude. Je voudrais tout d'abord adresser toute ma profonde reconnaissance au Pr. Smail TEDJINI, professeur à l'université de Grenoble INP, pour m'avoir donné cette opportunité. Sa patience, ses conseils et surtout sa disponibilité, m'ont aidé à aller jusqu'au bout de cette thèse.

Je tiens aussi remercier M. Pierre LEMAITRE-AUGER, Maître de conférences à Grenoble-INP mais aussi co-encadrant de ma thèse, pour son implication. Ses précieux conseils m'ont permis d'avancer tout au long de ces années et m'ont beaucoup aidé à mieux m'exprimer à mieux valoriser mes travaux.

Je tiens à exprimer ma gratitude à M. Noury NORBET pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury de thèse et pour ses conseils durant les différentes « Comité de Suivi Individuel » que nous avons effectué. Je remercie également Mme Habiba OUSLIMANI et M. Anthony GHIOTTO d'avoir accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Je remercie également Mme Claire MIGLIACCIO pour avoir accepté d'être membre du jury de ma thèse.

Je tiens remercier M. Philippe POULIGUEN représentant de la DGA, qui a financé les projets SMART et MINIATUR à travers le dispositif RAPID. Je remercie aussi nos collaborateurs au sein de NEXESS, pour leur implication dans ces projets, à Frédéric RENO, Jean-Anaël MONBLANC et surtout à Duy NGUYEN pour les précieux conseils qu'il m'a donnés.

Mes sincères remerciements vont également à Carole SEYVET, Caroline PALISSE, Romain DOLEUX, Selim AZZOUNI et Cédric CARLOTTI, pour leur disponibilité et leur bonne humeur.

Merci à mes collègues et amis, pour les bons moments partagés au LCIS, durant ces années, particulièrement Fateh, Raphaël, Elnaz, Johan, Yoann, Raymondo, Kostas, et Zeshan

Et enfin je tiens à témoigner ma profonde gratitude à ma famille et mes amis, pour leur soutien et encouragement malgré la distance. Une pensée particulière à mon oncle Félix, mais aussi à Michela, ma compagne, qui est toujours présente pour me reconforter et me pousser vers l'avant et à ne jamais abandonner.

## Tables des matières

Remerciements .....	1
Introduction générale.....	5
A. Contexte général et Problématique.....	11
B. Organisation du manuscrit.....	12
Chapitre I La technologie RFID Application en environnement confiné .....	14
I.1. Historique de la technologie RFID .....	14
I.2. Principes fondamentaux de la technologie RFID .....	15
I.2.1 Classification des systèmes RFID en fonction du type d'alimentation des tags.....	15
I.2.2. Couplage RF et Fréquence RF .....	16
I.3. Système RFID UHF .....	17
I.3.1. Réglementations RF .....	17
I.3.2. Antennes et propagation dans un système UHF RFID .....	18
I.4. Lecture de tag RFID dans un environnement confiné .....	22
I.4.1. Structure générale d'une armoire RFID .....	23
I.4.2. Lecture de tag RFID de l'extérieur d'une armoire.....	27
I.4.3. Lecture de Tag RFID Miniature sur des petits objets métalliques.....	30
I.5. Conclusion .....	31
Références .....	32
Chapitre II Transfert sans contact de signaux RFID pour alimenter un environnement confiné .....	34
II.1. Introduction .....	34
II.2. Lecture de tag RFID dans un milieu confiné depuis l'extérieur.....	34
II.3. Transfert d'énergie sans fil (TESF) .....	35
II.3.1. Historique .....	35
II.3.2. Classification de la technologie de TESF .....	36
II.3.3. Distance minimale de transfert .....	40
II.3.4. Transfert d'énergie sans fil dans le domaine de la RFID .....	42
II.4. Transfert de puissance avec guide d'onde .....	43
II.4.1. Transition guide d'onde vers câble coaxial .....	44
II.4.2. Guide d'onde face à face .....	46
II.4.3. Estimation de la tolérance.....	49
II.4.4. Validation expérimentale.....	50
II.4.5. Conclusion .....	52

II.5. Transfert de puissance à base d'antenne directive.....	52
II.5.1. Solution à base d'antenne à faisceau en bout (endfire) .....	53
II.6. Transfert de puissance à base d'antenne à réflecteur.....	
II.6.1. Réflecteur plan.....	
II.6.2. Réflecteur en coin.....	
II.6.3. Réflecteur en cavité .....	
II.6.4. TESH à base de dipôle avec réflecteur.....	
II.6.5. Intégration du système relais sur l'armoire métallique.....	
II.6.6. Système de TESH dédié aux armoires métalliques.....	
II.6.7. Estimation de la tolérance de la solution optimisée.....	
II.6.8. Validation expérimentale.....	
II.6.9. Mesure RFID .....	
II.7. Conclusion .....	86
Références .....	87
Chapitre III Tag RFID Miniature pour les petits Objets métalliques.....	90
III.1. Introduction .....	90
III.2. Influence de l'environnement.....	90
III.2.1. Réflexion .....	90
III.2.2. Fonctionnement de l'antenne du tag sur un objet métallique .....	91
III.3. Antennes dédiées à l'identification d'objets métalliques .....	93
III.3.1. Antenne Patch .....	94
III.3.2. Antenne PIFA.....	96
III.3.3. Caractérisation des tags retenus .....	100
III.3.4. Modèle des tags retenus .....	104
III.3.5. Critère de performance .....	109
III.4 Conclusion.....	110
Références .....	112
Chapitre IV Lecture de tag RFID miniature avec les dispositifs « Booster ».....	114
IV.1. Introduction.....	114
IV.2. Dispositifs « Booster ».....	114
IV.2.1 Modèle d'outil métallique tagué (OMT) .....	115
IV.2.2. Réflecteur Métallique.....	116
IV.2.3. Booster à base d'antenne en court-circuit .....	121
IV.3. Miniaturisation des boosters .....	126
IV.3.1. Utilisation de matériaux à forte permittivité .....	126

IV.3.2. Méandres .....	126
IV.3.3. Booster à base de réflecteur métallique miniaturisé .....	129
IV.3.4. Booster à base de Méandre .....	131
IV.4. Contrainte liée à l'incertitude de l'orientation de l'outil.....	135
IV.5. Booster à base de l'antenne retenue .....	137
IV.6. Discussion des résultats .....	140
IV.7. Solution booster à bas coût .....	141
IV.7.1. Antenne en court-circuit avec réflecteur métallique .....	142
IV.7.2. Effet du diélectrique intermédiaire.....	144
IV.8. Solution optimisée.....	147
IV.9. Conclusion .....	147
Références .....	149
Chapitre V Validation expérimentale de la solution booster optimale et lecture multiple de tags RFID.....	
V.1. Introduction .....	
V.2. Caractérisation de la solution finale .....	
V.2.1 Portée de lecture du tag RFID UHF .....	
V.2.2 Limite de la solution.....	
V.3. Étude préliminaire de l'effet de couplage mutuel sur un réseau d'antennes RFID passif .....	
V.4. Lecture de tags RFID multiple .....	
V.4.1 Couplage mutuel.....	
V.4.2. Impact du <b>gap<sub>x</sub></b> .....	
V.4.3. Impact du <b>gap<sub>y</sub></b> .....	
V.4.4 Lecture multiple .....	
V.5. Tests en condition réelle.....	
V.5.1. Configuration de mesure .....	
V.5.2. Impact des parois métalliques .....	
V.5.3. Taux de détection des outils .....	
V.6. Conclusion.....	
Références .....	
Conclusion générale .....	187
Perspectives .....	188

## Liste des illustrations – Chapitre I

Figure 1.1	Masque fréquentiel respectant les régulations imposées en puissance et en fréquence	17
Figure 1.2	Exemple de perte de trajet, cas de réflexion au sol à 2 rayons	20
Figure 1.3	Armoire intelligente (a) armoire intelligente XL (b) armoire intelligente XL ouverte (c) armoire intelligente XD mobile	23
Figure 1.4	Modèle simplifié de l'armoire	24
Figure 1.5	Adaptation d'impédance mesurée de l'antenne patch commerciale	24
Figure 1.6	Rapport axial mesuré de l'antenne patch commerciale	24
Figure 1.7	Adaptation d'impédance simulée	25
Figure 1.8	Adaptation d'impédance mesurée dans le cas porte ouverte	25
Figure 1.9	Adaptation d'impédance mesurée dans le cas porte fermée	25
Figure 1.13	Schéma de principe d'un mode de réalisation d'un système de lecture d'étiquettes RFID à l'intérieur de boîtiers métalliques	27
Figure 1.14	(a) Schéma de principe de réalisation d'un système de lecture d'étiquettes RFID à l'intérieur d'un avion (b) Intérieur d'un avion équipé de système RFID.	28
Figure 1.15	(a) Distribution du champ magnétique dans la cavité (b) emplacement des tags (c) Configuration pour évaluer la portée de lecture d'une étiquette RFID à l'intérieur d'une cavité métallique grâce à une fente	29
Figure 1.16	(a) Dimensions du booster HF (b) Image du booster HF et du tag OC3 (c) Dimensions du booster UHF (d) Image du booster UHF et du tag OC3	31
Tableau 1.1	Caractéristique de tag RFID basé sur la fréquence de travail	16

## Liste des illustrations – Chapitre II

Figure 2.1	Lecture de tag RFID dans un environnement confiné (a) Lecture depuis l'intérieur de l'armoire (b) Lecture depuis l'extérieur de l'armoire.	34
Figure 2.2	(a) Modèle de TESF par Couplage inductif (b) circuit équivalent	37
Figure 2.3	Modèle de TESF par Couplage inductif	38
Figure 2.4	(a) Un système de TESF utilisant des antennes dipôle (b) TESF antenne boucle (c) Le circuit équivalent de deux ports pour l'analyse d'un système de TESF	39
Figure 2.5	Efficacité de transfert d'une antenne dipôle en fonction de la longueur et de l'écart entre l'antenne d'émission et de réception	40
Figure 2.6	Evaluation des pertes d'insertion d'une interface simple avec deux antennes commerciales	41
Figure 2.7	(a) Photographie de l'antenne proposée dans (b) Comparaison du coefficient de couplage de différentes antennes étudiées dans maintenues à une distance de 5 mm	42

Figure 2.8	Géométrie d'un guide d'onde	44
Figure 2.9	Impacte des dimensions du guide sur la fréquence de coupure (a) variation de la largeur (b) variation de la hauteur	44
Figure 2.10	Configuration de la transition du guide d'onde (a) vue de face (b) vue de coupe	44
Figure 2.11	Impact de la sonde d'excitation sur l'adaptation d'un guide d'onde rectangulaire (a) position du court-circuit (b) rayon de la sonde (c) Longueur de la sonde (d) gap entre la sonde et le guide	46
Figure 2.12	Adaptation du guide d'onde optimisé	46
Figure 2.13	Distribution du champ E dans les guides d'ondes (a) vue de coupe (b) vue de haut	47
Figure 2.14	Configuration des guides d'onde pour un TESH	47
Figure 2.15	Paramètres S des guides de la TESH avec guide d'onde (a) pertes d'insertion (b) adaptation	47
Figure 2.16	Paramètres S des guides d'onde optimisés pour le TESH avec guide d'onde (a) pertes d'insertion (b) adaptation	48
Figure 2.17	Gain réalisé en 3D d'un guide d'onde côté lecteur	49
Figure 2.18	Etude de sensibilité des guides d'onde	49
Figure 2.19	Estimation de tolérance des guides d'onde (a) variation dans la direction y (b) variation dans la direction x (c) variation dans la direction z	50
Figure 2.20	Conception du guide d'ondes droit standard TESH (WR430) pour système TESH	51
Figure. 2.21	Paramètres S mesurés et simulés du guide d'ondes droit standard. (a) adaptation (b) pertes d'insertion	51
Figure 2.22	Estimation de tolérance des guides d'onde Simulation Vs mesure	52
Figure 2.23	Efficacité de transfert d'une antenne dipôle en fonction de la longueur et de l'écart entre l'antenne d'émission et de réception	53
Figure 2.24	(a) configuration de l'antenne Yagi-Uda (b) Rayonnement d'une antenne dipôle filaire comparé à celle d'une antenne Yagi-Uda (c) système relais pour un TESH avec antennes Yagi-Uda	54
Figure 2.25	Structure d'une antenne à rayonnement à faisceau en bout	55
Figure 2.26	Configuration du système TESH avec antenne à faisceau en bout (a) vue de coupe (b) vue de haut	57
Figure 2.27	Impact des écarts entre les éléments sur les paramètres S du système de TESH avec antenne à faisceau en bout (a) pertes d'insertion (b) adaptation	57
Figure 2.28	Impact des écarts entre les éléments sur les paramètres S du système de TESH avec antenne à faisceau en bout (a) pertes d'insertion (b) adaptation	58
Figure 2.29	Impact du repliement des éléments sources sur les paramètres S du système TESH avec une antenne à faisceau en bout (a) pertes d'insertion (b) adaptation	58
Figure 2.30	Distribution du champ H dans le système TESH pour différent nombre de directeur (a) 2 directeurs (b) 6 directeurs (c) 10 directeurs	59
Figure 2.31	Impact du nombre des éléments sources sur les paramètres S du système de TESH avec antenne à faisceau en bout (a) pertes d'insertion (b) adaptation	59
Figure 2.32	Impact du nombre des éléments sources sur les paramètres	60

Figure 2.33	Performance de l'antenne à faisceau en bout (a) adaptation (b) gain réalisé	61
Figure 2.34	Prototype de la solution de TESH avec antenne à faisceau en bout	61
Figure 2.35	Paramètres S mesurés et simulés de la structure à base de monopole Yagi-uda (a) pertes d'insertion (b) adaptation	62
Figure 2.36	Etude de sensibilité des antennes à faisceaux en bout	62
Figure 2.37	Variation S <sub>21</sub> à 868 MHz (a) axes x (b) axes y (c) axes z (d) theta	63
Figure 2.38	Configuration de mesure de la mesure RFID a) Connexion directe. (b) Avec l'antenne à faisceau en bout	64
Figure 2.39	(a) Variations de la puissance d'activation et rétrodiffusée (b) la variation de la portée de lecture	64
Figure 2.40	Configuration de mesure de l'implémentation quasi-réel	65
Figure 2.41	Variation du taux de détection dans la bande ETSI.	65
Tableau 2.1	Caractéristiques des antennes patch commerciales utilisées	41
Tableau 2.2	Paramètres de référence du guide d'onde rectangulaire	45
Tableau 2.3	Paramètres et dimensions initiales des éléments de l'antenne à faisceau en bout	56
Tableau 2.4	Paramètres et dimensions optimisées des éléments de l'antenne à faisceau en bout	60
Tableau 2.5	TESF à base de guide d'onde Vs antenne à faisceau en bout	63

### **Liste des illustrations – Chapitre III**

Figure 3.1	Phénomène de propagation et de réflexion des ondes en fonction de l'environnement	91
Figure 3.2	Interférence constructive	91
Figure 3.3	Interférence destructive	91
Figure 3.4	Antenne dipôle demi-onde simulée. L'antenne est à proximité d'une plaque métallique	92
Figure 3.5	Densité de courant surfacique (A/m) sur le dipôle replié en « T »	92
Figure 3.6	Performance de l'antenne du tag (a) impédance en fonction de la fréquence (b) impédance en fonction du gap (c) efficacité de l'antenne du tag (d) directivité de l'antenne et portée de lecture du tag	93
Figure 3.7	Antenne patch microruban (a) vue de haut (b) vue de coupe	95
Figure 3.8	Antenne patch étudié dans [3.7]	95
Figure 3.9	Adaptation d'impédance de l'antenne décrit dans [3.7]	95
Figure 3.10	Digramme de rayonnement en termes de portée de lecture (a) plan d'élévation (b) plan azimutal [3.7]	96
Figure 3.11	Structure d'une antenne PIFA standards	96
Figure 3.12	Tag RFID à base de PIFA étudié dans [3.18]	97
Figure 3.13	Portée de lecture du Tag RFID à base de PIFA étudié dans [3.18]	97
Figure 3.14	(a) Structure de l'antenne du tag (b) portée de lecture du tag RFID dans [3.21]	98
Figure 3.15	Outils métalliques difficiles à taguer	99
Figure 3.16	Banc de test Tagformance (Voyantic)	102
Figure 3.17	Caractéristiques de la puce Higgs 3 intégrée dans le tag dash XXS (a) Circuit équivalent (b) design du circuit équivalent	104
Figure 3.18	Impédance équivalente de la puce Higgs 3	104

Figure 3.19	Structure simulée de l'antenne du tag dashXXS (a) vue en perspective (b) vue du haut (c) vue arrière (d) vue du bas (e) vue de devant	105
Figure 3.20	Structure simulée de l'antenne du tag dashXXS (a) vue en 3D (b) vue du haut (c) vue arrière (d) vue du bas (e) vue de devant	105
Figure 3.21	Portée de lecture mesurée du tag DashXXS sur plaque métallique	106
Figure 3.22	Variation de l'adaptation pour différente valeur de permittivité	107
Figure 3.23	Variation de la portée de lecture à 868 MHz pour différentes pertes diélectriques	107
Figure 3.24	Variation de la portée de lecture à 868 MHz pour différents conducteurs.	108
Figure 3.25	Portée de lecture mesurée et simulée du tag « Dash XXS »	109
Figure 3.26	Caractéristiques des outils qualifiés	110
Figure 3.27	(a) Portée de lecture des outils de référence tagués avec le « DashXX » (b) Puissance d'activation des outils de référence tagués avec le « DashXX »	110
Tableau 3.1	Tag céramique miniature	100
Tableau 3.2	Outils métalliques à taguer	101
Tableau 3.3	Résultats de mesure des outils métalliques avec les tags miniatures	102
Tableau. 3.4	Epaisseurs de peau $\delta$ pour différents matériaux conducteurs à 960 MHz.	108
Tableau 3.5	Valeurs optimisées des paramètres du tag retenu	108

### **Liste des illustrations – Chapitre IV**

Figure 4.1	Cahier des charges du booster	114
Figure 4.2	Maillage du modèle d'outil miniature tagué	115
Figure 4.3	Caractéristique de l'OMT et le modèle simulé (a) adaptation (b) Diagramme de rayonnement en terme de gain	115
Figure 4.4	Caractéristique de l'OMT Portée de lecture mesurée et simulée	116
Figure 4.5	Booster à réflecteur planaire simulé (a) vue en 3D (b) vue de coupe	116
Figure 4.6	Impact du réflecteur planaire sur l'OMT (a) gain à 868 MHz (b) adaptation	117
Figure 4.7	Variation de la portée de lecture du booster à base de réflecteur planaire en fonction du gap	117
Figure 4.8	Antenne à réflecteur parabolique a) Système de coordonnées. (b) vue de coupe d'un réflecteur sur l'axe x-z.	118
Figure 4.10	Booster à réflecteur parabolique (a) vue en 3D (b) vue de haut (c) vue de coupe	120
Figure 4.12	Impact du réflecteur parabolique sur l'OMT (a) Adaptation (b) Gain (c) portée de lecture à 868 MHz	120
Figure 4.13	Impact du réflecteur parabolique sur l'OMT pour une variation du gap (a) Adaptation (b) Gain (c) portée de lecture à 868 MHz	120
Figure 4.14	Principe de fonctionnement du booster avec l'ERA	122
Figure 4.15	Circuit équivalent du couplage entre l'ERA et l'OMT	122
Figure 4.16	Structure booster à base d'ERA (a) Design vue en 3D (b) Design vue de coupe (c) Distribution du courant le long de l'ERA (d) distribution du champ H vue de haut, (e) distribution du champ H vue de coupe (f) distribution du champ H vue de coupe	124

Figure 4.17	Impact du gap entre l'ERA et l'OMT (a) Adaptation (b) Gain max à 868 MHz (c) portée de lecture à 868 MHz	125
Figure 4.18	Impact de la largeur de la piste conductrice de l'ERA sur l'OMT (a) Adaptation pour un gap de 0 mm (b) Adaptation pour un gap de 3 mm (c) Gain max à 868 MHz (d) portée de lecture à 868 MHz	125
Figure 4.19	Antenne méandre (a) structure (b) structure équivalente	129
Figure 4.20	Modèle simulé du booster à réflecteur plan avec un diélectrique (a) vue en 3D du booster sans OMT (b) vue en 3D de l'ensemble booster OMT (c) vue de coupe de l'ensemble booster OM	129
Figure 4.21	Impact de la permittivité d'un matériau diélectrique associé à un réflecteur plan (a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture	130
Figure 4.22	Impact de la hauteur d'un matériau diélectrique associé à un réflecteur plan (a) adaptation (b) gain maximale (c) portée de lecture	130
Figure 4.23	Structure du booster à base de méandre	131
Figure 4.24	Fréquence de résonance versus nombre de repliement de la ligne à méandre pour l'antenne dipôle en ligne droite ( $N = 0$ ) et le ADLM ( $N = 2$ à 8) lorsque la longueur physique totale de l'antenne reste constante	132
Figure 4.25	Impact de la largeur $W$ du booster en méandre sur l'adaptation	132
Figure 4.26	Impact de la longueur $L_s$ du booster en méandre sur l'adaptation	133
Figure 4.27	Performance des boosters optimisés à base de méandre (a) Diagramme de rayonnement en élévation (b) Diagramme de rayonnement en azimut (c) adaptation (d) portée de lecture	134
Figure 4.28	Impact du gap pour la solution à base de méandre (a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture	135
Figure 4.29	Impact de la rotation de l'outil sur les trois, solutions miniaturisées(a) adaptation (b) gain maximale (c) portée de lecture	136
Figure 4.30	Onde plane illuminant l'outil tagué (a) vue en 3D(b) vue de coupe (c) densité surfacique du courant sur l'outil vue de coupe (d) densité surfacique du courant sur l'outil vue en 3D (e) distribution du vecteur courant sur l'outil	136
Figure 4.31	(a) Structure d'antenne biconique (b) structure de l'antenne retenue	137
Figure 4.32	2Impédance caractéristique quasi-statique en fonction de $\psi$	138
Figure 4.34	Adaptation du booster retenue pour une variation de $\psi$	139
Figure 4.36	Adaptation du booster à base de l'antenne retenue pour une variation de $L_{ad}$	139
Figure 4.37	Adaptation du booster à base de l'antenne retenue pour une variation de $c_d$	139
Figure 4.38	Adaptation du booster à base de l'antenne retenue pour une variation de $w_b$	139
Figure 4.39	Impact de la rotation de l'outil avec la solution à base de l'antenne retenue pour différentes longueurs de booster(a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture	140
Figure 4.40	Impact de la rotation de l'outil des deux solutions avec deux substrats différents(a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture	141
Figure 4.41	Impact de la longueur maximale du booster avec deux solutions à base de FR4(a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture	142
Figure 4.42	Principe d'interférences (a) Interférence destructrices (b) Interférence constructives	142

Figure 4.43	Distribution du champ H autour de l'OMT (a) sans réflecteur (b) avec plan réflecteur de dimensions infinies et un gap d'air $\ll \lambda/4$ (c) avec plan réflecteur de dimensions infinies et un gap d'air à $\lambda/4$	143
Figure 4.44	Variation du gain maximal en fonction du gap d'air entre un réflecteur métallique et un dipôle linéaire	143
Figure 4.45	Impact de la rotation de l'outil des deux solutions en présence de réflecteur métallique(a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture	145
Figure 4.46	Puissance reçue normalisée (%) (a) en fonction de la permittivité relative (b) en fonction de la hauteur du diélectrique	145
Figure 4.47	Distribution du champ H autour de l'OMT (a) méandre sans réflecteur et sans diélectrique (b) Antenne retenue sans réflecteur et sans diélectrique (c) méandre avec réflecteur et sans diélectrique (d) Antenne retenue avec réflecteur et sans diélectrique (e) méandre avec réflecteur et avec diélectrique (f)antenne retenue avec réflecteur et avec diélectrique	146
Figure 4.48	Distribution du champ H autour de l'OMT vue de haut (a)antenne retenue avec réflecteur et sans diélectrique (b) méandre avec réflecteur et sans diélectrique (c)antenne retenue avec réflecteur et avec diélectrique (d) méandre avec réflecteur et avec diélectrique	146
Figure 4.49	Impact du diélectrique intermédiaire sur la portée de lecture (a) solution avec l'antenne retenue(b) solution en méandre	146
Figure 4.50	Performance de la solution finale(a) adaptation (b) diagramme de rayonnement en termes de gain (c) portée de lecture	147
Tableau 4.1	Valeurs des paramètres fixes	131
Tableau 4.2	Valeurs des paramètres fixes pour une variation de W	132
Tableau 4.3	Valeurs des paramètres fixes pour une variation de Ls	133
Tableau 4.4	Variables optimisées du booster à base de méandre avec une longueur max à 65mm	133
Tableau 4.5	Variables optimisées du booster à base de méandre avec une longueur max à 50mm	133
Tableau 4.6	Variables optimisées du booster à base de méandre avec une longueur max à 35mm	134
Tableau 4.7	Performance des booster à base de méandre sur la bande ETSI	134
Tableau 4.8	Valeurs des paramètres fixes pour une variation de $\psi$	139
Tableau 4.12	Performances des boosters étudiés	140
Tableau 4.14	Variables optimisées du booster à base de méandre sur FR4	141
Tableau 4.16	Diélectrique intermédiaire	145

# Introduction générale

## A. Contexte général et Problématique

Aujourd'hui, les technologies de communication sans fil (Wifi, Bluetooth, GSM, etc...) et les dispositifs d'identification intelligents ont permis d'améliorer considérablement la productivité et la sécurité des processus de production. Auparavant, l'identification d'objets ou de personnes était pratiquement toujours réalisée sur du support papier, carton, etc. à l'aide de codes écrits, imprimés, et le traitement des données nécessitait, soit le contact (pour l'écriture), soit la visibilité directe (pour la lecture) de l'identifiant [1.1]. Contrairement à ces derniers, non seulement, les systèmes RFID permettent de collecter les données sans contact ni visibilité directe, mais également, les objets à identifier sont lisibles dans presque toutes les directions avec une distance relativement longue.

Les récentes avancées sur le développement de tags miniatures et robustes ainsi que des moyens de lecture de plus en plus performants ont permis l'ouverture de nombreux champs d'application, notamment la gestion des produits critiques et la réalisation des inventaires dans un environnement confiné. En effet, il existe des situations où les tags RFID peuvent être localisés dans des armoires, communément appelées « SmartCabinet » qui sont des armoires intelligentes, à accès restreint. Ces armoires sont basées sur la technologie RFID et principalement utilisées pour la gestion de matériels et / ou de produits à forte valeur ajoutée. Certaines de ces armoires peuvent avoir des parois métalliques comme c'est souvent le cas dans les applications aéronautiques et militaires. En effet, les parois métalliques isolent, d'un point de vue électromagnétique, le contenu de l'armoire de son environnement, mais cela implique d'installer un système complet de lecteurs RFID dans chaque armoire, ce qui augmente le coût et nuit à la mobilité, notamment en l'absence de batterie.

De plus, malgré la maturité de la technologie RFID et ses avancées continues, elle ne permet pas aujourd'hui d'identifier tous les types d'objets, notamment les petits objets métalliques, surtout lorsque ces derniers sont placés dans un volume confiné, comme une armoire métallique. Le sujet de cette thèse vise principalement une étude de l'identification par radiofréquence des petits objets métalliques, tout en tenant compte de l'environnement où ces objets sont placés, à savoir, un volume confiné.

Ainsi, le travail présenté dans ce document traitera deux axes principaux. Tout d'abord, le premier axe consiste à étudier et à réaliser un système permettant de lire des tags RFID stockés à l'intérieur d'une armoire métallique, via un lecteur situé à l'extérieur. Un système entièrement passif et mobile, c'est-à-dire, pour lequel les parties actives d'un point de vue énergétique seront déportées dans le lecteur externe. Cela permettra de simplifier l'intégration, d'augmenter la mobilité et de diminuer les coûts de l'armoire. Le deuxième axe de nos travaux consiste à l'identification de tags miniatures, pour l'identification de petits objets métalliques dans des environnements électromagnétiques sévères. Il s'agit, pour cet axe, de créer autour de l'objet à taguer un environnement électromagnétique passif qui favorise le signal rétro-modulé généré par le tag lorsqu'il est interrogé par un lecteur.

Pour atteindre ces objectifs, des verrous scientifiques et technologiques sont à relever. Parmi ces verrous on trouve

- Respect de l'aspect normatif et des réglementations Dans le domaine de la RFID, les puissances d'émission et les bandes de fréquence sont fixées par des normes qui sont

spécifiques à chaque région géographique. Par ailleurs dans le domaine du transfert sans fil de l'énergie électromagnétique, les restrictions concernent le niveau de champ électrique, limité pour des raisons sanitaires de protection des personnes. Ces contraintes impacteront sur les solutions à mettre en œuvre et vont engendrer des études spécifiques sur les antennes à utiliser aussi bien à l'émission qu'à la réception.

- La nature de l'objet à identifier En effet, pour qu'un tag RFID puisse être lu alors qu'il est attaché sur des objets métalliques comme les outils de maintenance, il est avant tout nécessaire de s'affranchir des effets indésirables du métal sur la communication RF (« detuning », réflexion parasite). Pour cela, des antennes spécifiques seront envisagées, des antennes qui permettent de tenir compte de la nature métallique de l'objet, notamment sa taille.
- La lecture multitags C'est l'une des limitations fortes de la RFID. Elle est notamment liée au couplage entre les objets à identifier lorsque la densité de tags est forte. Les perturbations et les multi-trajets générés par le milieu confiné doivent être modélisés et maîtrisés pour atteindre les performances voulues en termes de taux de lecture.

Ces différents aspects seront étudiés en profondeur afin d'aboutir à une solution viable et techniquement réalisable du point d'un point de vue industriel.

D'un point de vue organisationnel, cette thèse s'inscrit dans le cadre de projets RAPID entre le Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS) et la société NEXESS. Elle est supportée par la Direction générale des Armées (DGA). Créée en 2007, NEXESS dont le siège social et son laboratoire R&D sont implantés au cœur du technopôle de Sophia-Antipolis sur la Côte d'Azur, met en œuvre des solutions de traçabilité et d'identification par technologie RFID pour les secteurs de l'énergie, des produits pétroliers et gaziers, de l'aéronautique et du spatial [1.2]. La première partie de nos travaux s'inscrit dans le cadre d'un projet nommé SMART (Secured Metallic Assets Rfid Tracking) ayant pour objectif de concevoir un système permettant de lire des tags RFID stockés à l'intérieur d'une armoire métallique, via un lecteur situé à l'extérieur. La seconde partie est liée au projet MINIATUR (MINIature Asset Tracking by Uhf Rfid) dont le but est de concevoir et développer un système RFID modulaire, permettant l'inventaire automatique de plus petits objets métalliques.

## **B. Organisation du manuscrit**

La présentation des travaux menés lors de cette thèse est organisée en cinq chapitres. Le premier chapitre vise à introduire la technologie RFID. Une présentation générale de cette technologie soulignant son principe de fonctionnement et ses caractéristiques est proposée dans la première partie. Ensuite, nous présenterons l'état de l'art sur la lecture de tag RFID dans un environnement électromagnétique sévère. Ensuite nous exposerons les avancées sur la lecture des tags RFID stockés à l'intérieur d'une armoire métallique, par un lecteur situé à l'extérieur.

Le deuxième chapitre est consacré aux études approfondies sur le transfert de puissance à l'intérieur d'une armoire métallique, pour la lecture des tags RFID. Tout d'abord une partie théorique, permettant de mieux comprendre les concepts de base et leurs paramètres de performances. Par la suite, les différentes solutions évoquées durant la thèse seront présentées et finalisées par la solution retenue pour le projet SMART.

Les études menées autour des tags RFID miniatures sont présentées dans le troisième chapitre. Quatre volets principaux apparaissent dans ce chapitre l'influence de l'environnement sur les

tags RFID ; l'identification d'un tag miniature, qui s'appuie sur des études théoriques ; l'état de l'art des tags miniatures pour le projet MINIATUR et enfin la modélisation du tag retenu.

Le quatrième chapitre est dédié aux systèmes nommés « booster », permettant l'amélioration des performances des tags RFID miniatures attachés à des petits objets métalliques. Deux solutions basées sur des études théoriques et par simulation seront présentées dans ce travail. Les études tiennent compte des contraintes liées à l'environnement de lecture et au cahier des charges, pour enfin aboutir à une solution optimisée.

La validation expérimentale sera présentée dans le chapitre cinq. Elle est accompagnée par des études approfondies sur une lecture multiple de tags RFID miniatures disposés sur un tapis de booster. Ce chapitre abordera également les différents tests fonctionnels en milieu réel, permettant de valider la solution optimisée.

Le manuscrit sera finalisé par une conclusion générale incluant un résumé de l'ensemble des principaux résultats obtenus et une présentation des perspectives ouvertes par ce travail.

Confidentiel

# Chapitre I La technologie RFID Application en environnement confiné

## I.1. Historique de la technologie RFID

L'acronyme RFID signifie « Radio Frequency IDentification », qui peut être traduit en français par identification par radiofréquence, ou identification à l'aide d'onde radiofréquence. Cette technologie fait partie des systèmes de collecte automatique de données, telles que les codes à barres, les bandes magnétiques, les reconnaissances optiques ou la biométrie, ayant pour but de collecter des informations, sans contact, sur des objets spécifiques ou des personnes, par le biais d'un lecteur. Contrairement à ces derniers la RFID possède des avantages importants, parmi lesquels, une distance de communication importante, et surtout sans visibilité directe par rapport à sa station de lecture, mais également une possibilité de modifier les informations sur la cible. Mais avant d'arriver à sa maturité qu'on connaît aujourd'hui, la technologie RFID est passée par différentes étapes importantes que nous présenterons dans cette section.

Le premier principe d'un système RFID passif trouve son origine durant la deuxième guerre mondiale. En effet, à l'époque, la technologie Radar, permettait déjà de prévenir de l'arrivée d'un avion [1.3]. Cependant, il n'existait pas de moyen pour savoir si un avion est un avion allié ou un ennemi. Ainsi, à partir de cette problématique spécifique, les alliés ont équipé leurs avions d'un émetteur qui est un système actif d'identification d'ennemi (*Identification Friend or Foe*) et qui complète la signature Radar des avions en lisant un identifiant fixe qui permet de reconnaître si c'est un allié ou un ennemi.

A la fin de la guerre, les progrès sur les systèmes de communication radar, et RF se sont poursuivis et amplifiés. En effet, en 1945, Léon Theremin crée un dispositif d'espionnage nommé « the thing » qui est considéré comme le prédécesseur de la RFID. Il s'agit d'un dispositif qui retransmet les ondes radio incidentes avec de l'information audio. Ce dispositif assure la fonction d'un microphone sans fil transmettant un signal acoustique sur une onde porteuse RF, comme il est décrit dans [1.4].

Les premières applications commerciales de la technologie RFID sont parues dans les années 1960, aboutissant à l'apparition du premier tag RFID en 1966. Il s'agissait d'un tag dont la seule information porte sur sa détection ou non, et a été utilisé comme un système d'antivol. Ce type de tag a été développé et commercialisé sous l'acronyme EAS (Electronic Article Surveillance) [1.5].

En 1973, le premier brevet décrivant un tag RFID a été déposé par Mario Cardullo [1.5]. Il s'agit en effet d'un tag passif, qui couvre l'utilisation de la radiofréquence, du son et de la lumière comme supports de transmission.

A la même année S. Depp, A. Koelle et R. Frayman ont présenté dans [1.6] des étiquettes RFID à la fois passives et semi-passives, au Laboratoire national de Los Alamos, et établissent l'expression reliant la puissance rayonnée par l'antenne d'un tag, ce qui établit le principe de la modulation du signal rétrodiffusé (modulated backscatter) des tags RFID. Les années 90, sont principalement marquées par l'apparition de premières normes RFID [1.1.3]. Plus tard dans les années 2000, les technologies RFID sont répandues dans divers secteurs industriels tels que de l'aéronautique, l'énergie, l'automobile, ... pour différentes applications telles que

les inventaires automatiques, le contrôle d'accès, la traçabilité des objets, ... Et cela, grâce à l'Organisation International des Standard (ISO) qui a mis en place des normes tant techniques qu'applicatives.

## **I.2. Principes fondamentaux de la technologie RFID**

Généralement, un système RFID est composé de lecteurs et d'étiquettes RFID. Tous les objets à identifier dans un système RFID sont étiquetés physiquement avec un tag RFID. Un tag porte un code d'identification unique. Le lecteur RFID lit et écrit les codes d'identification stockés dans la mémoire des étiquettes RFID. Le fonctionnement des systèmes RFID et leurs performances dépendent principalement du type de tags RFID utilisés, car il en existe plusieurs.

### **I.2.1 Classification des systèmes RFID en fonction du type d'alimentation des tags**

La plupart des classifications des tags ou étiquettes RFID considèrent l'aspect énergie tag passif, tag semi-passif ou tag actif {Formatting Citation}. La différence entre les étiquettes de type passif, semi-passif et actif réside dans la source d'alimentation du tag. Les étiquettes passives n'ont pas de source d'énergie ni d'émetteur actif. Les tags semi-passifs ont une source d'énergie sur l'étiquette, mais pas d'émetteur actif. Les étiquettes actives ont à la fois une source d'énergie intégrée et un émetteur actif. À l'heure actuelle, les étiquettes passives sont les plus courantes et les plus pertinentes en termes d'applications.

#### **I.2.1.1. Tag passif**

En règle générale, un système RFID passif comprend trois parties principales un lecteur ou un interrogateur RFID, une antenne RFID et des étiquettes RFID. Contrairement aux étiquettes RFID actives, les étiquettes RFID passives ne comportent que deux composants principaux l'antenne de l'étiquette et la puce RFID sous la forme d'un circuit intégré spécifique (ASIC).

Les étiquettes passives requièrent le signal d'un lecteur RFID. Le lecteur envoie de l'énergie à une antenne qui la convertit en une onde RF rayonnée dans la zone de lecture. Si une étiquette se trouve dans la zone de lecture, son antenne récupère de l'énergie à partir des ondes RF. Cette énergie alimentera la puce RFID et permettra la génération d'un signal de retour vers le lecteur. Cela s'appelle la rétrodiffusion par modulation de charge. Cette rétrodiffusion est obtenue par une commutation d'impédance dans la puce RFID ce qui se traduit par une modulation du signal de réponse du tag. C'est cette modulation de charge qui est détectée et interprétée par le lecteur.

#### **I.2.1.2. Tag semi-actif**

Les étiquettes semi-actives (aussi appelées semi-passives ou encore BAP, *Battery-Assisted Passive tags*), utilisent l'énergie du lecteur pour générer la réponse à une requête lecteur. Elles fonctionnent comme des étiquettes passives au niveau de la communication avec le lecteur. En revanche, les autres éléments de la puce tels que le microcontrôleur et la mémoire tirent leur énergie d'une batterie. Cette batterie leur permet, par exemple, d'enregistrer des données lors du transport. Ces étiquettes sont utilisées, par exemple, dans les envois de produits sous température contrôlée et enregistrent la température de la marchandise à intervalle régulier.

Ces tags sont plus robustes et plus rapides en lecture et en transmission que les tags passifs, mais ils sont aussi plus chers.

### I.2.1.3. Tag actif

Les étiquettes actives sont équipées d'une batterie leur permettant d'émettre un signal. De ce fait, ils peuvent être lus depuis de longues distances (plusieurs 100 m), contrairement aux tags passifs. En général, les transpondeurs actifs ont une plus grande capacité mémoire pour stocker divers types d'information. Ils sont principalement utilisés dans des applications de télémétrie, pour communiquer un grand nombre d'informations sur de grandes distances.

### I.2.1.4. Tags sans puce

Les tags sans puce font aussi leur apparition au début de ce siècle. Comme leur nom l'indique, ils ne disposent pas de circuit intégré électronique. C'est le motif imprimé sur l'étiquette, basé sur des principes physiques ou chimiques, qui engendre un identifiant spécifique. Ils sont principalement développés pour être une alternative aux codes-barres. Un exemple d'étiquette sans puce est le tag SAW [1.7] [1.8], [1.9] (*Surface Acoustic Wave*, onde acoustique de surface).

## I.2.2. Couplage RF et Fréquence RF

Les tags RFID peuvent également être classés en fonction du type de couplage, inductif ou radiatif, entre le lecteur et le tag. La forme et la taille des antennes dépendent de la fréquence RF et du gain souhaité, ce qui détermine la portée de la communication. Les bobines et boucles sont principalement utilisées pour le couplage inductif comme des antennes en champ proche. D'un autre côté, les antennes dipôles et les antennes patch micro-ruban sont principalement utilisées comme couplage radiatif pour les antennes en champ lointain.

Le tableau 1.1 présente les caractéristiques générales des étiquettes RFID, basées sur les fréquences RF usuelles en RFID. La fréquence et la puissance limite, qui influent sur la portée de communication, sont définies par le règlement des radiocommunications de chaque pays. Ces réglementations seront abordées dans la section suivante.

Tableau 1.1 Caractéristique de tag RFID basé sur la fréquence de travail

Fréquence RF	Couplage	Interférence électromagnétique	Influence d'un métal	Portée de communication
< 135 KHz	Inductif	Forte	Très faible	Courte
13.56 MHz	Inductif	Faible	Faible	Moyenne
UHF 860 – 930 MHz	Radiatif	Moyenne	Moyenne	Longue
2.45 GHz	Radiatif	Moyenne	Forte	Longue

### I.3. Système RFID UHF

La propagation des signaux RF est influencée par de nombreux paramètres tels que les propriétés du milieu de propagation les obstacles potentiels ou encore d'autres dispositifs dans les mêmes bandes de fréquence. Ces dispositifs peuvent interférer avec les systèmes RFID. Ces types d'interférences affectent les performances d'un système RFID et peuvent réduire la plage de lecture ou rendre le système inutilisable. C'est pour pallier à ces inconvénients que des réglementations et normes RF sont établies et doivent être strictement respectées.

#### I.3.1. Réglementations RF

Pour surmonter les problèmes liés aux possibles interférences d'un système RFID avec d'autres systèmes de communication sans fil, les systèmes RFID doivent être conçus conformément aux normes décrites dans EPCglobal Gen-2 et ISO 18000-6C [1.10]. Cette norme impose, selon les pays, la puissance maximale de champ RF autorisé (puissance rayonnée isotrope effective (PIRE) en watts), l'utilisation de la plage de fréquence allouée, et les canaux et espacement correspondant et enfin le cycle d'utilisation ou un lecteur peut transmettre activement.

En Europe, c'est l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) qui est en charge de cette question de régulation et est décrite dans ETSI EN 302-208 [1.11]. Les principales caractéristiques de la réglementation ETSI EN 302-208 sont les suivantes

- Fonctionnement partagé dans la bande 865–868 MHz à des puissances d'émission, allant jusqu'à 2 watts « Effective Radiated Power » (ERP), ou puissance rayonnée effective. Il s'agit de la puissance fournie par le lecteur RFID à l'antenne du lecteur.
- Fonctionnement dans les sous-bandes de 200 kHz
- Niveaux de puissance de 100 mW, 500 mW et 2 W ERP (Figure 1.1)
- Temps d'écoute obligatoire de plus de 5 ms avant chaque transmission
- Durée maximale de transmission continue de 4 secondes
- Pause de 100 ms entre les transmissions répétées sur la même sous-bande, sinon l'interrogateur passera immédiatement dans une autre sous-bande vacante.

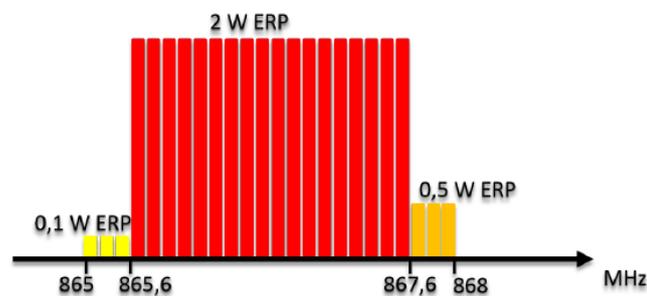


Figure 1.1 – Masque fréquentiel respectant les réglementations imposées en puissance et en fréquence

A titre de comparaison, en Amérique du nord (Etats Unis d'Amérique et Canada), cette question de régulation est prise en charge par la « Federal Communications Commission » (FCC). Les

conditions de régulation sont définis dans « FCC Part 15, Section 247 » [1.12], et les principales caractéristiques sont

- Fonctionnement dans la bande 902–928 MHz
- Fonctionnement dans les sous-bandes de 500 kHz
- Niveaux de puissance de 4 W « Effective Isotropic Radiated Power » (EIRP) ou puissance isotrope rayonnée efficace. Il s’agit du produit de la puissance en entrée de l’antenne du lecteur et du gain de cette dernière par rapport à une source isotrope.
- Temps d’écoute obligatoire de moins de 400 ms avant chaque transmission
- Durée maximale de transmission continue de 20 secondes si les sous bande sont inférieur à 250 KHz, et de 10 secondes si les sous bande sont supérieur à 250 KHz.

### **I.3.2. Antennes et propagation dans un système UHF RFID**

La performance de tout système de communication sans fil dépend, entre autres, des caractéristiques des antennes et de l’environnement de propagation. Pour une antenne spécifique, ces performances sont liées à sa bande de fréquence de fonctionnement; ses caractéristiques de rayonnement (gain maximal, diagramme de rayonnement, largeur de faisceau etc...); son adaptation à sa charge (VSWR); et sa polarisation (rapport axial), alors que pour l’environnement de propagation, elle dépend principalement de la distance entre l’émetteur et le récepteur, mais aussi des différentes obstacles que l’onde RF peut rencontrer entre l’antenne émetteur et l’antenne récepteur, et qui peuvent engendrer des pertes.

En fonction d’une application spécifique, certaines de ces caractéristiques peuvent être plus importantes que d’autres. Dans notre cas, nous allons décrire dans cette section les caractéristiques les plus importantes pour les systèmes RFID.

#### **I.3.2.1. L’antenne du lecteur RFID UHF**

Le lecteur RFID est un composant du système RFID qui gère la communication RFID et assure l’alimentation des tags dans le cas de la RFID passifs. En général, les lecteurs transmettent avec la puissance maximale autorisée, et cela, en utilisant des antennes directives à gain élevé. Le choix d’antenne est souvent limité par les réglementations [1.11], en matière de puissance maximale autorisée. Toutefois, un des paramètres importants de l’antenne du lecteur à considérer est la polarisation. En effet, afin d’obtenir un système RFID efficace, la polarisation de l’antenne d’un tag doit correspondre à celle de l’antenne du lecteur. Dans la plupart des cas, les antennes de lecture et des tags sont polarisées de manière elliptique avec un axe de polarisation mutuellement incliné. L’efficacité de la polarisation mutuelle est décrite dans [1.13] et s’exprime par

$$p = \frac{1+e_1^2 e_2^2 + 2e_1 e_2 \cos(\Delta)}{(1+e_1^2)(1+e_2^2)}, \quad (I.1)$$

où  $e_1$  et  $e_2$  sont les rapports de polarisation complexe de l’antenne du lecteur et de l’antenne de l’étiquette et  $\Delta$  est la différence correspondante aux angles de phase de l’antenne du lecteur et

de l'antenne du tag. La valeur absolue  $e$  du rapport de polarisation de l'antenne est liée au rapport axial de l'antenne  $A$  [1.14]

$$A[dB] = 20 \log \left| \frac{e+1}{e-1} \right| \quad (I.2)$$

A titre d'exemple, comme il a été décrit dans [1.15], lorsqu'une antenne de lecteur est polarisée de manière circulaire avec un rapport axial égal à 0 dB et que l'antenne du tag est polarisée linéairement, le meilleur rendement de polarisation possible est de 0.5, ce qui correspond généralement à 70% de la portée de lecture maximale possible.

Dans la pratique la plupart des tags RFID disponibles sur le marché sont polarisées linéairement. Parallèlement, de nombreux systèmes de lecture RFID utilisent des antennes à polarisation circulaire, pour permettre la lecture des étiquettes dans toutes les orientations. Ces antennes sont souvent spécifiées par leur gain circulaire et par leur rapport axial. Il est cependant important de comprendre la relation entre le gain linéaire d'une antenne et son gain circulaire. Le gain linéaire, mesuré en dBil, est référencé à une source isotrope linéaire tandis que le gain circulaire (mesuré en dBic) est référencé à une source isotrope polarisée de manière circulaire. Ces deux gains sont liés comme [1.30], [1.31]

$$G[dBic] = [GdBil] + 3 + 20 \log \left( \frac{1+10^{-\frac{A}{20}}}{2} \right) \quad (I.3)$$

Néanmoins, il faut faire extrêmement attention car la notion commune selon laquelle la différence entre les deux gains est de 3 dB n'est vraie que pour une polarisation circulaire parfaite, ce qui n'est presque jamais le cas dans la pratique.

### **I.3.2.2. L'environnement de propagation**

La conception d'un système RFID doit généralement tenir compte de l'environnement dans lequel les antennes du lecteur et les tags sont placés. Dans le cas idéal, la communication entre le lecteur et le tag se fait en visibilité directe et surtout sans obstacle. Malheureusement, ce n'est le cas dans la pratique. En effet, lorsque les ondes électromagnétiques se propagent dans un milieu réel et non plus idéal, elles peuvent être réfléchies, réfractées, diffractées, absorbées ou amorties par des matériaux présents dans l'environnement du système RFID entraînant des pertes plus ou moins conséquentes.

#### **I.3.2.2.1. Les pertes de propagation**

La perte en espace libre entre les deux antennes communicantes a été largement étudiée dans les communications sans fil [1.16]. Ces dernières années, plusieurs études et analyses de l'environnement de propagation ont été publiées spécifiquement pour les systèmes RFID UHF [1.17] [1.18] En effet, les pertes liées sur le trajet entre le lecteur et les antennes du tag peuvent être écrites ainsi [1.18]

$$L_{ch} = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 + \sum_{n=1}^N \Gamma_n \frac{d}{d_n} e^{-jk(d_n-d)} \right|^2 \quad (I.4)$$

où  $d$  est la longueur du trajet direct entre l'antenne du lecteur et le tag,  $\Gamma_n$  est le coefficient de réflexion du  $n$ -ème objet réfléchissant (y compris le sol),  $d_n$  est la longueur du  $n$ -ème trajet du rayon réfléchi et  $N$  le nombre total de réflexions. Dans un environnement complexe, la perte de

trajet est généralement proportionnelle à  $d^{-n}$ , où l'exposant de perte de trajet  $n$  peut varier entre 1 et 4 (en espace libre,  $n = 2$ ) [1.15].

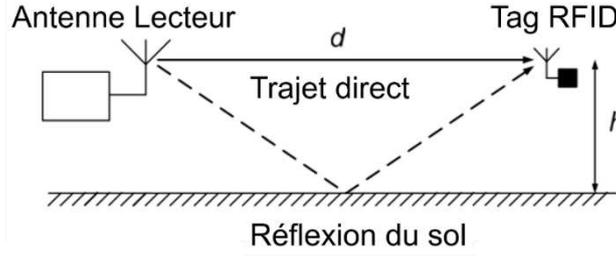


Figure 1.2. Exemple de perte de trajet cas de réflexion au sol à 2 rayons[1.15]

Dans l'exemple tiré de [1.15], si on considère un système RFID dans lequel le lecteur émet à 868 MHz, à l'aide d'une antenne positionnée, à la hauteur  $h$  au-dessus du sol, comme illustré à la Figure 1.2, on aura un cas classique de réflexion au sol à deux rayons [1.19]. L'amplitude et la phase de la réflexion sur le sol dépendent de la polarisation de l'onde, de l'angle d'incidence et des propriétés du sol. Dans cet exemple, le rayonnement de l'antenne est isotrope et les réflexions du sol sont idéales (le coefficient de réflexion est égal à -1). Ainsi, l'affaiblissement sur le trajet, dans ce cas, est donné par le modèle de réflexion au sol à 2 rayons suivant

$$L_{ch} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \left|1 - \frac{d}{d_1} e^{-jk(d_1-d)}\right|^2 \quad (I.5)$$

où  $d$  est la distance en visibilité directe du tag, et  $d_1 = \sqrt{d^2 + (2h)^2}$  est la longueur du trajet du rayon réfléchi. L'intensité du signal aux bornes de l'antenne du tag peut donc être obtenue à partir du PIRE et des pertes  $L_{ch}$ , tel que

$$P_{tag} = P_L G_L L_{ch} \quad (I.6)$$

où  $P_L$  est la puissance de sortie de l'émetteur du lecteur RFID et  $G_L$  le gain de l'antenne du lecteur. L'intensité du signal à l'emplacement du tag peut être interprétée comme étant l'énergie absorbée par la puce RFID, connectée à une antenne de tag à 0 dBi parfaitement adaptée à la puce.

En réalité, la situation peut être plus complexe, en raison de réflexions multiples provenant d'objets différents, de diffraction, d'ombrage etc... Il est à noter également que tout environnement de propagation réel, quelle que soit sa complexité, est toujours symétrique, c'est-à-dire, les pertes de propagation aller et retour entre les deux antennes communicantes sont égales.

### I.3.2.3. Tag RFID UHF

De nombreux aspects importants sur le choix et/ou la conception d'un tag RFID ont été largement couverts par la littérature [1.20]–[1.24], afin de réaliser un système RFID efficace et performant. Ces aspects incluent l'optimisation du gain d'antenne, de la polarisation, de la directivité, de l'adaptabilité de l'impédance etc... Des évaluations de performances comparatives détaillées des différents tags peuvent être trouvées dans [1.25]. Dans cette section, nous nous concentrons sur trois caractéristiques de performance des tags RFID, en particulier, la puissance d'activation, l'adaptation et la portée de lecture, qui sont les principaux critères d'évaluation utilisés pour nos travaux.

### I.3.2.3.1. Puissance d'activation

La puissance d'activation ou la sensibilité du tag, est définie comme la puissance minimale du signal nécessaire pour activer la puce RFID du tag. Elle dépend de la sensibilité de la puce, du gain d'antenne du tag et de l'adaptation entre l'impédance de l'antenne du tag et de l'impédance de la puce et son expression est donnée par [1.15]

$$P_{tag} = G_t p \tau P_{th} \quad (I.7)$$

où  $p$  est l'efficacité de la polarisation,  $\tau$  est le coefficient d'adaptation d'impédance entre l'antenne du tag et la puce, et  $P_{th}$  est la sensibilité du seuil de puissance de la puce.

En pratique, ce paramètre est obtenu lorsque le lecteur envoie une requête au tag, à une fréquence fixe et en faisant varier le niveau de puissance de sortie et cela jusqu'à ce que le tag réponde. L'analyse de ce paramètre peut fournir des informations importantes sur la performance du tag. A titre d'exemple, l'analyse de la puissance d'activation en fonction de la fréquence du signal envoyée par le lecteur peut estimer pour quelle fréquence le tag est le mieux adapté.

### I.3.2.3.2. Adaptation d'impédance

La conception de l'antenne est l'un des points les plus critiques des systèmes RFID UHF passifs. Comme décrit dans les sections précédentes, l'antenne du tag transfère la puissance rayonnée de l'antenne du lecteur au circuit intégré. Contrairement à une antenne classique où l'antenne est connectée à une charge (généralement 50 ou 75 Ohm) par une ligne de transmission, dans ce cas il faut faire en sorte que l'impédance qu'elle ramène face à la ligne soit adaptée à celle-ci. Dans le cas d'un tag RFID l'antenne est directement connectée à la charge, qui est la puce RFID, et cette dernière possède une impédance complexe. Ainsi, pour obtenir le transfert de puissance maximal, l'impédance de l'antenne ( $Z_{Ant}$ ) doit être le conjugué complexe de l'impédance du circuit intégré ( $Z_{IC}$ )

$$Z_{Ant} = Z_{IC}^* \quad (I.8)$$

Séparés en parties réelles et imaginaires, on a

$$R_{Ant} = R_{IC} \text{ et } X_{Ant} = -X_{IC} \quad (I.9)$$

Un moyen d'obtenir la meilleure adaptation entre l'antenne et la puce consiste à minimiser le coefficient de réflexion de puissance donné par l'expression suivante

$$|S_{11normalisé}|^2 = \left| \frac{Z_{Ant} - Z_{IC}^*}{Z_{Ant} + Z_{IC}} \right|^2 \quad (I.10)$$

En pratique, un coefficient de réflexion  $< -10$  dB correspond à une transmission de 90% de la puissance collectée par l'antenne vers la charge.

A partir de ce paramètre on peut en déduire le coefficient de transmission en puissance qui représente puissance transmise à la puce. Il est donné par

$$T = (1 - |S_{11normalisé}|^2) \quad (I.11)$$

Ce coefficient de transmission peut être également s'exprimé en fonction des paramètres circuit du tag avec

$$T = \frac{4R_{Ant}R_{IC}}{|Z_{Ant}+Z_{IC}|^2} \quad (I.12)$$

Dans la pratique, les paramètres circuit d'un tag peuvent être obtenus directement par simulation électromagnétique ou par des mesures expérimentales, tandis que celle de la puce sont généralement fournies par les fabricants.

### I.3.2.2.3. Portée de lecture

La portée de lecture est définie comme la distance maximale à laquelle un tag peut être lu. Il s'agit d'une caractéristique de performance de tag facilement compréhensible, directement mesurable et surtout couramment utilisée. Cette caractéristique dépend non seulement de la performance du tag, mais aussi des paramètres du système de lecture et de l'environnement de propagation.

Dans un environnement de propagation en espace libre, où la puissance reçue par une antenne RFID est inversement proportionnelle au carré de la distance entre l'antenne émetteur et le tag, comme mentionné dans la section 3.2.2, la portée de lecture  $R_{tag}$  peut être obtenue par l'équation

$$R_{tag} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_L G_L G_t P_T}{P_{th}}} \quad (I.13)$$

En considérant la norme européenne, décrit dans [1.10],  $P_L$  et  $G_L$  qui sont respectivement la puissance fournie par le lecteur et le gain de l'antenne du lecteur, correspond au PIRE qui est la puissance maximale autorisée est vaut 3.28 W.

Il est à noter que cette portée de lecture peut également être gravement affectée par divers types d'interférences, tels que le couplage entre tags adjacents, l'interférence entre plusieurs lecteurs en proximité et des interférences de sources externes etc...

En fonction d'un besoin spécifique, des contraintes de taille et de l'environnement d'utilisation, certaines de ces caractéristiques peuvent être plus importantes que d'autres.

## I.4. Lecture de tag RFID dans un environnement confiné

La maturité de la technologie RFID permet aujourd'hui d'avoir des applications concrètes dans les secteurs de santé et industriels avancés, tels que le nucléaire, la chimie / la pétrochimie, l'aérospatiale, l'automobile etc... Pour certaines industries lourdes telles que l'industrie aéronautique, reconnue comme l'une des industries où les processus de fabrication, d'assemblage et de maintenance des équipements sont très stricts et rigoureux, les cadences de production sont très élevées et la qualité doit être maintenue à son plus haut niveau. L'une des activités les plus critiques de ces industries est la gestion et la traçabilité des outils de maintenance. En effet, ces outils sont un moyen de production essentiel lors des étapes de montage ou lors de la maintenance des aéronefs. Il est soumis à des réglementations (calibration, maintenance) et requiert une attention particulière pour lutter contre les FOD (Foreign Object Damage) provoqué par un outil manquant dans une partie de l'avion par exemple. La gestion des outils est également une activité critique pouvant avoir un impact

important sur la productivité recherche d'outils, prêt / retour, inventaire quotidien etc... Dans ces cas, la technologie RFID permet d'apporter des gains de productivité significatifs (grâce à l'optimisation des chaînes logistiques), mais également des gains de qualité (grâce au contrôle des biens d'équipement). Spécifiquement développées pour l'Industrie, les gammes de produit proposées par NEXESS (Figure 1.5) poussent la gestion des outillages dans une nouvelle ère, apportant une traçabilité précise et efficace de tous les mouvements d'outils. Ces produits permettent de rendre un atelier plus intelligent en automatisant la localisation, les flux et la gestion des objets connectés présents dans l'environnement de travail [1.26].

Conformes aux standards EPC Gen2 régissant la technologie RFID UHF, ces armoires RFID intelligentes communiquent via Ethernet, Wi-Fi avec la plateforme logicielle RFID NexCap® Server, pour échanger et décharger les informations des mouvements des objets connectés qui y sont stockés et archivés [1.2].



Figure 1.3 Armoire intelligente (a) armoire intelligente XL (b) armoire intelligente XL ouverte (c) armoire intelligente XD mobile

Des systèmes de contrôle d'accès sont également présents pour permettre ou refuser l'accès à certains employés, réduisant ainsi le nombre d'articles volés et fournir aux gestionnaires des données indiquant, par exemple, quel employé a ouvert le cabinet, à quelle heure il a été ouvert et quels articles ont été pris. Cela permet une visibilité au niveau des articles et une chaîne de traçabilité pour tous les articles pris et placés.

#### 1.4.1. Structure générale d'une armoire RFID

L'intérieur des armoires contient en principe un système RFID entièrement fonctionnel, comprenant un ou plusieurs antennes, un lecteur RFID et des câbles. La quantité d'équipement RFID utilisée dépend généralement de la taille de l'armoire mais surtout de la manière dont les objets à tracer sont placés. Pour mieux comprendre les phénomènes physiques (l'interaction entre des antennes et l'armoire métallique) et pour maîtriser ses caractéristiques dans leur produit, des études par simulation et expérimentales ont été effectuées et présentés dans [1.27].

Parmi les produits le plus matures et le plus demandés de NEXESS, l'armoire XL a été choisie comme modèle pour comprendre les phénomènes physiques. L'armoire existante de taille XL (Figure 1.3 (a) et (b)) a une enceinte utile de 660 mm x 1025 mm x 1605 mm. Dans cette enceinte métallique, le client peut mettre des plaques de support d'outils et les arranger selon son besoin. Ces outils sont orientés dans les deux directions principales du plan horizontal ou, dans le cas général, aléatoires. Les parois latérales ont des trous espacés uniformément pour

accrocher d'autres outils. Dans ce type de configuration il a été observé que le système antennaire doit exciter les trois polarisations X, Y, et Z afin d'être capable de lire le tag sur tous les outils. L'armoire est équipée de plusieurs antennes. Ces antennes sont mises sur la paroi latérale au fond de l'armoire. Afin de rendre visible des objets dans l'armoire, 3 fenêtres avec des vitres spécifiques sont utilisées. Ces vitres sont transparentes pour la lumière visible, mais elles bloquent les ondes RF. L'électronique de commande est mise dans l'armoire. L'interface de commande est un écran tactile qui se trouve sur la face. L'armoire, dans ce cas, est alors « lue de l'intérieur » car la partie électronique et l'énergie électrique nécessaire pour son fonctionnement se trouvent dans l'armoire. Le modèle simplifié est présenté sur la figure 1.6. Une cavité métallique de 3 mm d'épaisseur, de dimension 660 mm x 1025 mm x 1605 mm, est utilisée pour modéliser l'enceinte utile d'armoire. Les vitres transparentes sont modélisées par des films absorbants. Quatre antennes patch à polarisation circulaire sont mises dans la cavité au même endroit que l'armoire existante.

Figure 1.4 Modèle simplifié de l'armoire

### I.4.1.1. Fonctionnement de l'antenne patch dans l'armoire

Les antennes utilisées sont des antennes commerciales [1.28]. Dans ce sens, il est nécessaire de connaître les caractéristiques de cette antenne et de voir comment son comportement change dans une enceinte métallique. Dans ce but, l'adaptation d'impédance ainsi que la polarisation de cette antenne a été caractérisé dans une chambre anéchoïque. Les résultats sont présentés dans les figures 1.5 et 1.6. Les mesures ont montré que l'antenne fonctionne bien dans la bande RFID Europe (avec une adaptation inférieure à -10 dB) et que le rapport axial est inférieur à 3 dB dans la bande de fréquence ETSI.

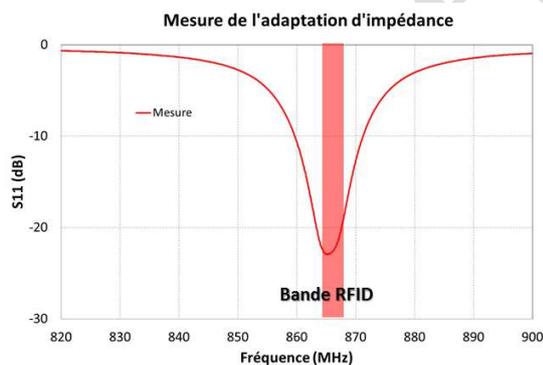


Figure 1.5 Adaptation d'impédance mesurée de l'antenne patch commerciale

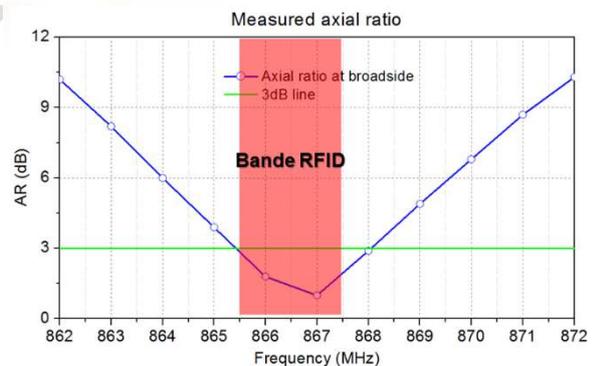


Figure 1.6 Rapport axial mesuré de l'antenne patch commerciale

Généralement, quand l'antenne est mise dans l'armoire, les parois métalliques ainsi que les vitres absorbantes vont influencer fortement son fonctionnement, de ce fait une simulation a été effectuée pour évaluer l'effet des parois et de la vitre, lorsque la porte de l'armoire est ouverte, puis fermée.

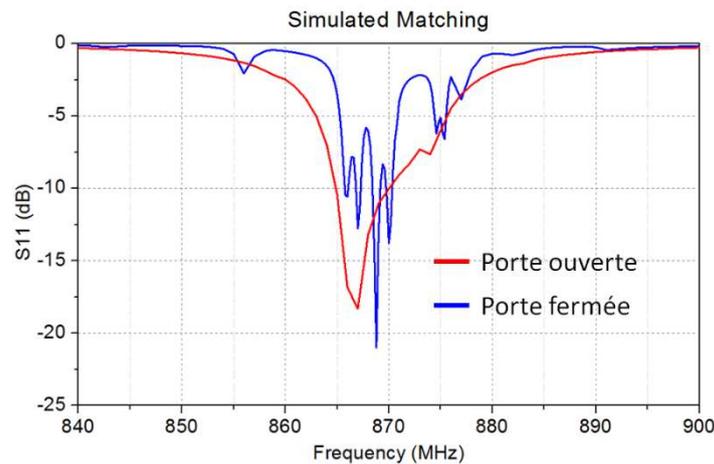


Figure 1.7 Adaptation d'impédance simulée

Dans le cas où la porte de l'armoire est ouverte, la courbe d'adaptation d'impédance montre une large bande passante, ce qui confirme que l'antenne arrive à transmettre le signal RF dans l'armoire. Ensuite, ce signal se propage dans l'espace à travers la porte qui est ouverte. Toutefois, quand la porte est fermée, des réflexions multiples de l'onde sur des parois et surtout un régime stationnaire ont été aperçus. Il existe alors des résonances amorties (à cause de la perte provoquée par les vitres absorbantes et dans le substrat de l'antenne) en fonction de fréquence. Dans ce cas, une partie de l'énergie est dissipée dans l'armoire, une autre partie est réfléchiée vers l'antenne.

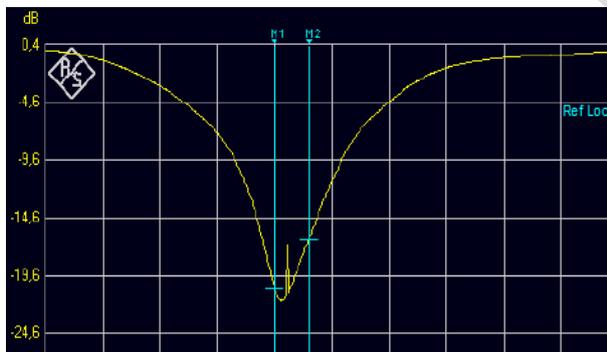


Figure 1.8 Adaptation d'impédance mesurée dans le cas porte ouverte

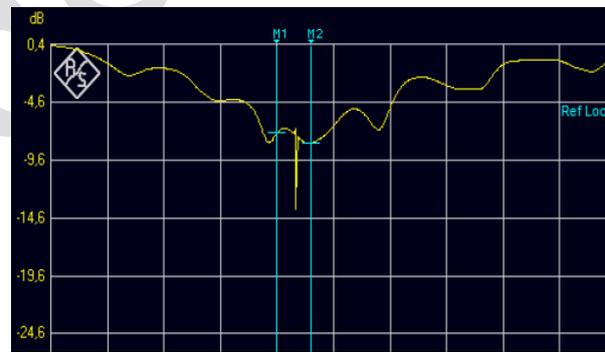


Figure 1.9 Adaptation d'impédance mesurée dans le cas porte fermée

Les mesures réalisées dans l'armoire et présentées sur les figures 1.8 et 1.9 montrent un bon accord avec ce que les courbes d'adaptation d'impédance simulées. On constate que l'adaptation est dégradée dans le cas où la porte est fermée et, de la même façon, des oscillations apparaissent, mais pas de résonance aigüe. C'est un signe que cet amortissement de la résonance empêche la cavité à avoir d'autres résonances importantes.

Bien que la performance des systèmes RFID dépend des dimensions et des configurations de ces armoires, ces études ont néanmoins permis de comprendre l'impacts de l'interaction entre des antennes et les parois métalliques.

### I.4.1.2. Puissance nécessaire pour activer les étiquettes RFID

Confidentiel

## I.4.2. Lecture de tag RFID de l'extérieur d'une armoire

Comme mentionné dans l'introduction générale, l'objectif du projet est de créer une armoire totalement passive où les parties actives d'un point de vue énergétique seront déportées dans le lecteur externe. Cela permettra de simplifier l'intégration, d'augmenter la mobilité et de diminuer les coûts de l'armoire. D'un point de vue produit / marché industriel, l'objectif est de proposer une nouvelle alternative au système de gestion d'outils actuel un lecteur externe permet d'assurer la traçabilité des produits stockés dans plusieurs armoires d'un même atelier.

La lecture de tag RFID dans une enceinte métallique depuis l'extérieur, est à ce jour très peu voire pas du tout traitée dans la littérature, en termes applicatifs. Néanmoins, plusieurs brevets liés à des méthodes et à des systèmes dans différents environnements fermés ont pu être répertoriés durant les travaux de recherche [1.31]–[1.35]. Ces brevets revendiquent la lecture d'étiquettes RFID fixées à des objets ou personnes situés dans des enceintes telles que des conteneurs d'expédition, des véhicules de transport, ou des valises. Ces enceintes peuvent avoir des dimensions qui dépassent normalement la portée de lecture des étiquettes RFID, et peuvent être composés d'un matériau (tel que le métal) empêchant la communication des signaux avec des lecteurs RFID externes. Par conséquent, des systèmes d'antennes sont prévus à l'intérieur et à l'extérieur des enceintes pour relayer les signaux d'interrogation des lecteurs RFID vers les étiquettes RFID, et pour relayer les signaux de réponse des étiquettes RFID vers les lecteurs RFID, un exemple présenté dans [1.34] est illustré sur la figure 1.15.

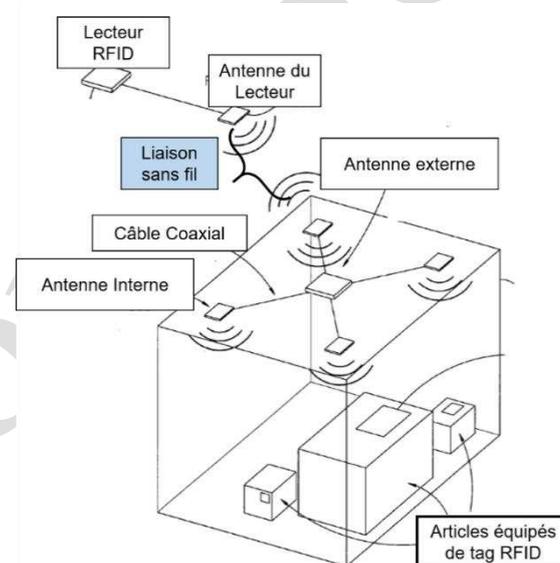
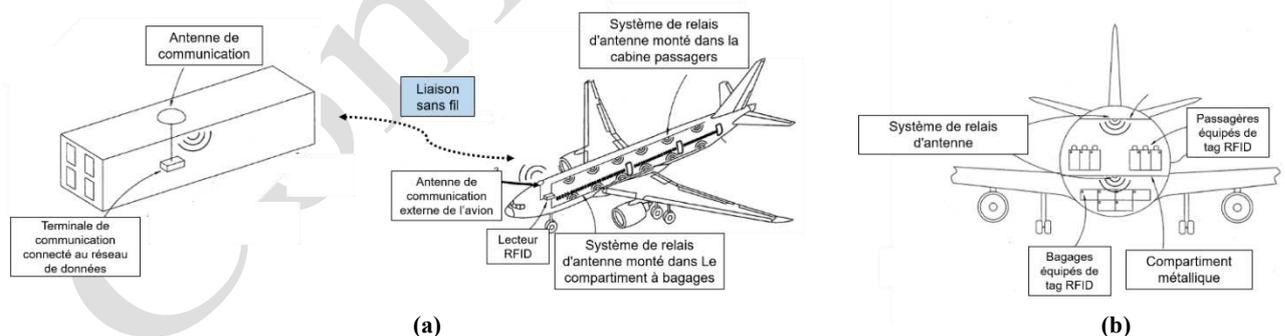


Figure 1.13 Schéma de principe d'un mode de réalisation d'un système de lecture d'étiquettes RFID à l'intérieur de boîtiers métalliques [1.34]

Il s'agit ici d'un exemple de configuration d'un système de lecture d'étiquettes RFID situées à l'intérieur d'une enceinte métallique. Le système comprend une multitude d'antennes intermédiaires placées à l'intérieur de l'enceinte et orientées pour lire, de manière optimale, les étiquettes RFID. Les antennes intermédiaires communiquent, à une ou à plusieurs antennes externes situées sur la surface extérieure de l'enceinte. Des câbles coaxiaux ou d'autres liaisons câblées appropriées peuvent être utilisés pour coupler les antennes intermédiaire à la ou aux antennes externes. Dans cette configuration l'antenne externe sert à acheminer des signaux, tels

que des signaux d'interrogation, reçus du lecteur RFID vers une ou plusieurs des étiquettes RFID via les antennes intermédiaires appropriées. L'antenne externe transmet également les signaux codés venant des étiquettes RFID reçues par les antennes intermédiaires à une ou plusieurs antennes de lecteur RFID placées à une certaine distance de l'enceinte.

Un exemple d'application concrète de ce type de système est présenté sur la figure 1.14 le système est utilisé pour identifier et suivre les passagers et les bagages d'un avion. L'avion comprend une enceinte externe généralement constituée d'aluminium. A l'intérieur de l'enceinte, il peut y avoir d'autres structures, telles qu'un plafond de cabine et un plancher de compartiment métallique pour séparer la cabine principale du compartiment à bagages. Dans cette situation typique, le boîtier, le plafond de la cabine et / ou le plancher de compartiment peuvent bloquer les signaux RF provenant, par exemple, d'antennes externes pouvant être situées à l'extérieur du boîtier. Par conséquent, un mode de réalisation du système permet de détecter et d'identifier des objets (ayant des étiquettes RFID attachées à celle-ci) à l'intérieur de l'enceinte. Les exemples possibles d'objets comportant des étiquettes RFID à l'intérieur d'un avion peuvent inclure les cartes et identifiants de passager, les bagages et le fret, les équipements de sauvetage (tels que gilets de sauvetage, masques etc...). Une fois que la présence d'étiquettes RFID est détectée, certaines informations utiles peuvent être obtenues à partir des étiquettes RFID, notamment le nombre, l'identité et le statut d'immigration des passagers à bord, des informations sur les bagages à bord, le nombre de pièces de sauvetage sur conseil, et d'autres exemples. Les informations obtenues à partir des étiquettes RFID peuvent être utilisées, par exemple, pour organiser efficacement le fonctionnement des installations de l'aéroport et de l'avion, renforcer les mesures de sécurité en identifiant les passagers et les bagages potentiellement suspects, confirmer la disponibilité d'équipement de sauvetage pour chaque passager, confirmer s'il peut y avoir des sièges supplémentaires disponibles dans l'avion etc... Dans un autre exemple, chaque bagage individuel peut être associé à un passager spécifique, les bagages de bord et les passagers sont détectés à travers leurs étiquettes RFID. Si un bagage non apparié est détecté à bord de l'avion, une violation potentielle de la sécurité peut être ainsi identifiée pour une action appropriée.



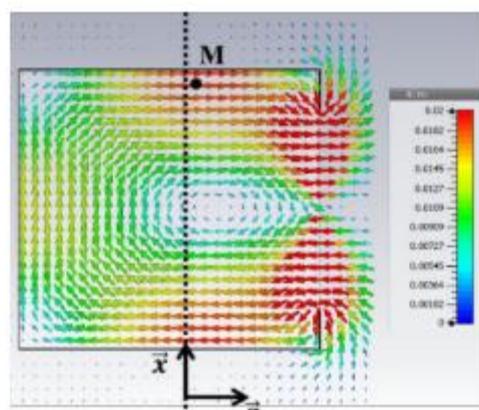
**Figure 1.14 (a) Schéma de principe de réalisation d'un système de lecture d'étiquettes RFID à l'intérieur d'un avion (b) Intérieur d'un avion équipé de système RFID.[1.34]**

Tous ces brevets sont des propriétés intellectuelles, et il existe très peu de détails sur le fonctionnement technique des relais d'antenne, notamment sur l'interconnexion (ou couplage) des antennes (une antenne interne ou groupe d'antennes - une antenne extérieure ou autres). Dans ce sens, un mécanisme de couplage de signaux de l'extérieur vers l'intérieur d'une enceinte métallique a été par la suite envisagé.

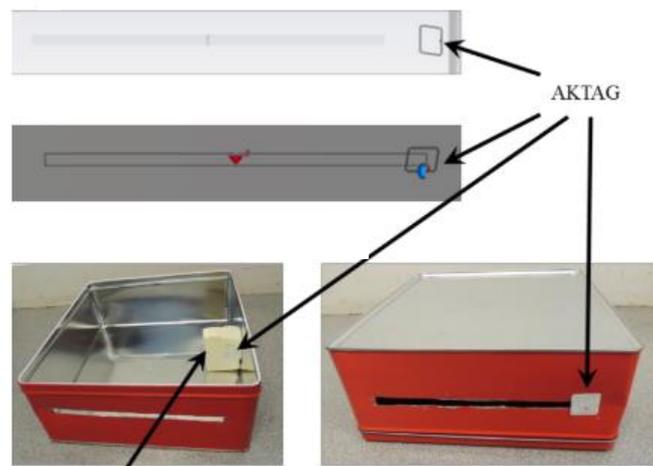
Dans les applications pratiques, des fentes ou des trous ont été envisagé(e)s pour être introduit(e)s dans des enceintes métalliques, afin de fournir des couplages électromagnétiques.

Très peu de travaux ont utilisé ce phénomène dans le domaine de la RFID. Toutefois, dans une étude effectuée au sein de LCIS et présentée dans [1.36], la conception d'une fente couplée à une étiquette RFID à 868 MHz est présentée, dans le but de lire un tag RFID depuis l'extérieur d'une enceinte métallique. Dans cette étude, les auteurs ont envisagé de tirer parti de l'enceinte métallique afin de l'utiliser comme une cavité résonante à performances améliorées.

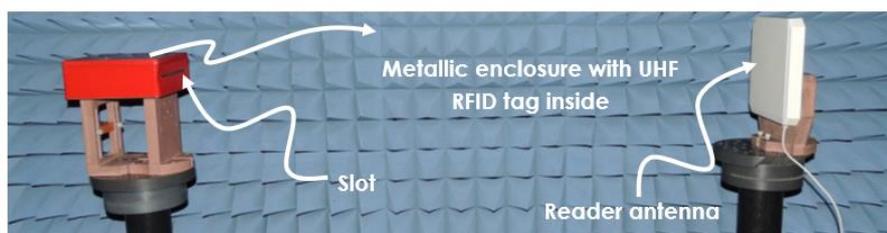
L'article propose de créer une fente de dimensions spécifiques sur une enceinte métallique. Par conséquent, l'onde plane incidente (externe) provenant de l'antenne du lecteur crée un champ magnétique dense dans des positions spécifiques et où on peut placer une étiquette RFID, cette configuration permet ainsi de lire le tag RFID à une certaine distance. Dans cette étude, la performance du tag RFID est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique. En effet, pour valider le concept, une mesure a été effectuée, en plaçant le tag aux positions optimales à savoir au niveau de la fente et au point M, comme indiqué sur la figure 1.15.



(a)



(b)



(c)

**Figure 1.15 (a) Distribution du champ magnétique dans la cavité (b) emplacement des tags (c) Configuration pour évaluer la portée de lecture d'une étiquette RFID à l'intérieur d'une cavité métallique grâce à une fente [1.36]**

Les mesures ont montré que les portées de lecture du tag sont de 5,5 m et 7,7 m respectivement pour la position M et sur la fente. Même si cette étude propose une solution performante pour lire un tag à l'intérieur d'une enceinte métallique, la configuration reste très éloignée de la pratique (armoire métallique), surtout en termes de taille d'enceinte. De plus elle n'aborde pas la quantité de puissance injectée dans l'enceinte, ni de la nature des objets à identifier.

Il est à noter également que les performances de lecture de l'armoire RFID dépendent largement des caractéristiques de rayonnement de l'antenne du lecteur. Par conséquent, une grande attention devrait être accordée à la définition de l'architecture antennaire, abordée dans le chapitre suivant.

### **I.4.3. Lecture de Tag RFID Miniature sur des petits objets métalliques**

Le deuxième axe de nos travaux consiste à la lecture de tags miniatures pour l'identification de petits objets métalliques. Aujourd'hui, la RFID UHF se présente comme la solution la plus efficace pour gérer la logistique, la traçabilité et pour améliorer les chaînes de productions dans la majorité des industries lourdes. Cette situation est due principalement aux avancées techniques de cette technologie, avec l'apparition des tags de plus en plus petits et des moyens de lecture de plus en plus performants, mais aussi pour leur coût assez bas permettant une industrialisation à grande échelle. Cependant, malgré ces avancées, ils ne permettent pas aujourd'hui de couvrir tous les types d'objets et notamment les petits objets qui représentent environ 30% du parc d'outils de maintenance. Par conséquent, 30% de ce parc n'est pas tracé et devient sujet à risque (FOD, perte, non-étalonnage...) et de non-qualité. Jusqu'à présent, il n'y a pas de solution complète, performante et commercialisable sur le marché.

A notre connaissance, les avancées sur les matériaux à forte permittivité ont permis aux fournisseurs de tag RFID de développer de nouvelles générations de tags RFID passifs plus compacts, pouvant atteindre des dimensions proches de  $0.02\lambda$ . Une étude détaillée de ces tags sera abordée au chapitre 3. Toutefois, leurs performances sont insuffisantes en vue des applications visées, à savoir l'identification de petits objets métalliques, ayant des dimensions proches de  $0.04\lambda$ . Ainsi, l'idée principale de ce deuxième volet est l'intégration d'un système nommé « Booster », qui permettra d'améliorer les performances de ces tags miniatures.

L'idée de ce type de solution a été mentionnée dans [1.37], [1.38] pour des tags RFID en HF. Le couplage de tags RFID passifs en UHF a également été étudié dans [1.38]. Dans cette étude, l'auteur présente une étiquette RFID d'un millimètre carré qui communique avec le lecteur par couplage capacitif non résonant à 13,56 MHz et 868 MHz. Cette étiquette couplée capacitivement sur puce, appelée OC3, est conçue et fabriquée selon un processus CMOS (130-nm) complémentaire à oxyde de métal complémentaire.

L'antenne booster HF proposée se compose de deux couches d'antenne à bobine isolées électriquement et de deux zones de couplage métalliques pour établir un couplage capacitif avec l'étiquette OC3. La figure 1.16 (a) montre un schéma des deux bobines. La taille de l'antenne booster est de 80 mm × 40 mm. La zone de couplage à l'étiquette OC3 a une taille de 1,1 mm × 1,1 mm. Les bobines sont conçues pour créer une structure résonante avec l'étiquette OC3 à 13,56 MHz. Les bobines sont imprimées sur un substrat de polyéthylène téréphtalate (PET) d'une épaisseur de 100 μm. L'épaisseur de la couche d'argent conductrice est de 8 μm.

L'isolation électrique des bobines est réalisée par une couche de substrat en PET (figure 1.16 (b)).

L'antenne booster UHF, quant à elle, se compose d'une antenne dipôles planaires et d'un circuit d'adaptation en « T ». La zone de couplage est intégrée à la conception de l'antenne. La figure 1.21 (c) montre les dimensions du booster. La simulation de l'antenne UHF a montré un bon couplage capacitif entre les deux dipôles appariés en T, garanti par de grandes surfaces métalliques (10 mm × 175 mm) et par sa faible distance de 100 μm. Par conséquent, il n'était pas nécessaire d'établir un contact galvanique entre les deux couches d'antenne. Les couches d'antenne sont imprimées sur un substrat FR4 d'une épaisseur de 1 mm. Comme le montre la figure 1.18 (d), l'étiquette OC3 est directement placée dans les zones de couplage de l'antenne de rappel UHF.

Dans les deux cas, les dimensions de la zone de couplage ont été choisies de telles sortes que l'ensemble « Tag-booster » résonne aux fréquences souhaitées.

La validation expérimentale a montré que la distance de lecture maximale est limitée à 200 μm à 13,56 MHz et à 400 μm à 868 MHz. Cependant, cet inconvénient peut être éliminé par l'utilisation d'antennes booster. Les antennes booster présentées améliorent la distance de lecture du tag miniature jusqu'à 30 cm à 13,56 MHz et jusqu'à 1 m à 868 MHz.

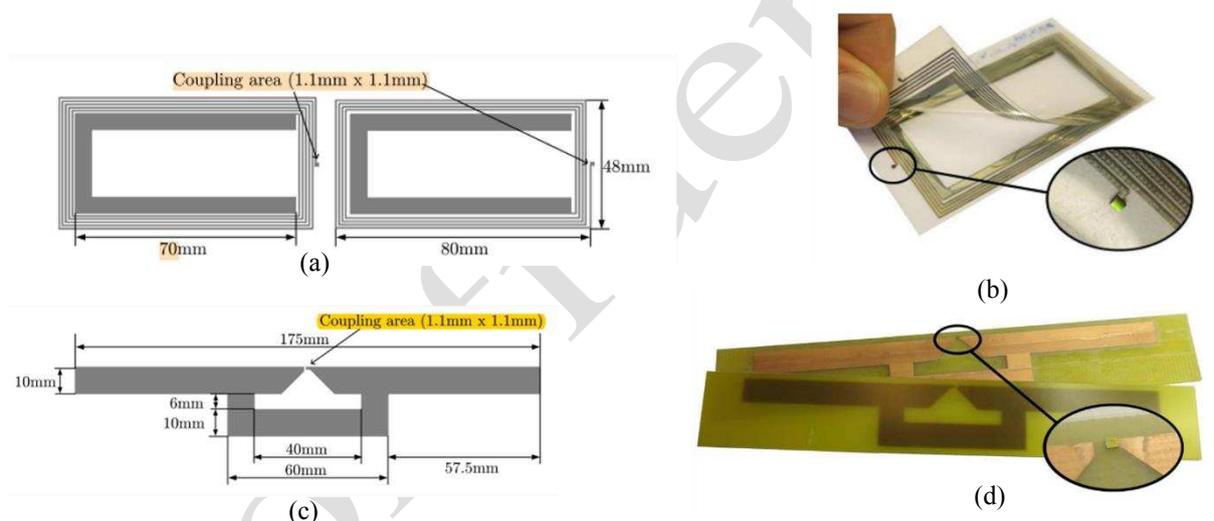


Figure 1.16 (a) Dimensions du booster HF (b) Image du booster HF et du tag OC3 (c) Dimensions du booster UHF (d) Image du booster UHF et du tag OC3

Dans ces articles, l'utilisation d'un élément rayonnant auxiliaire de type dipôle ou bobine a permis d'améliorer considérablement la portée de lecture des tags, et cela sans contact galvanique entre le tag et le booster dans le cas d'un booster UHF. Malgré cela, ces solutions ne sont valables que pour l'identification d'objets non métalliques, en termes de tag et surtout la solution reste très encombrante, pour une intégration dans l'environnement réel que nous visons. Toutefois, ces principes seront utilisés comme point de départ pour les solutions que nous avons étudiées.

## I.5. Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis d'introduire dans un premier temps, l'historique, les principes de base de la technologie RFID UHF et surtout de présenter les éléments qui la composent (lecteur et tag) et leurs caractéristiques fondamentales. Nous avons ensuite mis en

avant une application concrète de cette technologie, à savoir, la gestion et la traçabilité des outils de maintenance dans une armoire métallique. En pratique, pour développer une solution efficace, il faut maîtriser l'environnement dès les premières étapes de conception. Par conséquent, des études par simulation et expérimentales ont été présentées sur l'interaction d'un système RFID opérationnel avec l'armoire. Au vu des objectifs du projet, nous avons par la suite, présenté une première piste (pour un système de lecture de tag RFID, depuis l'extérieur de tag RFID) et un premier système permettant d'améliorer la performance de lecture d'un tag RFID miniature. C'est dans le cadre de cette évolution que vont se situer nos propres travaux faisant l'objet des prochains chapitres.

## Références

- [1.1] K. Finkensteller, *RFID Handbook*. Chichester, UK John Wiley & Sons, Ltd., 2003.
- [1.2] "La société NEXESS," 2014. [Online]. Available <https://www.nexess-solutions.com/fr/la-societe-nexess/>.
- [1.3] L. Jerry and C. Barbara, "Shrouds of Time The History of RFID," *AIM Publ.*, p. 11, 2001.
- [1.4] "The Thing," 20AD.
- [1.5] "Arthur Minasy, 68, The Inventor of Tags To Thwart Thieves," *The New York Times*, p. 14, 1994.
- [1.6] A. R. Koelle, S. W. Depp, and R. W. Freyman, "Short-Range Radio-Telemetry for Electronic Identification, Using Modulated RF Backscatter," *Proc. IEEE*, vol. 63, no. 8, pp. 1260–1261, 1975.
- [1.7] S. Preradovic and N. C. Karmakar, "Chipless RFID Bar code of the future," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 7, pp. 87–97, 2010.
- [1.8] A. Vena *et al.*, "Design of chipless RFID tags printed on paper by flexography," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 12, pp. 5868–5877, 2013.
- [1.9] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "A fully printable Chipless RFID tag with detuning correction technique," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 209–211, 2012.
- [1.10] "ETSI TR 102 436 V2.1.1," 2014. [Online]. Available <http://www.etsi.org>.
- [1.11] "Draft ETSI EN 302 208," 2011.
- [1.12] Federal Communications Commission, "Federal Communications Commission." [Online]. Available <https://www.govinfo.gov/content/pkg/CFR-2013-title47-vol1/pdf/CFR-2013-title47-vol1-sec15-247.pdf>.
- [1.13] G. A. Hurd, *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*, vol. 26, no. 9. 1980.
- [1.14] B. Y. Toh, R. Cahill, and V. F. Fusco, "Understanding and measuring circular polarization," *IEEE Trans. Educ.*, vol. 46, no. 3, pp. 313–318, 2003.
- [1.15] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Antennas and Propagation in UHF RFID Systems," *2008 IEEE Int. Conf. RFID*, 2008.
- [1.16] C. a. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, vol. 28, no. 3. 2012.
- [1.17] D. Kim, M. A. Ingram, and W. W. Smith, "Measurements of small-scale fading and path loss for long range RF tags," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 1740–1749, 2003.
- [1.18] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Performance limitations of passive UHF RFID systems," *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, pp. 1011–1014, 2006.
- [1.19] C. H. Blanchi and K. Sivaprasad, "A channel model for multipath interference on terrestrial line-of-sight digital radio," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 6, pp. 891–901, 1998.

- [1.20] W. Choi, J. Kim, J. H. Bae, and G. Choi, "A small RFID tag antenna to identify metallic objects," *2008 IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Usn. Natl. Radio Sci. Meet. APSURSI*, pp. 8–11, 2008.
- [1.21] Y. J. Zhang, J. Zhang, G. C. Wan, and M. S. Tong, "Design of miniaturized UHF RFID tag antenna attached to dielectric and metallic objects," *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, vol. 2015-Octob, pp. 1578–1579, 2015.
- [1.22] D. Kim and J. Yeo, "A passive RFID tag antenna installed in a recessed cavity in a metallic platform," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3814–3820, 2010.
- [1.23] K. Jaakkola, "Small On-Metal UHF RFID Transponder With Long Read Range," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 11, pp. 4859–4867, 2016.
- [1.24] Y. He and H. Zhang, "A new UHF anti-metal RFID tag antenna design with open-circuited stub feed," *IEEE Int. Conf. Commun.*, pp. 5809–5813, 2013.
- [1.25] M. Ramakrishnan and D. D. Deavours, "Performance Benchmarks for Passive UHF RFID Tags," *RFID J. Rush Track. Syst.*, 2004.
- [1.26] D. Nguyen, F. Reno, J.-A. Montblanc, I. Rakotomalala, P. Lemaître-Auger, and S. Tedjini, "Simulation du système , caractérisation antennaire et mesure de la performance," 2017.
- [1.27] D.-T. GUYEN, "Système Antennaire pour L ' Armoire Lue de L ' Intérieur," Valence, 2015.
- [1.28] "UHF RFID Antennas ID ISC.ANT.U170/170." [1.Online]. Available <https://www.feig.de>.
- [1.29] D. Nguyen, F. Reno, J.-A. Montblanc, I. Rakotomalala, P. Lemaître-Auger, and S. Tedjini, "Simulation du système , caractérisation antennaire et mesure de la performance," 2017.
- [1.30] "Dash XXS." [1.Online]. Available [www.xerafy.com](http://www.xerafy.com).
- [1.31] S. Hussain and J. Shamblin, "Method of Identifying Tagged Articles," US 8,686,859 B2, 2014.
- [1.32] F. Kaoru and Fujisawa, "Article Case with RFID Tag and RFID System," US 7,683,786 B2, 2010.
- [1.33] K. Suzuki, O. Tomohiro, H. Yamauchi, and WatanabeToshio, "RFID Relay Antenna, RFID System, Container, Disposition Method, Communication Confirmation Method, and Package Construction," US 2006/0208899 A1, 2006.
- [1.34] V. Kodukula and P. Nikitin, "Method and System for Reading Objects Havind Radio Frequency Identification (RFID) Tags Inside Enclosures," US 2007/0001809 A1, 2007.
- [1.35] W. Phipps, W. Alberto Rodriguez, Scott J. Bell, and H. Rommelmann, "Module with RFID Tag and Assiciated Bridge Antenna," US 7432,817 B2, 2019.
- [1.36] D. Hotte, R. Siragusa, S. Tedjini, and Y. Duroc, "A new concept of UHF RFID tag for metallic object tracking with embedded cavity," *2014 IEEE RFID Technol. Appl. Conf. RFID-TA 2014*, pp. 237–240, 2014.
- [1.37] A. Diet *et al.*, "Improvement of HF RFID tag detection with a distributed diameter reader coil," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1943–1946, 2016.
- [1.38] W. Pachler, J. Grosinger, B. Wolfgang, P. Greiner, and G. Holweg, "An On-Chip Capacitive Coupled RFID Tag," no. EuCAP, pp. 3461–3465, 2014.

# Chapitre II Transfert sans contact de signaux RFID pour alimenter un environnement confiné

## II.1. Introduction

Ce chapitre se focalise sur l'étude de systèmes permettant de transférer de l'énergie sans contact (ou transfert d'énergie sans fil TESF), vers un volume confiné et cela dans le but d'alimenter et lire des tags RFID. Plusieurs aspects concernant à la fois la conception et la caractérisation de ce système seront étudiés et évalués.

Ainsi nous présenterons en premier lieu un bref historique des différents moyens pour transférer de l'énergie sans fil, suivi des concepts de base de ce type de système. La suite sera consacrée à l'étude des différentes solutions qui nous permettront de transférer l'énergie nécessaire pour détecter des tags à l'intérieur d'un environnement confiné. Pour chaque solution proposée, nous présenterons le fondement théorique ainsi que ses limites en termes de performance et de sensibilité.

Mais avant d'entrer dans le vif du sujet, il est nécessaire de rappeler le milieu dans lequel les tags seront placés ainsi que les principales caractéristiques et problèmes à résoudre.

## II.2. Lecture de tag RFID dans un milieu confiné depuis l'extérieur

Dans le projet SMART, l'objectif principal était de développer un système de communication permettant d'alimenter et lire des tags RFID placés dans une armoire métallique entièrement close et passive, le tout en respectant strictement les normes RFID en termes de masque de fréquence et de niveau des signaux manipulés. Dans ce sens, le lecteur RFID sera centralisé et déporté de l'armoire comme indiqué sur la figure 2.1. La difficulté réside dans ce cas à transmettre assez d'énergie depuis l'antenne de lecteur vers l'intérieur de l'armoire.

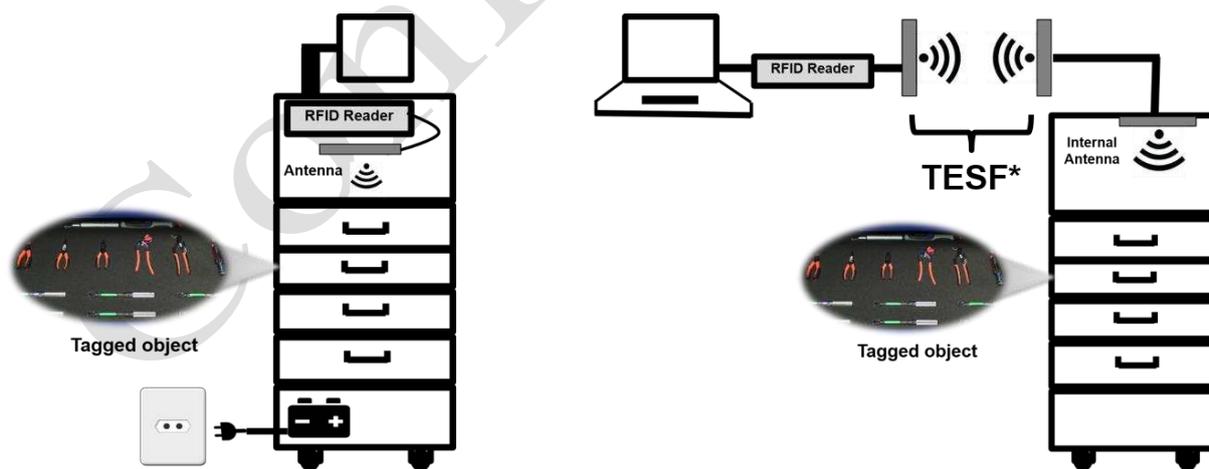


Figure 2.1 Lecture de tag RFID dans un environnement confiné (a) Lecture depuis l'intérieur de l'armoire (b) Lecture depuis l'extérieur de l'armoire.

Dans les cas existants (Figure 2.1 (a)), le lecteur et son antenne sont directement intégrés dans l'armoire, cette dernière est alimentée par une batterie ou une autre source d'énergie externe. De ce fait, la puissance rayonnée par l'antenne sera confinée dans l'armoire. Il a été également mentionné dans le chapitre 1 que, pour assurer la lecture de l'ensemble des tags RFID associés

aux outils métalliques, c'est-à-dire un taux de détection de 100%, il faudrait que la puissance transmise par le lecteur soit de l'ordre de 29 - 30 dBm.

Dans le cas que nous visons, le lecteur est centralisé. D'un point de vue pratique, cela permettrait de s'affranchir de l'utilisation des batteries dans chaque armoire, et de réduire considérablement le coût de production des armoires, puisqu'aucun dispositif actif ne sera intégré dans l'armoire. Toutefois, dans le but d'obtenir un taux de détection de 100%, il faut s'assurer qu'on obtient la même puissance dans l'armoire, ce qui est un des principaux défis dans ce travail.

Pour cela, la solution que nous proposons consiste à mettre en place un système de transfert d'énergie sans fil, qui va assurer l'acheminement de l'énergie venant du lecteur vers une ou plusieurs antennes relais, ces dernières seront directement connectées à des antennes que l'on nomme antennes internes qui sont déjà intégrées dans l'armoire.

## **II.3. Transfert d'énergie sans fil (TESF)**

Le TESF est par définition la transmission d'énergie électrique sans aucun support physique, tels que les fils, des lignes de transmission ou des guides d'ondes. Dans un système de transmission d'énergie sans fil, un dispositif émetteur, alimenté par une source d'énergie, génère un champ électromagnétique, qui transmet l'énergie dans l'espace à un dispositif récepteur, qui extrait la puissance du champ et la fournit à une source électrique [2.1]. En d'autres termes les dispositifs de TESF sont généralement composés de trois parties, l'émetteur, la région de transfert et le récepteur. Dans notre cas l'émetteur correspond effectivement au lecteur RFID et son antenne, et le récepteur correspond à l'antenne (ou aux antennes) relais. Pour situer les avancées marquantes des dispositifs de TESF, nous aborderons dans la section suivante un bref historique des applications à base de TESF.

### **II.3.1. Historique**

Les bases du concept du TESF remontent au début du 19<sup>ème</sup> siècle, lorsque H.C Oersted a découvert que le courant électrique génère un champ magnétique, comme il a été décrit dans [2.2]. A la suite de ces recherches, de nombreuses théories ont été développées, afin de modéliser la propriété de base du champ magnétique, les plus marquantes étant la loi d'Ampère et la loi de Faraday. Plus tard, en 1864, les équations de Maxwell ont permis de modéliser l'interaction entre le champ électrique et magnétique, et surtout la façon dont ces derniers sont générés [2.2]. Plus tard, en 1873, la publication du livre de J. C. Maxwell « A Treatise on Electricity and Magnetism » [2.15] a unifié l'étude de l'électricité et du magnétisme. D'un point de vue pratique, la première trace d'une étude expérimentale, qui a permis de confirmer l'existence du rayonnement électromagnétique a été réalisée par Heinrich Hertz, et cela en utilisant un oscillateur, relié à un bobine pour transmettre de l'électricité à très courte distance [2.2]. Toutefois, c'est Nicolas Tesla qui a introduit la première expérience de TESF. En effet, vers la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, il a réussi à transmettre 108 volts à haute fréquence, sur une distance de 40 km, pour alimenter 200 ampoules et faire fonctionner un moteur électrique [2.3]. Par la suite, au début du 20<sup>ème</sup> siècle, Tesla a travaillé sur le «Wardenclyffe Tower », qui est un prototype d'émetteur, et qui serait capable de fournir de l'électricité sans fil à travers l'ionosphère. Cependant, l'idée n'a pas été développée ni commercialisée, en raison des limitations technologiques, plus précisément à cause d'une faible efficacité du système due aux pertes dans l'espace libre. Les années 1920 et les années 1930, sont marquées par l'apparition

du magnétron. Comme il est décrit dans [2.4], il s'agit d'un dispositif qui transforme l'énergie cinétique en énergie électromagnétique, sous forme de micro-onde, mais surtout capable de transférer de l'énergie sans fil sur une longue distance. Cependant, il n'y avait aucune méthode pour reconvertir les micro-ondes en électricité. Par conséquent, son développement a été abandonné. C'est en 1964, que W. C. Brown, a réalisé la conversion des énergies micro-ondes en électricité à travers une « rectenna »[2.5]. Il a démontré le caractère pratique du transfert de puissance par micro-ondes, en alimentant un modèle d'hélicoptère. Dans cette expérience, il a réussi à envoyer une puissance de 30 KW au modèle d'hélicoptère, sur une distance de 1.6 Km (1 mile) provenant d'un émetteur générant une puissance de 450 kW, à 2.388 GHz.

Mais le projet le plus marquant et le plus ambitieux utilisant le concept de la transmission d'énergie sans fil reste le SPS (Solar power satellite), qui a été introduit en 1968 [2.6]. Le projet consistait à placer des satellites (SPS), qui capturent l'énergie solaire, et rediriger cette dernière vers une station terrestre, via un faisceau d'onde électromagnétique, soit environ 60 SPS, fournissant chacune 5 GW de puissance pour une puissance totale délivrée d'environ 300 GW, à 2.45 GHz. L'objectif principal du projet étant de récupérer l'énergie solaire, puisque, placé en orbite, un récepteur peut récupérer cinq à huit fois plus d'énergie que sur la surface terrestre. D'après les études qui ont été réalisées [2.6]–[2.8], le projet avait pour ambition d'obtenir une efficacité de transfert de 100%. Toutefois, le projet n'a pas pu aboutir en raison des dimensions immenses des satellites proposés. En effet, pour transmettre 5 GW de puissance, il aurait fallu un satellite de 5,2 km de largeur et 10,4 km de longueur. Le coût d'un tel système était estimé à plus de 300 milliards de dollar. En raison du prix énorme, et du manque d'approche évolutive, pratiquement tous les efforts SPS ont pris fin.

Dans la même période, le TESH pour des dispositifs intelligents, où la puissance requise est moins importante, a été marqué par l'apparition de diverses applications dans le domaine médical, plus précisément, des dispositifs médicaux tels que les simulateurs cardiaques. Ces applications sont basées sur le couplage inductif et les dispositifs médicaux sont conçus pour avoir un rendement élevé, et le transfert d'énergie se fait par des bobines résonnantes. La séparation entre les bobines dans ces applications est généralement inférieure à 20 cm [2.9]. Parmi les premiers dispositifs décrits dans [2.1], le système de transfert est composé de deux bobines, permettant de délivrer 50 à 60 W, aux alentours de 400 KHz. Les années 1990 ont été marquées par l'émergence des produits commerciaux basés sur la TESH, à cause de la prolifération des appareils électroniques sans fil [2.1], [2.10]. Après cela s'en suit l'apparition du premier consortium [2.11], qui a pour but de développer des normes entre les industriels. La norme Qi est ainsi publiée en 2009, qui autorise une alimentation à haut rendement des appareils électroniques portables, jusqu'à 5 W sur une distance de 4 cm.

### **II.3.2. Classification de la technologie de TESH**

Bien que les applications basées sur le TESH soient extrêmement variées, on peut classer cette technologie en trois catégories selon les types de couplage, qui sont les TESH par couplage inductif, les TESH par couplage capacitif et les TESH par couplage électromagnétique. En se basant sur ces classifications, nous identifierons par la suite, le type de couplage adéquat pour transférer sans contact de signaux RFID pour alimenter des tags RFID dans un environnement confiné.

### II.3.2.1. Couplage inductif

Le TESH par couplage inductif [2.9] est basé sur l'induction de champ magnétique, et l'énergie se transfère via l'induction magnétique soit avec des bobines, ou des antennes boucles [2.9], [2.11]–[2.16]. La distance séparant l'émetteur et le récepteur pour un couplage magnétique est typiquement de l'ordre de quelques centimètres. D'après le modèle décrit dans [2.1] et présenté sur la figure 2.2, le principe de fonctionnement se présente comme suit un courant alternatif (AC) induit à travers la bobine émettrice ( $L1$ ) crée un champ magnétique oscillant ( $B$ ), ce champ magnétique traverse par la suite la bobine réceptrice ( $L2$ ), où il induit une force électromotrice (tension) alternative, et crée par la suite un courant alternatif dans le récepteur. Le courant alternatif induit peut être ensuite transmis directement à la charge ou redressé en courant continu (CC) par un « rectifier » dans le récepteur, avant d'arriver à la charge.

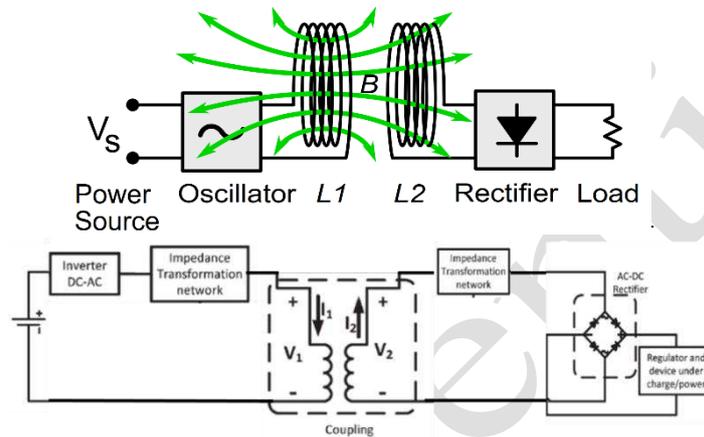


Figure 2.2 (a) Modèle de TESH par Couplage inductif (b) circuit équivalent [2.1]

En se basant sur le circuit équivalent d'un couplage inductif décrit dans [2.1], et présenté sur la figure 2.2 (b), les expressions des courants et des tensions dans les bobines peuvent s'écrire

$$V_1 = j\omega M_{11}I_1 + j\omega M_{12}I_2 \quad (\text{II.1})$$

$$V_2 = j\omega M_{21}I_1 + j\omega M_{22}I_2 \quad (\text{II.2})$$

$$M_{12} = k \sqrt{M_{11}M_{22}} \quad (\text{II.3})$$

où  $M_{11}$  correspond à l'inductance propre de la bobine émettrice,  $M_{22}$  est l'inductance propre de la bobine réceptrice,  $M_{12} = M_{21}$  est l'inductance mutuelle des deux bobines et  $k$  coefficient de couplage entre les deux bobines.

Généralement pour valider l'efficacité d'un système de TESH, on utilise le plus souvent comme figure de mérite « l'efficacité de transfert de puissance » (ETP). Elle est définie comme le pourcentage de puissance reçue dans la charge du système à couplage inductif par rapport à la puissance injectée dans l'émetteur.

Pour un système à base de couplage inductif, l'efficacité de transfert dépend principalement de la fréquence et surtout du niveau de couplage  $k$  entre les bobines. Ce paramètre sans dimension correspond à la fraction de flux magnétique généré par la bobine émettrice  $L1$  et qui traverse la bobine réceptrice  $L2$ , lorsque ce dernier est en circuit ouvert. En pratique, si les deux bobines sont sur le même axe et se rapprochent de sorte que tout le flux magnétique de  $L1$  arrive à  $L2$ , dans ce cas  $k = 1$ , et l'efficacité de transfert est proche de 100%.

Bien que le niveau de puissance transférée, dans un système à base de couplage inductif, soit très élevé, pouvant atteindre des kilowatt [2.17] pour le rechargement de véhicule électrique, la fréquence de fonctionnement reste très limitée, dans le domaine RFID pour les gammes de fréquence dans la plage de quelques Hertz à quelques méga Hertz. Le couplage inductif est inadéquat pour la RFID en UHF

### II.3.2.2. Couplage capacitif

Le couplage capacitif, également appelé couplage électrique, utilise quant à lui, les champs électriques pour transférer de l'énergie entre l'émetteur et le récepteur. Généralement, le support physique pour ce type de couplage reste les plaques métalliques (figure 2.3). En effet, une tension alternative générée par l'émetteur génère le champ électrique oscillant, et induit un potentiel alternatif sur le récepteur par induction électrostatique, ce qui fait circuler un courant alternatif dans le circuit de charge. La distance entre l'émetteur et le récepteur est généralement de l'ordre de quelques centimètres. L'équation de base pour calculer la capacité de deux plaques parallèles est donnée par [2.1]

$$C = \frac{\epsilon_0 S}{d} \quad (\text{II.4})$$

où  $S$  est la surface maximale des plaques,  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide ( $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$ ) et  $d$  est la distance séparant les deux plaques.

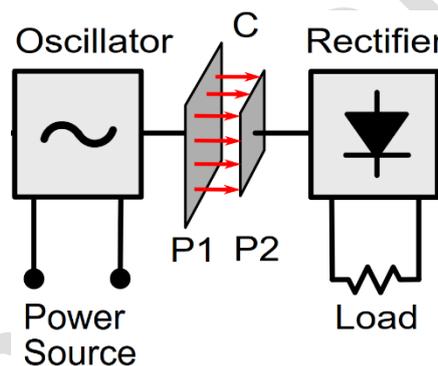


Figure 2.3 Modèle de TESF par Couplage inductif

La tension alternative générée par le champ électrique oscillant est, quant à elle, donnée par

$$\dot{U}_C = \frac{i_c}{j(2\pi f)^2 C} \quad (\text{II.5})$$

Pour transférer une puissance importante à la charge, et ainsi avoir une efficacité de transfert importante, la tension entre les plaques doit être maximale. Le couplage capacitif présente quelques avantages par rapport au couplage inductif. En effet, le champ est en grande partie confiné entre les plaques, ce qui réduit les interférences. De plus, les exigences d'alignement entre l'émetteur et le récepteur sont moins critiques. Toutefois, comme avec le couplage inductif, la fréquence de fonctionnement de ce type de couplage se situe généralement dans la plage du kilo Hertz à quelques mégas Hertz, ce qui le rend inadéquat pour la RFID en UHF.

### II.3.2.3. Couplage électromagnétique

Dans cette catégorie de couplage, la distance de transfert est plus importante, allant de quelques mètres à des milliers de kilomètres [2.4], et comme son nom l'indique, ce type de couplage utilise les ondes électromagnétiques pour transférer l'énergie. Généralement, des antennes très

directives, ou des réseaux d'antennes à commande de phase [2.5], [2.6], [2.8], [2.18], [2.19], sont les plus utilisés comme support pour ce type de couplage, surtout à très grande distance.

En pratique, pour un TESF à longue distance, l'onde électromagnétique peut se propager dans un espace libre ou dans un espace libre en partie, c'est-à-dire, comportant des obstacles. Dans le cas où l'onde se propage en trajet direct et sans obstacle, la propagation suit la loi de Friis. Dans ce cas, l'efficacité de transfert de puissance est donnée par l'équation de transmission de FRIIS, définie par

$$\eta = \frac{P_R}{P_E} = G_E G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{II.6})$$

où  $P_R$  est la puissance reçue à la charge de l'antenne de réception,  $P_E$  est la puissance transmise  $G_E$  et  $G_R$  sont respectivement le gain de l'antenne d'émission et de réception,  $\lambda$  est la longueur d'onde dans le vide et  $d$  est la distance séparant les deux antennes. La fréquence typique utilisée pour un TESF par couplage électromagnétique varie de 300 MHz à 300 GHz [2.20], ce qui la rend la plus propice, pour une application dans le domaine de la RFID UHF.

Il reste toutefois le problème lié à l'atténuation dans l'espace libre, qui peut s'avérer très importante. Afin d'éviter de telles pertes, il est évidemment préférable de réaliser un dispositif de TESF en champ proche, basé sur un couplage électromagnétique. En ce qui concerne les supports physiques pour transférer l'énergie, par couplage électromagnétique et à courte distance, il existe à ce jour très peu de travaux qui abordent ce sujet. Toutefois, une étude réalisée par Chen, Q et al. dans [2.21], aborde ce sujet en taclant le problème du point de vue des antennes. Leur principal objectif est d'unifier le concept de la méthode de couplage électromagnétique et de la méthode conventionnelle d'induction en champ proche. L'étude a été réalisée du point de vue de la théorie de l'antenne, au lieu de la théorie des circuits.

Pour ce faire, ils ont mis en évidence en premier lieu, une relation entre l'efficacité de transmission de puissance  $\eta$  et les paramètres d'antenne, en prenant le cas simple de deux antennes dipôles identiques, de longueur  $l$ , et séparées par une distance  $d$  (figure 2.4), servant respectivement d'antennes d'émission et de réception. Il est à rappeler que l'efficacité de transfert de puissance est l'indicateur utilisé pour évaluer un système de TESF. Elle est définie comme le ratio de la puissance maximale transmise au récepteur ( $P_{Rx}$ ) sur la puissance totale de la source RF ( $P_{Tx}$ ).

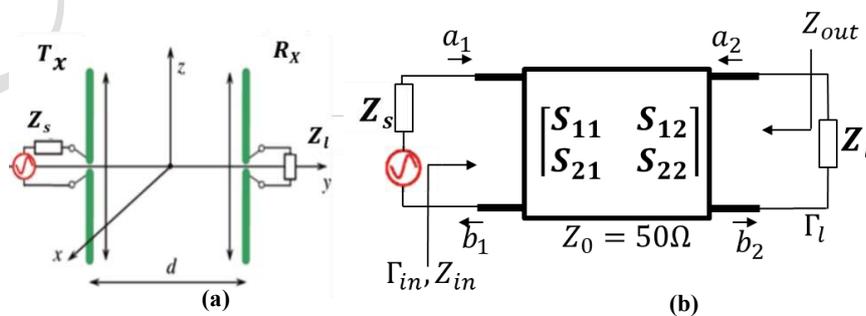


Figure 2.4. (a) Un système de TESF utilisant des antennes dipôle (b)TESF antenne boucle (c) Le circuit équivalent de deux ports pour l'analyse d'un système de TESF

L'antenne d'émission est connectée à une source d'impédance interne de  $Z_s$ , tandis que l'antenne de réception est chargée avec une impédance  $Z_l$ . Ce système de transmission d'énergie sans fil peut être modélisé sous la forme d'un circuit équivalent à deux ports, illustré à la figure 2.4(b), et leur relation avec l'efficacité de transmission d'énergie, est donnée par

$$\eta = \frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_{Rx}|^2)}{|1-S_{21}\Gamma_{Rx}|^2(1-|\Gamma_{Tx}|^2)} \quad (\text{II.7})$$

où  $\Gamma_{Rx}$  et  $\Gamma_{Tx}$  sont respectivement les coefficients de réflexion dans les ports de réception et d'excitation. Ils ont pour expressions

$$\Gamma_{Tx} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{Rx}}{1-S_{22}\Gamma_{Rx}} \text{ et } \Gamma_{Rx} = \frac{Z_l-Z_0}{Z_l+Z_0} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{Tx}}{1-S_{11}\Gamma_{Tx}} \quad (\text{II.8})$$

Si l'antenne réceptrice ( $Rx$ ) et l'antenne émettrice ( $Tx$ ) sont identiques, l'efficacité du système dépend des pertes d'insertion ( $S_{21} = S_{12}$ ) de réflexion ( $S_{11} = S_{22}$ ).

Pour ce système, les efficacités pour différentes longueurs d'antenne et distances entre antennes ont été évaluées et illustrées sur la figure 2.5. Cela est fait en partant de l'hypothèse où, l'impédance de l'antenne de réception est le complexe conjugué de l'impédance de l'antenne d'émission, c'est-à-dire,  $Z_s = Z_l^*$ . Dans ces conditions, ils ont ainsi constaté que l'efficacité pouvait atteindre 100% si l'antenne était suffisamment petite et que la distance entre les antennes était suffisamment courte. D'après cette étude, si on tient compte d'un dipôle de longueur  $\lambda/2$ , on se retrouvera avec une efficacité de 40%

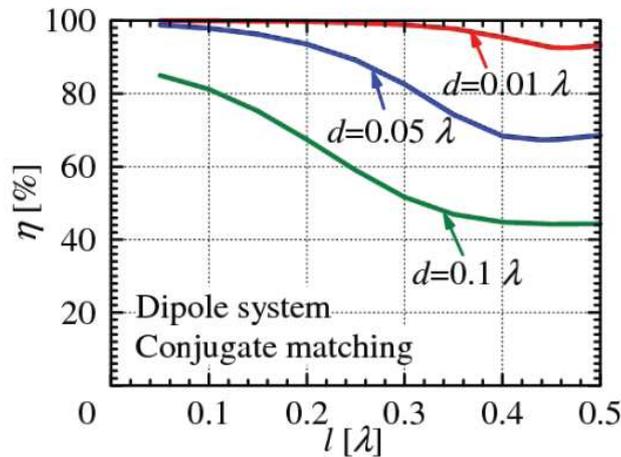


Figure 2.5 Efficacité de transfert d'une antenne dipôle en fonction de la longueur et de l'écart entre l'antenne d'émission et de réception [2.21]

Cette étude nous montre ainsi que pour transférer de l'énergie à courte distance, et espérer obtenir une efficacité de transfert importante, il est préférable de prendre deux antennes identiques, et surtout assurer l'adaptation de l'ensemble dans la condition de transfert, c'est-à-dire, la position à laquelle l'antenne réceptrice est placée par rapport à l'antenne émettrice.

### II.3.3. Distance minimale de transfert

Dans le but de fixer une distance minimale pour assurer le transfert maximal de puissance, une étude expérimentale a été réalisée et présentée dans [2.22]. Dans cette étude, l'idée était d'obtenir un ordre de grandeur des pertes d'insertion liées à la distance entre deux antennes commerciales [2.23] identiques. Pour ce faire, les deux antennes sont placées face à face, à

différentes distances 0 cm, (ou les radomes des antennes sont en contact), 5 cm et 10 cm, et les pertes d'insertion sont mesurées dans la bande UHF en particulier aux fréquences 865 MHz et 868 MHz. Les caractéristiques de l'antenne sont présentées dans le tableau 2.1.

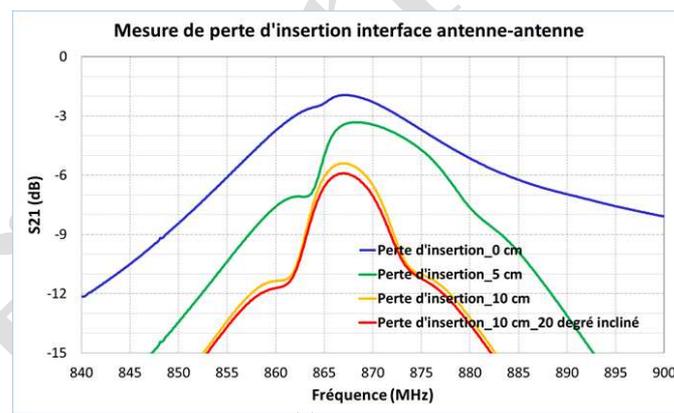
Tableau 2.1 Caractéristiques des antennes patch commerciales utilisées

<b>Modèle</b>	ID ISC.ANT.U170/170
<b>Dimensions</b>	170 x 170 x 26.5 mm <sup>3</sup>
<b>Gain</b>	4 dBic
<b>Polarisation</b>	circulaire
<b>Connection</b>	SMA socket (50 Ω)



Distance : 0 - 5 - 10 cm

(a)



(b)

Figure 2.6 Evaluation des pertes d'insertion d'une interface simple avec deux antennes commerciales

Les résultats de mesures (figure 2.6) ont montré que, les pertes augmentent avec la distance, avec une perte minimale de 2 dB à 868 MHz, lorsque les deux antennes sont en contact.

Tableau 2.1 Perte d'insertion entre deux antennes patches

Distance	Pertes d'insertion	
	à 865 MHz	à 868 MHz
0 cm	2.3 dB	2 dB
5 cm	5 dB	3.3 dB
10 cm	6 dB	5.5 dB

On note également qu'à 5 cm de distance, la perte d'insertion est de 3.3 dB à 868 MHz, ce qui correspond à une perte de la moitié de la puissance transmise par l'antenne émettrice. De plus,

si on tient compte de la puissance maximale autorisée, de 31 dBm avec une telle antenne, cela nous revient au final à une puissance transmise de 27.7 dBm, ce qui est à la limite des puissances nécessaires (29 -30 dBm) évoquées dans le chapitre 1, pour assurer un taux de détection de 100%. Un compromis a donc été fixé dans ce sens, en termes de perte minimale et de distance de transfert, qui est de 1.5 dB pour une distance de 2 à 3 cm.

### II.3.4. Transfert d'énergie sans fil dans le domaine de la RFID

Afin de compléter notre recherche bibliographique sur les systèmes de TESH, nous avons constaté que ce sujet est très peu abordé dans le domaine de la RFID. Toutefois, il a été montré dans [2.21], la possibilité de fournir un couplage sans contact, entre deux lignes micro-rubans planes fonctionnant dans la bande UHF, permettant une connexion sans fil entre un lecteur RFID et son antenne, mais pour une distance très petite ( $< 1\text{mm}$ ), ce qui serait inenvisageable pour l'application que nous visons. Un travail similaire à notre projet, présente cependant des résultats très intéressants, pour des applications permettant de détecter les étiquettes RFID à l'intérieur et à l'extérieur d'une enceinte [2.24]. Dans cette étude, différents types d'antennes sont testés, pour transférer de l'énergie en champ proche. La première est une antenne boucle dédiée à la lecture de tag en champ proche que l'auteur nomme « NF » [2.25]. La deuxième est une antenne à polarisation circulaire nommée « CP » [2.26]. La troisième et la quatrième sont des antennes patch commerciales de polarisation circulaire nommées « Patch » et « Alien Ant. » [2.27]. La cinquième est bien sûr l'antenne proposée par l'auteur. Il s'agit d'une antenne intégrant une boucle circulaire et un patch métallique en forme de C, sur la ligne d'alimentation (Figure 2.7 (a)), qui assure à la fois une communication en champ proche et en champ lointain.

Les pertes d'insertion des différentes antennes maintenues à une distance de 5 mm les unes des autres, sont comparées sur la figure 2.7 (b). Dans les résultats présentés dans ce travail, on a observé que les couplages entre l'antenne en champ proche « NF » et l'antenne « CP » ou patch sont les pires atteignant des pertes de 25 dB. Quant aux antennes « Patch »-« Patch » et antenne « NF » - « NF », les pertes sont proches de 6 dB et 4,5 dB, dans la gamme de fréquences souhaitée (866-868 MHz). Comparées à l'antenne proposée par l'auteur, dont les pertes sont seulement de 2,5 dB, ces autres antennes ne semblent pas être propices pour une application de TESH. En effet, pour obtenir une faible perte, l'auteur a pris en compte dans son design, un réflecteur métallique qui permet de confiner le champ EM, contrairement aux autres antennes considérées.

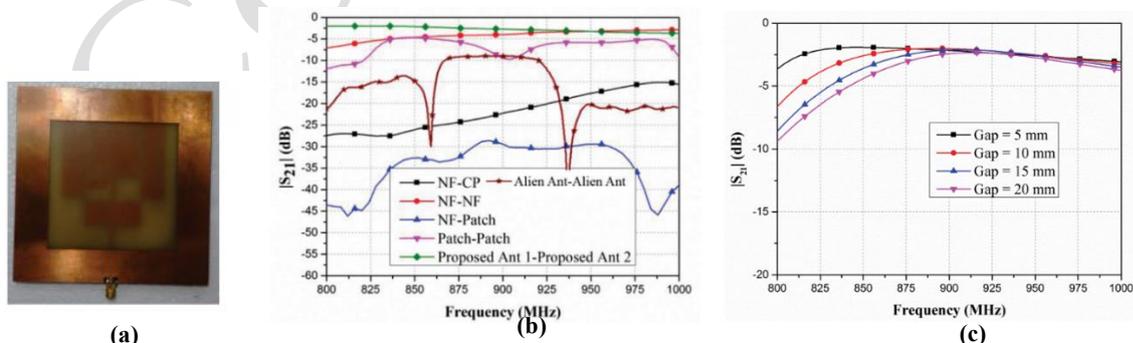


Figure 2.7 (a) Photographie de l'antenne proposée dans [2.24] (b) Comparaison du coefficient de couplage de différentes antennes étudiées dans [2.24] maintenues à une distance de 5 mm

Cependant, pour des distances plus importantes, comme illustrées sur la figure 2.7 (c), les pertes sont effectivement plus importantes. En effet, pour une distance de 20 mm, qui est proche de

l'objectif que nous visons, les pertes avoisinent 4.5 dB, ce qui est très loin des 1.5 dB que nous visons.

Bien que ces résultats ne correspondent pas aux besoins que nous envisageons, cette étude a toutefois le mérite de mettre en évidence le besoin de concevoir des antennes particulières pour transférer de l'énergie servant à alimenter des tags dans un volume confiné. De ce fait, le développement de nouveaux dispositifs de transfert d'énergie en champ proche sera envisagé pour nos besoins. Dans les dispositifs que nous envisageons, l'émetteur sera connecté directement au lecteur RFID, tandis que le récepteur sera placé sur l'armoire métallique.

## II.4. Transfert de puissance avec guide d'onde

Le premier dispositif de TESH en champ proche que nous avons envisagé, est basé sur les guides d'onde. En effet, les guides d'ondes restent des supports très sûrs et robustes pour confiner et transmettre une onde EM. Leur principal avantage réside dans la minimisation de la perte lors de la transmission. De plus, comme les champs EM sont confinés à l'espace interne du guide, cela entraîne une bonne immunité aux interférences externes [2.28]. Il s'agit toutefois du principe des guides d'onde classique. Dans notre cas, nous envisageons les guides d'onde pour transmettre de l'énergie et de l'information sans contact. Notre dispositif serait donc un guide interrompu avec une discontinuité, plus précisément une discontinuité ouverte [2.28]. Dans ce cas, une première partie du guide serait connectée au lecteur, et la deuxième partie à l'armoire. Ainsi, lorsqu'une certaine puissance est injectée par le lecteur, une partie du champ EM sera couplée à la deuxième guide d'onde, une deuxième partie sera réfléchiée et une troisième partie sera rayonnée dans l'espace libre, ou du moins, dans le gap séparant les parties émettrice et réceptrice du guide d'onde.

Selon la fréquence, les guides d'ondes peuvent être conçus à partir de matériaux conducteurs et peuvent prendre différentes formes, à savoir, rectangulaire, circulaire ou elliptique. Dans sa forme la plus classique (rectangulaire), il est possible de déterminer les dimensions du guide d'ondes, en fonction de sa fréquence de coupure  $f_c$ . Ce paramètre est défini comme la fréquence en dessous de laquelle, il n'est plus possible d'entretenir la propagation du mode fondamental dans le guide.

La fréquence de coupure, pour un mode particulier dans le guide d'onde rectangulaire, est déterminée par la relation suivante [2.28]

$$(f_c)_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{II.9})$$

où  $a$  est la largeur intérieure,  $b$  la hauteur intérieure,  $m$  est le nombre de variations de  $\frac{1}{2}$  longueur d'onde de champs dans la direction "a"  $n$  est le nombre de variations de  $\frac{1}{2}$  longueur d'onde de champs dans la direction "b"  $\varepsilon$  est la permittivité ( $8.854187817 \times 10^{-12}$  pour l'espace libre)  $\mu$  est la perméabilité ( $4\pi \times 10^{-7}$  pour l'espace libre). Ainsi dépendant des dimensions  $a$  et  $b$  et de la fréquence de travail, il peut y avoir un ou plusieurs mode(s) de propagation dans le guide. Dans notre cas, il faut assurer la propagation d'un seul mode, car s'il y a plus d'un mode, l'information sera distribuée sur plusieurs modes, ce qui se traduit par de la dispersion et une perte d'information.

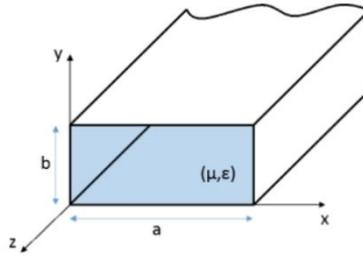


Figure 2.8 Géométrie d'un guide d'onde

Pour un guide d'onde rectangulaire, le mode dominant est le  $TE_{10}$ , on peut estimer la largeur du guide à 173 mm si on limite la fréquence de coupure à 865 MHz. En prenant cette valeur initiale, nous avons évalué l'impact des dimensions du guide sur la fréquence de coupure (Figure 2.9), en premier lieu. Dans cette première simulation, l'alimentation du guide est réalisée avec un simple port d'onde, c'est-à-dire qu'un seul mode est excité.

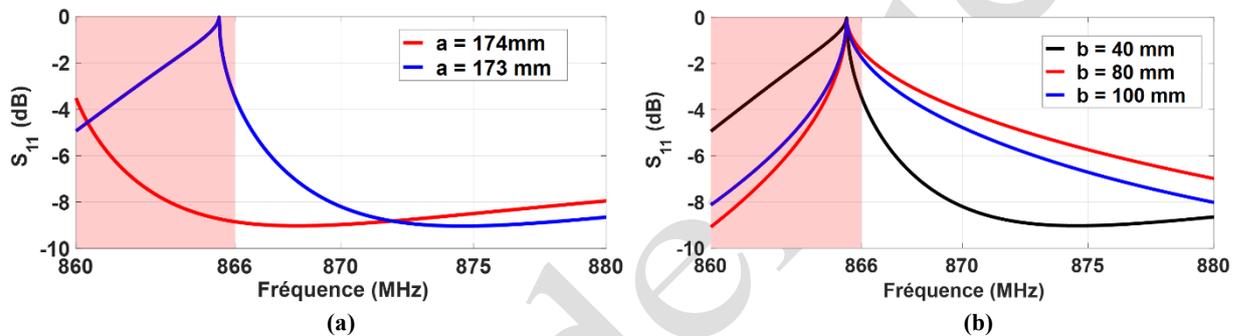


Figure 2.9 Impacte des dimensions du guide sur la fréquence de coupure (a) variation de la largeur (b) variation de la hauteur

On constate sur cette première simulation que la fréquence de coupure est plus sensible par rapport à la largeur du guide, puisqu'une simple variation de 1 mm entraîne un décalage de la fréquence de plus de 6 MHz. Contrairement, à la largeur, une variation de la hauteur du guide n'a aucun impact sur cette fréquence de coupure, car pour les trois valeurs choisies, elle est toujours fixe.

#### II.4.1. Transition guide d'onde vers câble coaxial

Dans la pratique, l'alimentation d'un guide d'onde se fait généralement par une transition, c'est-à-dire, de l'alimentation  $50 \Omega$  par câble coaxial, vers le guide d'onde. Cet aspect est en effet assez délicat. Par conséquent, une attention particulière sera portée sur la configuration de cette transition.

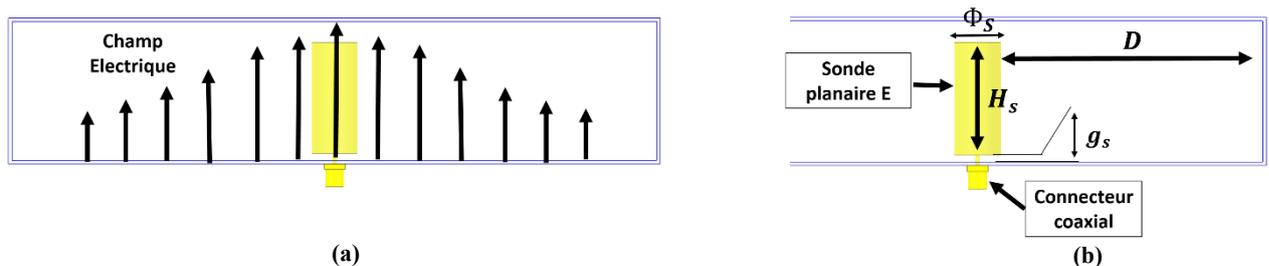


Figure 2.10 Configuration de la transition du guide d'onde (a) vue de face (b) vue de coupe

Dans l'optique de concevoir un guide d'onde spécifique pour une application de TESH, il serait plus intéressant de prendre en compte dans la conception, les transitions nécessaires pour alimenter les guides. Dans notre étude, nous utilisons une transition à angle droit, [2.29] connue aussi sous le nom de transitions orthogonales (Figure 2.10). Avec ce type de transition, le guide d'onde est alimenté avec un câble coaxial, en utilisant une sonde pour exciter le mode dominant du guide d'ondes, le TE<sub>01</sub>. Dans notre design,  $H_s$  correspond à la longueur de la sonde,  $\Phi_s$  est le diamètre de la sonde et  $g_s$  la distance entre la sonde et le conducteur central du connecteur coaxial. Un "back-short" (court-circuit) est positionné à une certaine distance  $D$  de la sonde, qui a pour rôle de réfléchir l'énergie EM, vers la sonde et de le rendre en phase avec l'onde incidente. Ainsi, la sonde établit un champ électrique variant dans le temps, qui est contraint de se propager dans le guide. Le réglage de la structure est obtenu en ajustant la pénétration de la sonde et la distance entre la sonde et le court-circuit. Typiquement, la longueur de la sonde est proche des 60% de la hauteur du guide d'onde, tandis que la distance  $D$  est comprise entre  $\lambda_g/8$  et  $\lambda_g/4$  [2.30],  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée donnée par

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (\text{II.10})$$

La théorie telle qu'elle apparaît dans [2.30] ne semble pas être d'une grande précision, pour des sondes aussi épaisses que celles utilisées dans les transitions typiques de guides d'ondes à lignes coaxiales. Toutefois les résultats donnés dans [2.31], pour lesquels un bon accord avec les données expérimentales a été obtenu, impliquaient une sonde de rayon approximativement égal à  $0,03a$ .

En partant de ces constats, nous avons effectué une nouvelle simulation en intégrant la sonde. Les paramètres références sont choisis en fonction des études présentées dans [2.30], [2.31] et sont présentés dans le tableau 2.2. Dans la pratique, il faudra intégrer la sonde sur le conducteur principal du port SMA. Toutefois, il n'existe à ce jour aucune étude qui permet d'estimer ce type de configuration. Ainsi, dans notre cas, nous avons pris comme valeur de référence 2 mm, pour  $g_s$ . Dans cette étude, les dimensions du guide sont de 173x40mm.

Tableau 2.2 Paramètres de référence du guide d'onde rectangulaire

Paramètres	$D$	$H_s$	$\Phi_s$	$g_s$
Valeurs (mm)	80	32	10.4	2

Dans les résultats présentés sur la figure 2.11, nous évaluons pour chaque variation des paramètres, son impact sur l'adaptation du guide. En analysant ces résultats, on peut remarquer qu'une valeur de  $D$  inférieure à la référence permet d'obtenir une meilleure adaptation à la bande ETSI jusqu'à -10 dB, et une plus grande bande passante de plus de 24 MHz. Pour la sonde, un rayon plus important permet d'obtenir une meilleure adaptation, de même pour le paramètre  $g_s$ , et la hauteur de la sonde.

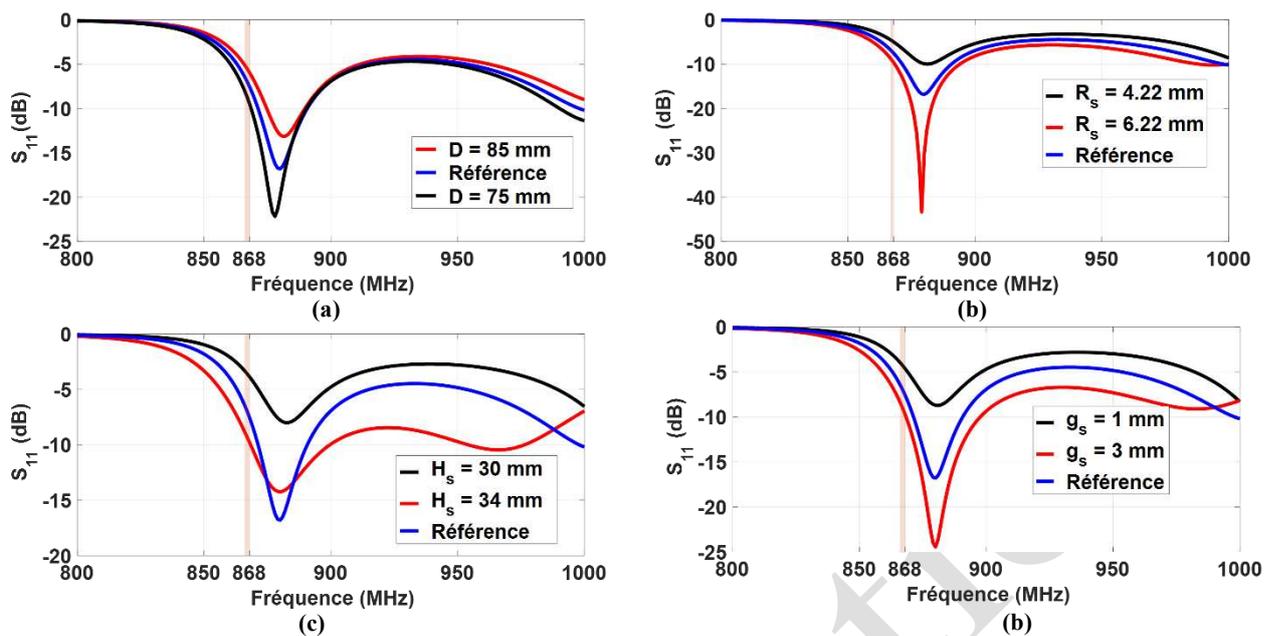


Figure 2.11 Impact de la sonde d'excitation sur l'adaptation d'un guide d'onde rectangulaire (a) position du court-circuit (b) rayon de la sonde (c) Longueur de la sonde (d) gap entre la sonde et le guide

Dans les résultats obtenus, on est toutefois à la limite de la bande ETSI. Ainsi, pour obtenir une solution adaptée à la bande souhaitée avec une bande passante à -10 dB plus large, nous avons optimisé la solution sur la largeur du guide, tout en gardant les valeurs références des paramètres. Au final, avec un guide d'onde de largeur 174.82 mm, on obtient une adaptation inférieure à -10 dB sur toute la bande ETSI, et avec une bande passante à -10 dB de 26 MHz (Figure 2.12).

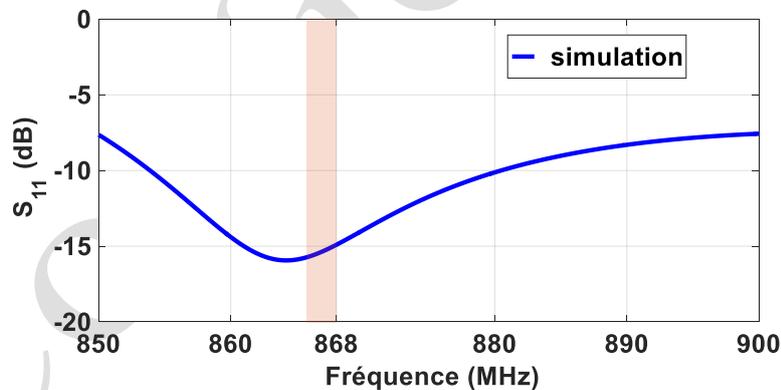


Figure 2.12 Adaptation du guide d'onde optimisé

## II.4.2. Guide d'onde face à face

Il est à rappeler que l'objectif de notre travail est de transférer de l'énergie sans contact. De ce fait, en choisissant un guide d'onde comme support de transfert, on envisage de connecter un guide au lecteur pour émettre l'énergie. Un autre guide d'onde sera placé sur l'armoire métallique, va récupérer cette énergie, ce dernier va être relié aux antennes internes de l'armoire. On a vu dans la section 3.3, que le gap minimal entre l'émetteur et le récepteur (qui est entre 20 – 30 mm) a été choisi pour assurer de transférer assez de puissance, pour activer les tags dans une armoire métallique et limiter ainsi les pertes à 1.5 dB. Pour illustrer la capacité des guides d'onde à transférer et confiner de l'énergie, nous présentons sur la figure 2.13 la

distribution du champ E, lorsque l'un des guides est alimenté, et l'autre guide est terminé par une charge adapté à  $50 \Omega$ . On peut remarquer que la distribution du champ dans le guide et dans le gap est quasi-uniforme. Toutefois pour vérifier quantitativement la capacité de la solution à transmettre de l'énergie, il faut prendre en compte les paramètres S.

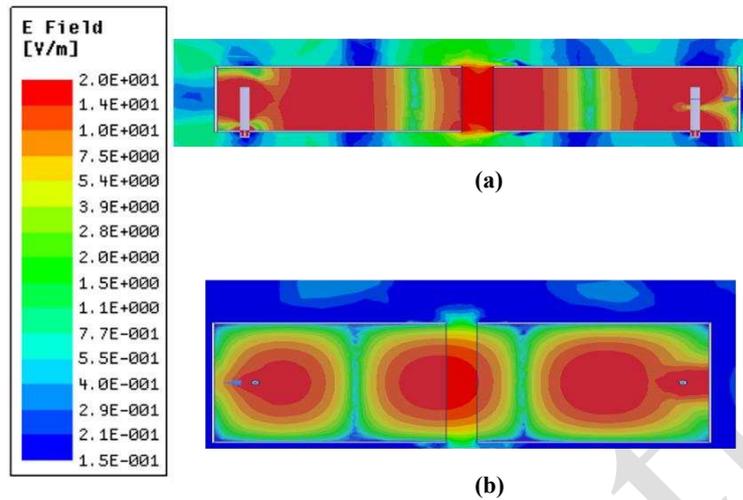


Figure 2.13 Distribution du champ E dans les guides d'ondes (a) vue de coupe (b) vue de haut

Ainsi, en prenant directement le guide optimisé précédemment, nous évaluons par simulation sa capacité à transférer de l'énergie pour différentes valeurs de gap. Pour cette simulation, les deux guides sont alignés par rapport au plan xOy et séparés par un gap selon l'axe Oz, comme représenté Fig. 2.14

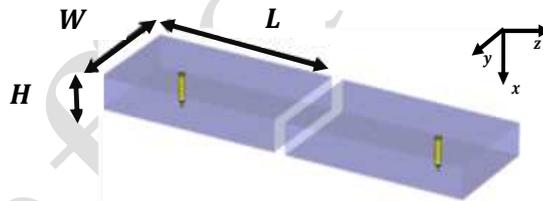


Figure 2.14 Configuration des guides d'onde pour un TESF

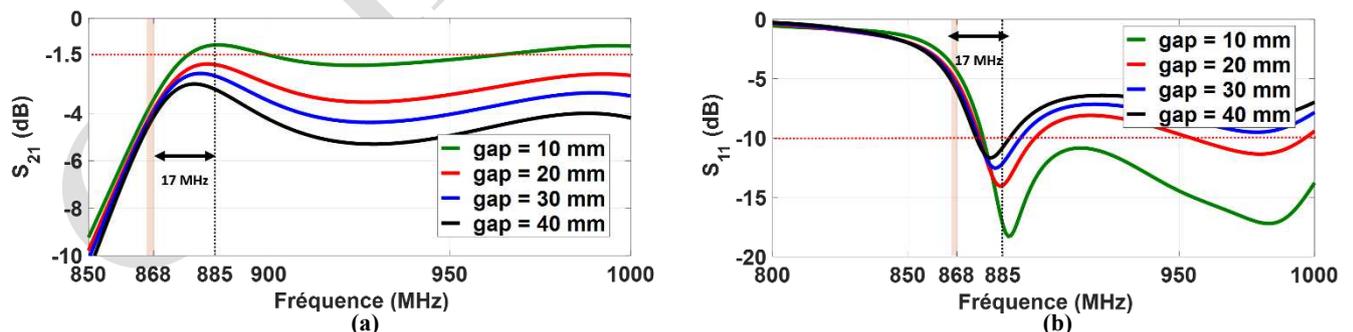


Figure 2.15 Paramètres S des guides de la TESF avec guide d'onde (a) pertes d'insertion (b) adaptation

On peut remarquer sur les résultats présentés sur la figure 2.15, que le fait de mettre les guides face à face entraîne une désadaptation de la solution. En effet, sur la bande de fréquence qui nous intéresse, on se retrouve avec des réflexions variant de  $-4.02 \text{ dB}$  à  $-5.58 \text{ dB}$ , pour des gaps de 10 à 40 mm. Concernant les pertes d'insertion, elle varie de 3.7 à 4.41 dB, dans la bande de fréquence ETSI. On remarque toutefois que les minimums de perte sont obtenus à la fréquence

885 MHz, qui correspond également à des réflexions  $< -10$  dB pour les différentes valeurs de gap.

Afin de limiter les pertes, il est donc nécessaire de modifier les guides. En se basant sur l'étude paramétrique et l'optimisation présentées dans la section précédente, on a décidé d'optimiser la solution afin d'obtenir une adaptation  $< -10$  dB sur la bande ETSI, et avec des pertes d'insertion  $< 1.5$  dB pour un gap variant de 20 – 30 mm. Comme avec un seul guide d'onde, la largeur du guide a été prise en compte pour cette optimisation, car elle a une forte influence sur l'adaptation de la solution. Pour cette deuxième optimisation, on obtient au final, des guides d'onde de largeur 178.034mm, offrant une adaptation à  $-10$  dB sur toute la bande ETSI et ce, pour une variation du gap de 10-40 mm. Les pertes d'insertion sont dans ce cas  $< 1.5$  dB pour des gaps variant de 10-30 mm, ce qui correspond à ce que nous avons visé pour l'optimisation (Figure 2.16).

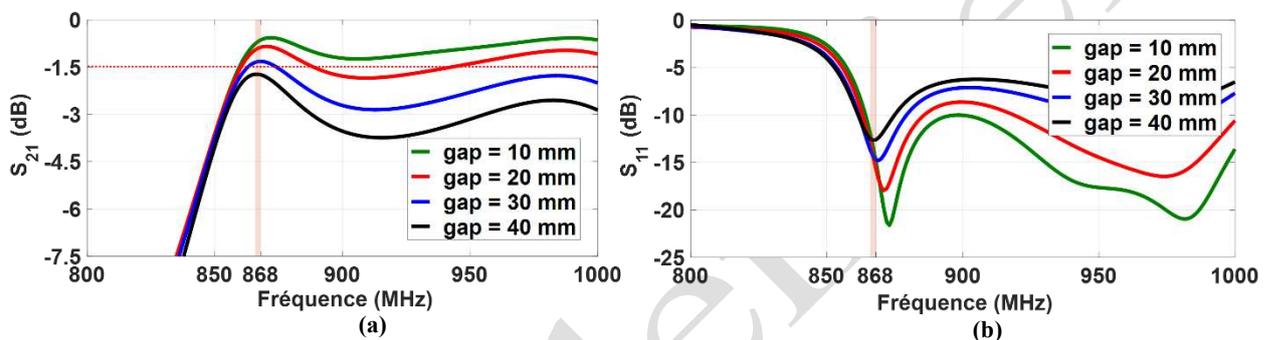


Figure 2.16 Paramètres S des guides d'onde optimisés pour le TESH avec guide d'onde (a) pertes d'insertion (b) adaptation

Avec une telle solution, on peut donc espérer au mieux une puissance rayonnée de 34,3 dBm, et au pire 33,5dBm dans l'armoire, cela en supposant que les câbles utilisés sont sans pertes, et que les antennes dans l'armoire sont parfaitement adaptées, et surtout, en exploitant toute la puissance autorisée par la norme ETSI. D'après la norme en vigueur pour la bande ETSI [2.32], cette puissance maximale autorisée, communément appelée PIRE ( Puissance Isotrope Rayonnée Effective) est de 35,14 dBm. Par définition, cette puissance correspond à la somme de la puissance en sortie du lecteur  $P_i$  et au gain de l'antenne du lecteur  $G_i$  [2.33]. Elle a pour expression

$$PIRE = P_i + G_i = 35,14 \text{ dBm} \quad (\text{II.11})$$

Dans la pratique, la puissance  $P_i$  est, par défaut, réglée au maximum dans le lecteur RFID commercial, soit 31 dBm. Cela signifie que le gain maximal de l'antenne du lecteur ne doit pas dépasser 4,14 dB. Au delà de ces 4.14 dB, il faut impérativement diminuer la puissance en sortie du lecteur. Or, dans la pratique, on ne peut pas imposer à l'utilisateur de vérifier à chaque fois la puissance en sortie du lecteur pour chaque inventaire. De ce fait, pour rester dans la norme, il faut s'assurer que le gain de l'antenne du lecteur ne dépasse pas cette valeur.

Bien que la notion de gain d'antenne ne soit pas pertinente dans un TESH en champ proche, avec un guide d'onde, il est cependant nécessaire de l'évaluer, afin d'assurer que la norme est toujours respectée si à tout hasard, le lecteur est activé « à vide ». Pour cela, nous évaluons par simulation, le gain réalisé du guide d'onde côté lecteur. Le résultat présenté sur la figure 2.17 montre effectivement que le gain maximal est de 2.7 dBi.

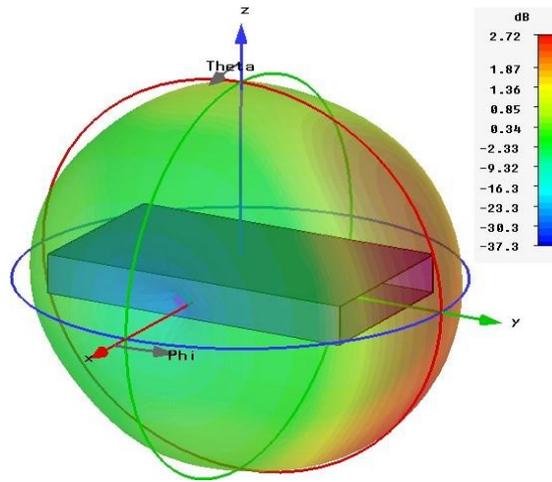


Figure 2.17 Gain réalisé en 3D d'un guide d'onde côté lecteur

En conclusion de cette simulation, cette solution à base de guide d'onde est assez performante pour transférer suffisamment d'énergie dans l'armoire pour activer les tags RFID. De plus, on respecte strictement la norme en termes de puissance maximale autorisée. Cependant, d'autres études restent toutefois à réaliser pour déterminer les limites pratiques de cette solution.

### II.4.3. Estimation de la tolérance

Un alignement parfait des guides d'onde est évidemment impossible à réaliser. Par conséquent, la sensibilité de la solution au désalignement a été évaluée, en partant de la structure optimisée comme position initiale, c'est-à-dire, un gap de 20 mm sur l'axe des z, et un alignement parfait sur les restes des axes. Pour cela, les pertes d'insertion ont été déterminées lorsqu'un côté du système TESF était déplacé le long de z,y,x, comme le montre la figure 2.18. La fréquence est fixée à 868 MHz.

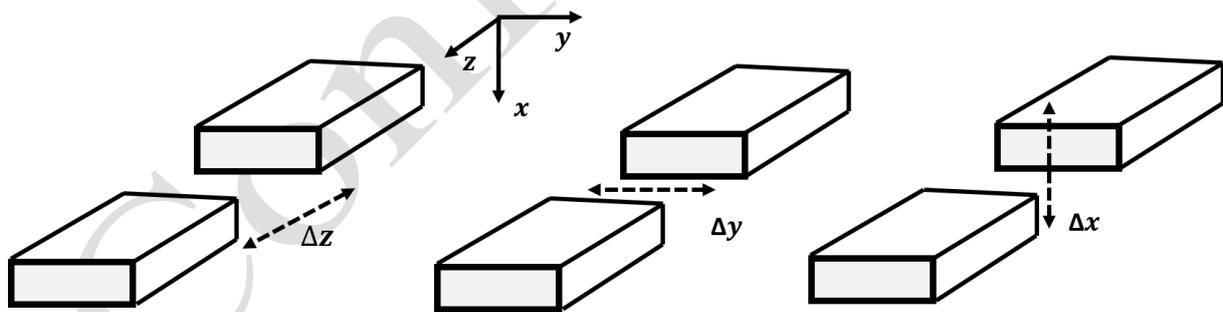


Figure 2.18 Etude de sensibilité des guides d'onde

Les résultats simulés sont présentés sur la figure 2.19. D'après ces résultats, on peut s'apercevoir que pour la variation sur l'axe des y, les pertes sont quasi-constantes, et surtout très faibles pour un désalignement de +/- 30 mm, au-delà de ces valeurs, les pertes augmentent rapidement, passant de 1.18 dB à 1.87 dB. Toutefois, cela reste acceptable car on ne dépasse pas 2 dB, malgré un désalignement de +/- 50 mm. Sur l'axe des z, les pertes augmentent au fur et à mesure que la distance entre les guides émetteur et récepteur augmente, mais de façon très faible, jusqu'à atteindre 2.5 dB lorsque cette distance est de 50 mm, on peut remarquer également que lorsque les deux guides sont en contact, les pertes sont quasi-nulles, soit de 0.02 dB. Sur l'axe des x, la variation des pertes est plus importante, contrairement aux deux autres

axes. En effet, elle atteint près de 6 dB pour un désalignement de +/- 50 mm, soit plus de 4 dB par rapport à un désalignement sur y. Cela reste tout à fait cohérent, compte tenu de la distribution du champ dans le guide pour le mode dominant  $TE_{10}$ .

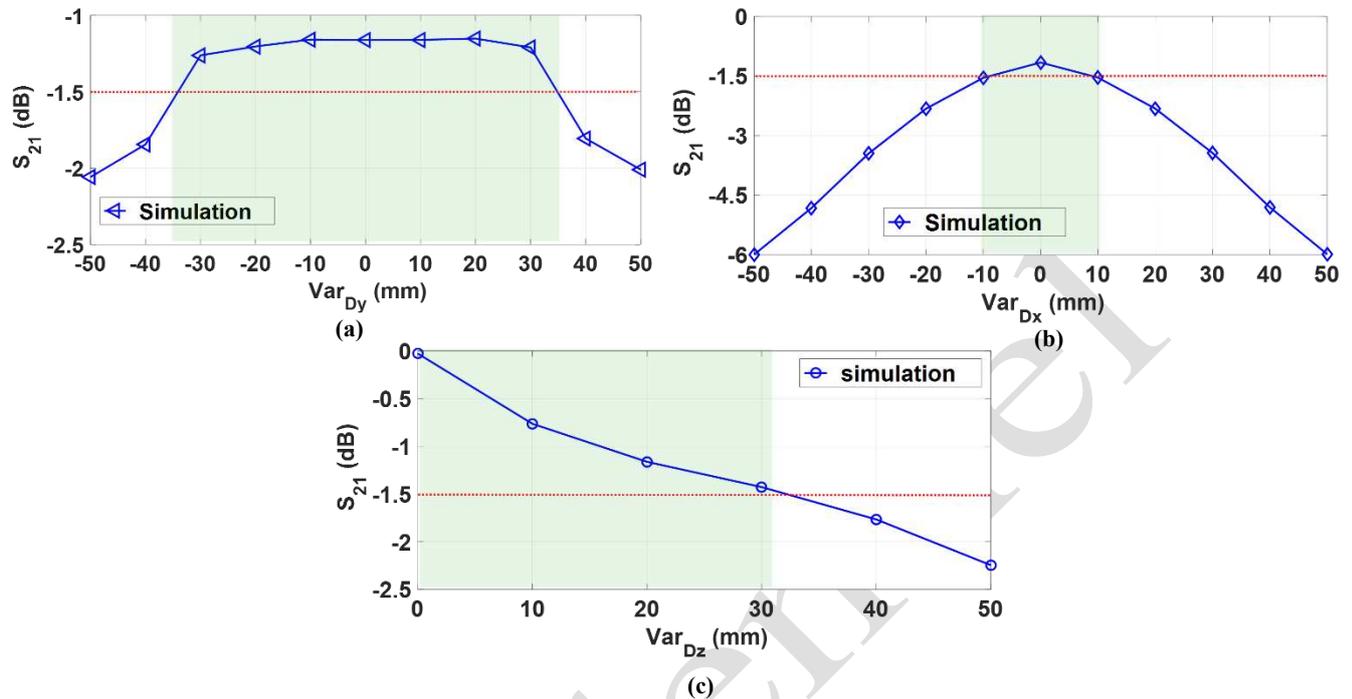


Figure 2.19 Estimation de tolérance des guides d'onde (a) variation dans la direction y (b) variation dans la direction x (c) variation dans la direction z

En somme, cette solution à base de guide d'onde peut être un très bon candidat pour transférer de l'énergie sans contact. En effet, compte tenu des limites imposées par le cahier des charges en termes de pertes, et de distance minimale de communication, on obtient des pertes assez faibles, soit de 1.16 dB. De plus, la limite de la solution sur de possibles désalignements a montré qu'une tolérance de +/- 30 mm est obtenue le long de l'axe des y, 30 mm le long de l'axe des z, et +/- 10 mm le long de l'axe des x, et tout cela, dans la limite des 1.5 dB de perte minimale. Bien que cette dernière soit plus critique, un désalignement sur cette direction est très peu probable, car les armoires envisagées auront des dimensions fixes, par conséquent, une hauteur fixe, ainsi par rapport à la station de lecture centralisée, on restera dans tous les cas à la même hauteur.

#### II.4.4. Validation expérimentale

Afin de compléter et de valider la solution étudiée, des mesures expérimentales restent évidemment à réaliser. Toutefois, à ce stade du projet, les moyens disponibles au sein du laboratoire ne nous ont pas permis de mettre en œuvre la solution optimisée. De ce fait, les différences entre les résultats simulés et les résultats mesurés ont été estimées avec un guide d'onde rectangulaire standard WR430 [2.34]. Les dimensions et la photographie du système TESF à base de WR430 sont illustrées sur la figure 2.20. La bande de fréquence de travail recommandée du guide est de 1.72 – 2.60 GHz, et sa fréquence de coupure est 1.372 GHz. Il convient de préciser, que la fréquence de travail des guides d'ondes mesurées est en dehors de la cible en RFID UHF.

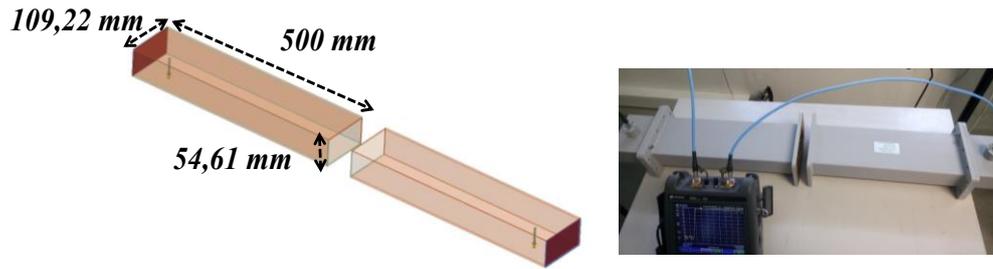


Figure 2.20 Conception du guide d'ondes droit standard TEF (WR430) pour système TEF

Dans cette étude, nous nous sommes basés sur les informations fournies par le constructeur pour concevoir le guide. Le système a été conçu et mesuré de telle sorte à transférer de l'énergie, c'est-à-dire, lorsque les deux guides sont mis face à face, et avec un écart de 2 cm. Les paramètres S simulés et mesurés sont ensuite comparés comme le montre la figure 2.21.

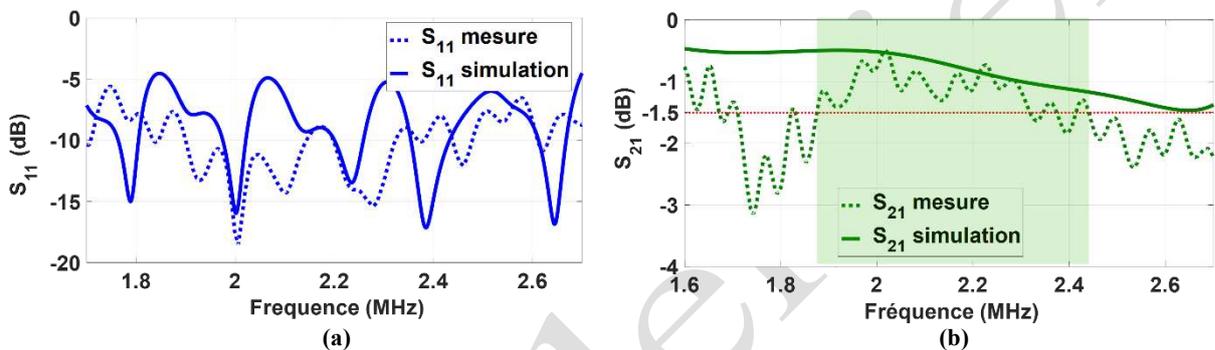


Figure. 2.21 Paramètres S mesurés et simulés du guide d'ondes droit standard. (a) adaptation (b) pertes d'insertion

L'accord entre la simulation et la mesure reste acceptable pour ce type de système. En tenant compte de la bande fréquence recommandée, une différence moyenne de 0.4 dB est observée sur les pertes d'insertion. De plus, si on tient compte des 1.5 dB de perte minimale exigée par le cahier des charges, on reste au dessus de ce seuil, sur une très large bande passante, soit de 1.85 GHz 2.45 GHz.

Une étude de tolérance a également été réalisée, mais comme le système mesuré ne fonctionne pas à la fréquence souhaitée, nous avons vérifié la tolérance à 2,45 GHz, en évaluant les pertes d'insertion à 2,45 GHz le long des axes x, y et z. Les résultats peuvent être observés à la Figure 2.22.

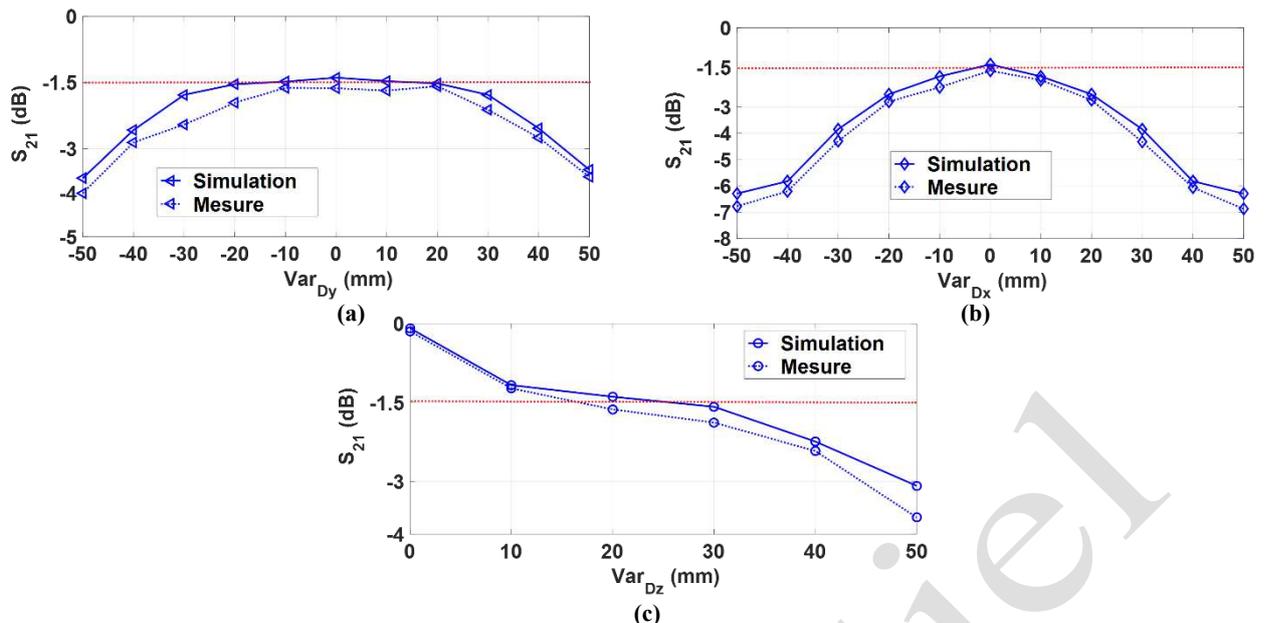


Figure 2.22 Estimation de tolérance des guides d'onde Simulation Vs mesure

On observe pour les trois variations qu'un bon accord entre la simulation et la mesure est obtenu lorsque la fréquence est fixée à 2.45 GHz. En effet, en moyenne, on observe une différence de 0.07 dB entre la mesure et la simulation. De plus, on retrouve les mêmes comportements que ceux que nous avons observés, avec la solution optimisée pour un TESF, à savoir que, sur les axes z et y, les guides sont moins sensibles au désalignement, contrairement à l'axe des x, où on atteint jusqu'à 7 dB de pertes.

## II.4.5. Conclusion

Cette section nous a permis de montrer qu'il est possible de transférer de l'énergie par le biais d'une structure utilisant des guides d'onde rectangulaires. En connectant un guide d'onde au lecteur RFID et un autre guide d'onde pour relayer l'énergie, on peut alimenter des tags RFID dans une armoire métallique close. En effet, compte tenu des limites imposées sur les pertes et l'écart entre l'antenne du lecteur et l'antenne relais, on a vu qu'avec la solution que nous proposons, on peut générer près de 33 dBm de puissance dans l'armoire, ce qui est suffisant pour alimenter les tags. Toutefois, la fabrication et surtout l'industrialisation d'un système à base de guide d'onde rectangulaire pour la fréquence que nous visons peut s'avérer très coûteux à cause de sa taille, des matériaux nécessaires et surtout des précisions requises pour l'alimentation des guides. D'autres solutions ont donc été proposées et étudiées. Ce sont des solutions à bas coût, que nous présenterons dans la section suivante.

## II.5. Transfert de puissance à base d'antenne directive

Le deuxième type de solution que nous avons étudié pour le TESF, est l'utilisation d'antenne directive. Contrairement aux antennes omnidirectionnelles, les antennes directives permettent de concentrer le champ émis par une antenne émettrice dans une direction particulière. En effet, l'étude menée dans la section 3.4, a montré que pour transférer efficacement de l'énergie, il faut porter une attention particulière à la conception des antennes d'émetteurs et de récepteurs. En effet, dans le cas d'une antenne omnidirectionnelle, on a vu dans la section 3.3, que pour une distance de 20-30 mm entre les antennes émetteur et récepteur, et en tenant compte d'une

antenne dipôle de longueur  $\lambda/2$ , on se retrouve avec une efficacité de 40-70%, (figure 2.23), ce qui équivaut à des pertes de plus de 3 dB.

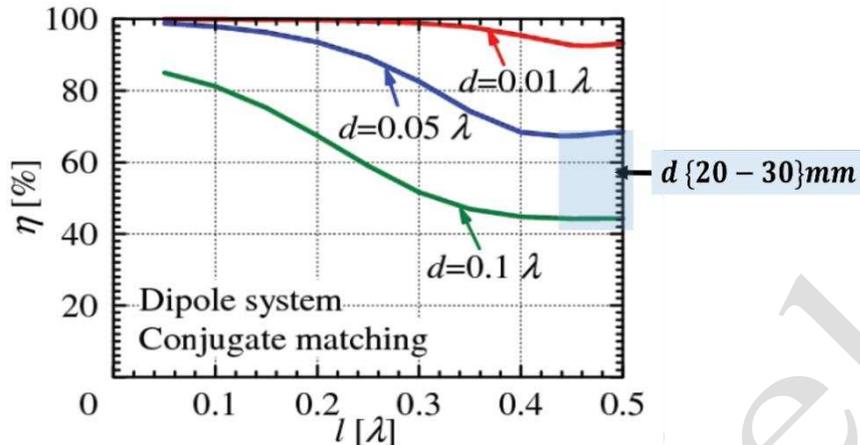


Figure 2.23 Efficacité de transfert d'une antenne dipôle en fonction de la longueur et de l'écart entre l'antenne d'émission et de réception [2.21]

Nous présenterons ainsi, dans les sections suivantes deux types d'antennes directives, qui seront adaptées au TESF en champ proche. Il s'agit d'antennes à faisceau en bout (endfire) et d'antennes réflecteur.

### II.5.1. Solution à base d'antenne à faisceau en bout (endfire)

Les antennes à faisceau en bout ou communément appelé, antenne « endfire » sont utilisées depuis de nombreuses années pour obtenir une antenne directive. L'une des plus connues de ce type d'antenne est l'antenne Yagi-Uda [2.35]. Celle-ci est constituée de dipôles de différentes tailles reliés entre eux par une barre isolante. Cette antenne peut avoir un diagramme de rayonnement très directif. Le principe de fonctionnement de cette antenne, comme il a été présenté dans [2.35], consiste à alimenter un seul élément du réseau de dipôles. Les autres éléments, appelés parasites, participent au rayonnement par couplage et permettent de concentrer le rayonnement dans la direction souhaitée. Et parmi les éléments parasites, on distingue deux types d'éléments, le réflecteur et le directeur.

En général, la conception de ce type d'antenne dépend du gain maximal que l'on souhaite. Dans le guide de conception présentés dans [2.35], l'élément source est toujours conçu pour une longueur résonante de  $\lambda/2$ , généralement, entre  $0,45\lambda$  et  $0,5\lambda$ . Le ou les éléments directeurs sont quant à eux légèrement plus courts, entre  $0,4\lambda$  à  $0,45\lambda$ . Tandis que le ou les réflecteurs sont légèrement plus longs, souvent entre  $0,48\lambda$  à  $0,55\lambda$ . La séparation entre les différents éléments est souvent de  $0,2\lambda$  à  $0,4\lambda$ . Elle n'est pas nécessairement uniforme pour des conceptions optimales.

Afin de mettre en évidence l'intérêt d'une antenne Yagi-Uda par rapport à une antenne dipôle, nous illustrons sur la figure 2.23, la différence entre le gain d'une antenne dipôle filaire et celle de trois différentes antennes Yagi-Uda filaire avec 1, 3 et 5 éléments directeurs. Les longueurs de l'antenne dipôle et celle des éléments sources des antennes Yagi-Uda sont identiques et sont fixées à  $0,45\lambda$ . Les éléments parasites sont également identiques dans les trois cas d'antenne Yagi-Uda, avec  $0,41\lambda$  et  $0,48\lambda$  respectivement pour les éléments directeurs et réflecteurs. La séparation entre les éléments parasites quant à elle est fixée à  $0,2\lambda$ .

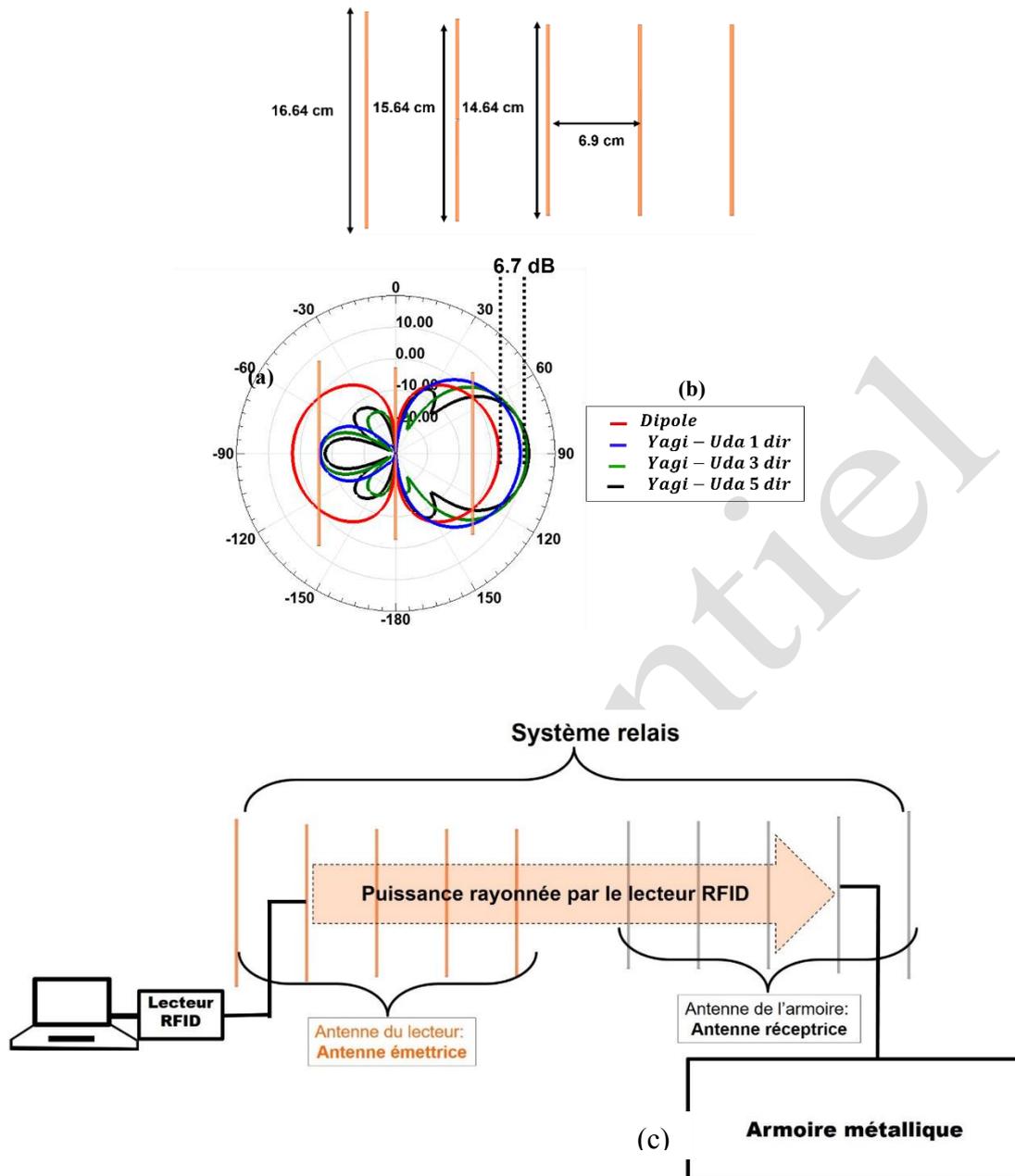


Figure 2.24 (a) configuration de l'antenne Yagi-Uda (b) Rayonnement d'une antenne dipôle filaire comparé à celle d'une antenne Yagi-Uda (c) système relais pour un TESF avec antennes Yagi-Uda

On peut voir effectivement qu'avec des antennes Yagi-Uda, il est possible de concentrer le maximum de champ dans une direction particulière. Dans ce cas-ci, pour une antenne Yagi-Uda avec un seul directeur, on obtient un gain maximal de 9,1 dBi, soit 6,96 dB de plus qu'une antenne dipôle. De plus, en augmentant le nombre de directeur jusqu'à 5, on atteint un gain maximal de 11,7 dBi. En jouant sur cet atout des antennes Yagi-Uda, on a imaginé une solution dans laquelle, la puissance générée par le dernier élément directeur sera dirigée directement dans un élément source qui sera l'antenne réceptrice, située sur l'armoire métallique, comme il a été indiqué dans la section 3.4 et illustré sur la figure 2.24 (c).

Comme on a pu le voir dans la section 3.2, afin d'obtenir une efficacité de transfert maximale, il faut assurer une bonne adaptation, et surtout minimiser les pertes d'insertion, lorsque les

antennes émettrice et réceptrice sont en communication. Dans ce sens, il faudra porter une attention particulière aux éléments parasites (spécialement les éléments directeurs), car ils sont les responsables de l'acheminement de l'énergie. Cela implique qu'en fonctionnant toute seule, l'antenne n'est pas nécessairement adaptée, et son gain réalisé sera effectivement très faible.

Si ce type d'antenne est utilisé pour relayer de l'énergie vers l'armoire, elle doit avoir une faible section transversale et doit être facile à monter à la surface de l'armoire. De plus, étant donné que la surface de l'armoire est entièrement métallique, on peut utiliser dans ce cas, des éléments en monopoles, qui sont de plus petite taille que l'antenne Yagi-Uda traditionnelle. La configuration de l'antenne envisagée sur la surface du cabinet est présentée sur la figure 2.25.

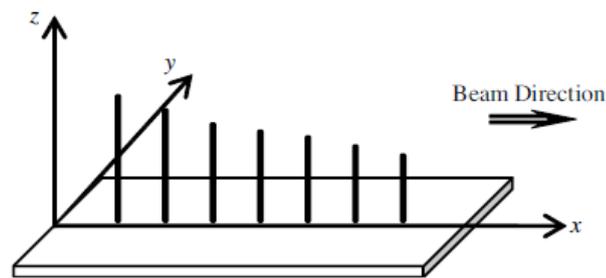


Figure 2.25 Structure d'une antenne à rayonnement à faisceau en bout

Considérant notre structure en situation face à face, avec un élément source émetteur et un élément récepteur, les méthodes de conception existantes ne s'appliquent pas, surtout pour le choix du nombre d'élément directeur, et à ce jour, il n'existe pas de modèle théorique permettant de modéliser notre structure, de ce fait une simulation électromagnétique est indispensable.

### II.5.1.1. Conception des antennes

Comme nous l'avons constaté dans la section 4.2, pour assurer un meilleur transfert de puissance, il faut prendre en compte les deux antennes émettrice et réceptrice dans la conception. A ce jour, différentes études traitant de la conception d'antennes Yagi-Uda à base de monopoles ont été présentées dans [2.36]–[2.38], pour différentes applications. À titre d'exemple, dans [2.38], l'antenne a été utilisée pour une application GPRS (General Packet Radio Service), c'est-à-dire, dans la bande 1.2 GHz-1.8 GHz. Dans [2.38], l'objectif est d'obtenir une antenne compacte, de faible coût, directive et efficace pour les applications GPRS. L'utilisation d'une configuration en monopole a permis d'obtenir une plus grande flexibilité de conception et surtout de s'affranchir de l'utilisation d'un balun. Un autre type d'antenne Yagi-Uda à base de monopole est présenté dans [2.39]. Dans cette étude, une antenne compacte Yagi-Uda est conçue pour véhicules tactiques dans la bande VHF (30–88 MHz). Contrairement aux autres antennes Yagi-Uda conventionnelles, les éléments parasites et l'élément source sont repliés pour obtenir une antenne très compacte et tout autant directive que les antennes Yagi-Uda conventionnelles. L'antenne proposée, conçue et optimisée à 59 MHz, a une hauteur très compacte ( $0,1199 \lambda$ ) et un espace entre les éléments de  $0,125 \lambda$ . L'antenne présente un gain élevé (6,3 dBi) et une adaptation de près de -15 dB. Dans cette étude, l'utilisation du toit du véhicule comme plan de masse a permis de réduire la hauteur des différents éléments de l'antenne.

Dans tous les cas présentés dans [2.36]–[2.39], les dimensions des éléments de l'antenne ainsi que leurs écarts sont basés sur la même étude présentée dans [2.35]. Des optimisations ont été

effectuées pour obtenir les performances souhaitées. De plus, ces études n'abordent pas la conception des antennes pour le transfert d'énergie sans fil, ils cherchent plutôt à obtenir des antennes directives à gain élevé.

Dans notre cas, en partant des études présentées dans [2.39][2.35], la première simulation effectuée consiste à mettre face à face, deux antennes identiques, pour transférer de l'énergie sans contact. Les dimensions ainsi que les écarts entre les éléments de l'antenne sont similaires pour les deux antennes et présentés dans le tableau 2.3. Deux éléments directeurs sont utilisés pour cette première simulation, l'un du côté de l'antenne émettrice, et l'autre du côté antenne réceptrice. L'écart  $g$  entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice est fixé à 20 mm, qui correspond à l'écart minimum requis par le cahier des charges. Cette configuration est considérée comme référence, pour cette première simulation.

Tableau 2.3 Paramètres et dimensions initiales des éléments de l'antenne à faisceau en bout

Paramètres/symbole	Valeurs
Longueur des réflecteurs/ $L_{Ref}$	85 mm (0,248 $\lambda$ )
Longueur des sources/ $L_S$	78 mm (0,226 $\lambda$ )
Longueur des directeurs/ $L_{Dir}$	77 mm (0,225 $\lambda$ )
Ecart entre réflecteur et source/ $D_{Ref}$	69 mm (0,2 $\lambda$ )
Ecart entre source et directeur/ $D_{Dir}$	69 mm (0,2 $\lambda$ )
Gap entre les deux antennes/ $g$	20 mm
Dimensions des plans de masses ( $L_G \times W_G$ )	172x172 mm (0,5x0,5 $\lambda$ )

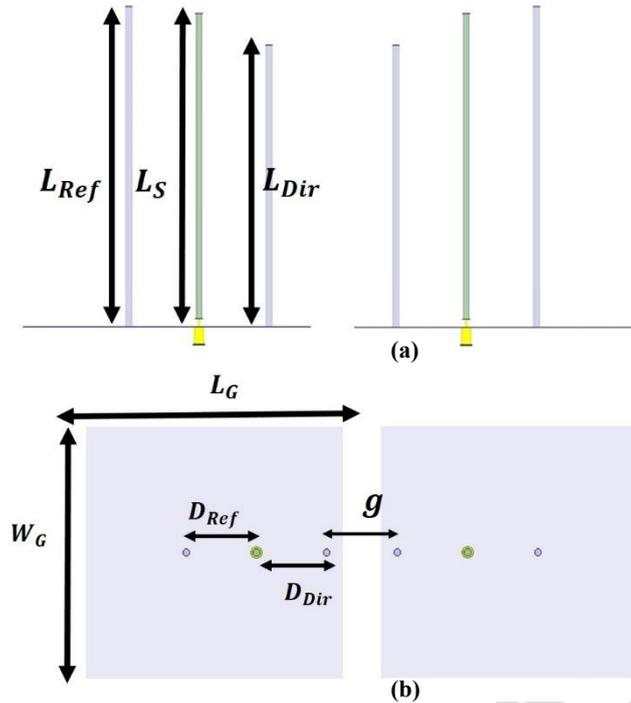


Figure 2.26 Configuration du système TESF avec antenne à faisceau en bout (a) vue de coupe (b) vue de haut

Le premier résultat présenté sur la figure 2.27 montre que la solution proposée, avec la configuration référence, est non seulement non adaptée à la fréquence ETSI, mais surtout les pertes d'insertion minimales y sont très importantes, de l'ordre de 10 dB. Cela reste tout à fait cohérent, considérant les écarts entre les différents éléments (Réflecteur – Source ; Source – Directeur). La première modification que nous avons envisagée a été donc de réduire ces écarts. En diminuant ces écarts jusqu'à 10 mm, on arrive à atteindre des pertes minimales de 3.5 dB, comme on peut le constater sur la courbe rouge de la figure 2.27. Cette modification a également fait apparaître un pic de résonance à 814 MHz.

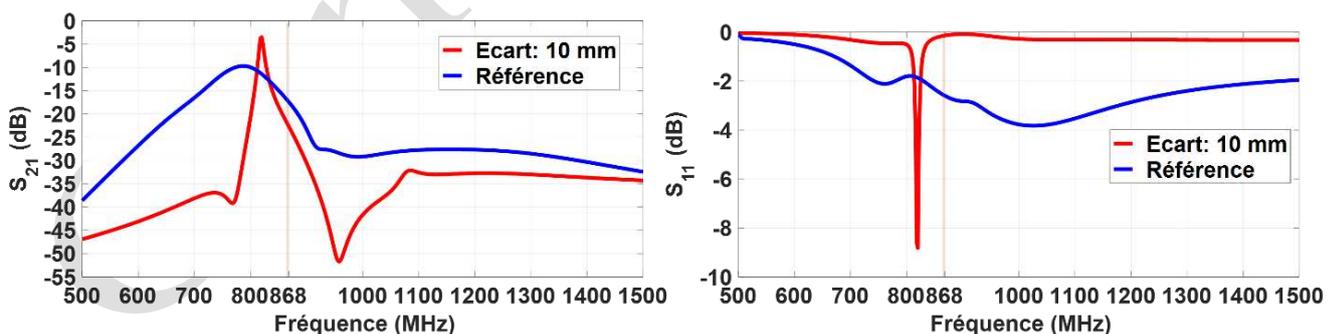


Figure 2.27 Impact des écarts entre les éléments sur les paramètres S du système de TESF avec antenne à faisceau en bout (a) pertes d'insertion (b) adaptation

En se basant sur ces résultats, nous avons ensuite cherché à adapter la solution à la bonne fréquence. La meilleure façon, dans ce cas, est de diminuer la longueur des éléments rayonnant. Cela revient bien sûr, à diminuer les dimensions des éléments sources et parasites. En variant les dimensions des éléments sources et des éléments parasites de +/- 5 mm, on constate une variation de la fréquence de résonance de 715 MHz à 870 MHz. Bien que les résultats (figure 2.28) soient assez satisfaisants par rapport aux exigences du cahier des charges, la principale

problématique dans ce cas-ci, reste la bande passante. En effet, dans la pratique, pour un alignement non maîtrisé, la fréquence de résonance risque de ne pas être assurée.

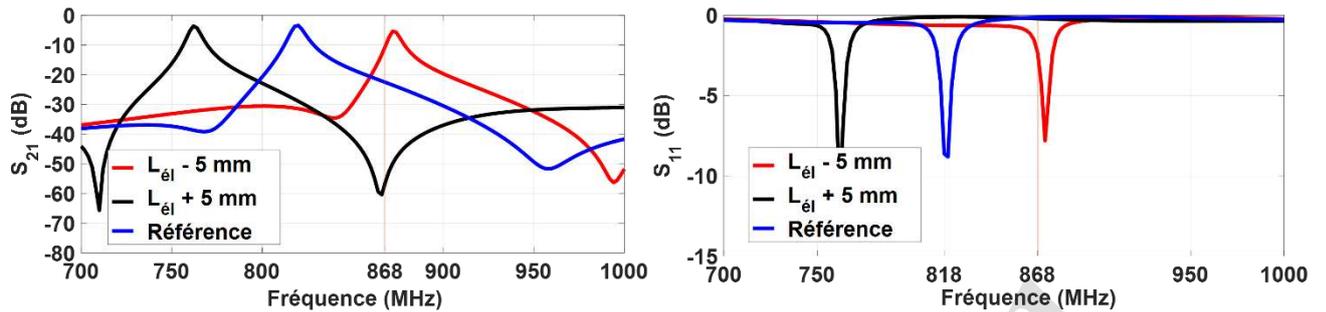


Figure 2.28 Impact des écarts entre les éléments sur les paramètres S du système de TESF avec antenne à faisceau en bout (a) pertes d'insertion (b) adaptation

Nous avons ainsi cherché par la suite à augmenter la bande passante de la solution. Pour ce faire, nous avons utilisé des sources à base de dipôle replié [2.40]–[2.43]. En effet, comme il a été décrit dans [2.43], par rapport à un élément source linéaire, un dipôle replié fournit une impédance d'entrée plus élevée. Cette impédance d'entrée élevée permet d'augmenter la directivité de l'antenne sans pour autant, sacrifier l'impédance d'entrée globale de l'antenne, conservant ainsi une bonne bande passante sans avoir à intégrer le design du balun. Ainsi, en remplaçant les éléments sources par des dipôles repliés tout en gardant les écartements entre les éléments à 10 mm, nous avons optimisé la solution jusqu'à obtenir la meilleure adaptation dans la bande ETSI. Au final, comme il est montré sur la figure 2.29, on obtient une adaptation  $< -10$  dB sur toute la bande de fréquence ETSI.

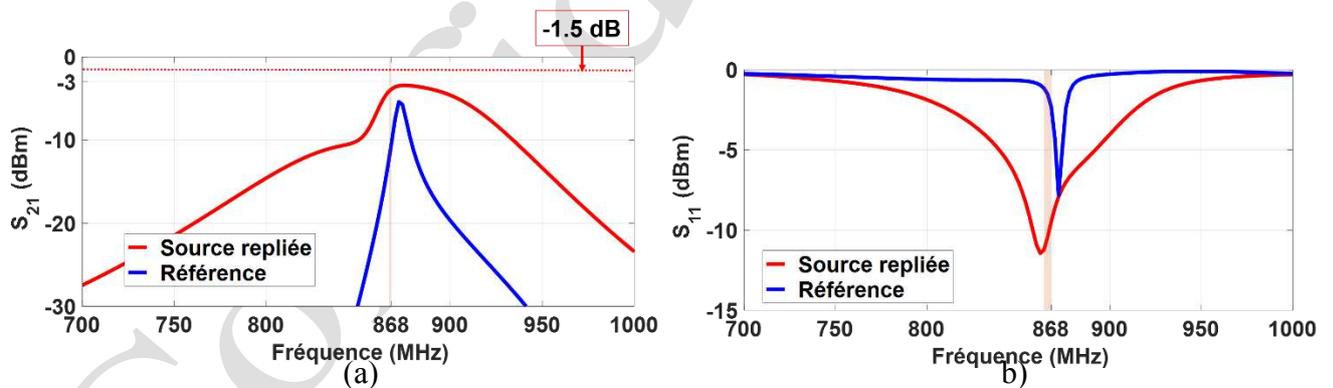


Figure 2.29 Impact du repliement des éléments sources sur les paramètres S du système TESF avec une antenne à faisceau en bout (a) pertes d'insertion (b) adaptation

Malgré cette bonne adaptation, les pertes d'insertion restent élevées par rapport à ce que nous cherchons à accomplir. Ce fait est principalement lié à une mauvaise répartition du champ dans la direction privilégiée. Ainsi, la prochaine étape de conception de la solution consiste à réduire ces pertes. Pour ce faire, nous nous sommes basés sur le premier résultat (présenté sur la figure 2.24) que nous avons obtenu. En effet, on a constaté qu'en augmentant le nombre des éléments directeurs, on parvient à concentrer le maximum de champ dans une direction privilégiée. La figure 2.30 illustre bien cet effet. Dans ce sens, trois configurations ont été considérées, avec 2, 6 et 10 directeurs. Les trois configurations sont optimisées de telle sorte à obtenir une résonance à la bande de fréquence ETSI, en se basant sur les études paramétriques effectuées précédemment, à savoir sur les longueurs des éléments.

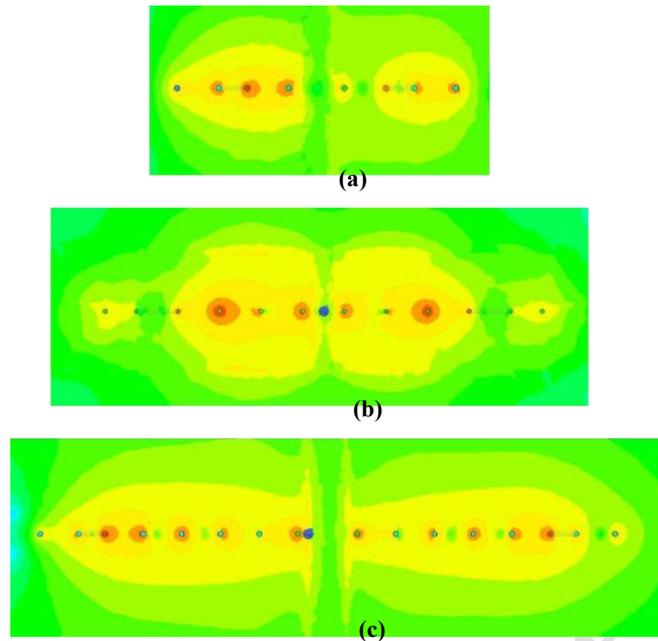


Figure 2.30 Distribution du champ H dans le système TESF pour différents nombres de directeurs (a) 2 directeurs (b) 6 directeurs (c) 10 directeurs

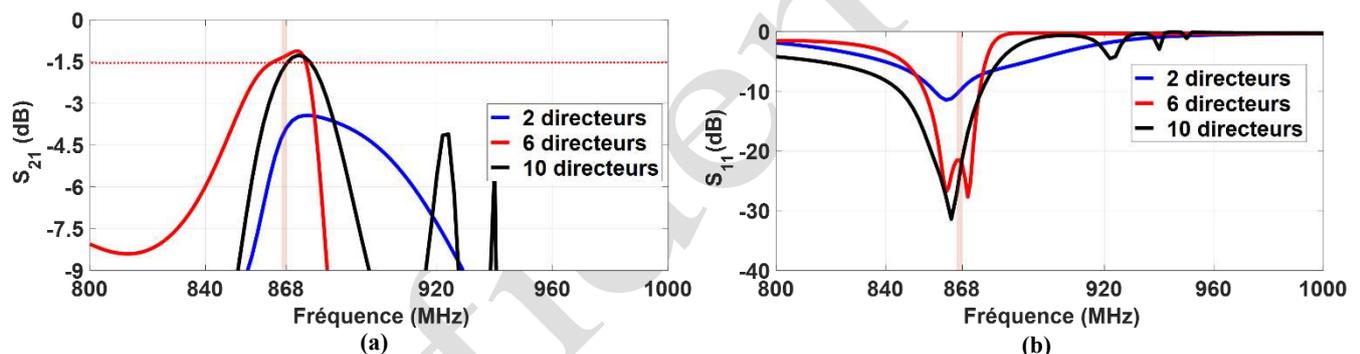


Figure 2.31 Impact du nombre des éléments sources sur les paramètres S du système de TESF avec antenne à faisceau en bout (a) pertes d'insertion (b) adaptation

Avec les trois configurations optimisées, on peut voir sur la figure 2.31 que les pertes d'insertion sont de 3.35 dB, 1.38 dB et 1.45 dB, respectivement avec 2, 6 et 10 directeurs. Lors de nos études, on a constaté effectivement qu'à partir d'un certain nombre de directeurs, ces pertes ne varient plus et restent aux alentours de 1.4 dB. Et comme le montre la figure 2.30, on retrouve le même comportement qu'un guide d'onde classique où le champ est concentré aux alentours des différents éléments.

L'impact des éléments réflecteurs a également été étudié pour réduire au maximum les pertes d'insertion. Dans ce cas, on ajoute du côté émetteur et récepteur des réflecteurs supplémentaires. La configuration avec 6 directeurs a été utilisée dans ce cas-ci, car en effet, elle est plus compacte que celle avec 10 directeurs. L'écartement entre les réflecteurs est ici fixé à la même valeur que celle des autres éléments, à savoir 10 mm. Dans ce sens, nous évaluons directement les pertes d'insertion à 868 MHz en fonction des nombres des réflecteurs. Dans cette étude, on a également constaté que l'augmentation des nombres des réflecteurs a très peu d'impact sur l'adaptation car, dans tous les cas, on reste adapté dans la bande de fréquence ETSI. Toutefois sur les pertes d'insertion, on peut voir dans la figure 2.32, une diminution de plus de 0,5 dB à partir de 3 réflecteurs, qui se stabilise au fur et à mesure que l'on augmente le nombre de réflecteurs. Au final, en limitant le nombre de réflecteurs à 3 de

chaque côté des antennes, on obtient des pertes d'insertion minimale de 0.88 dB à 868 MHz. Les paramètres optimisés de la solution sont présentés dans le tableau 2.4.

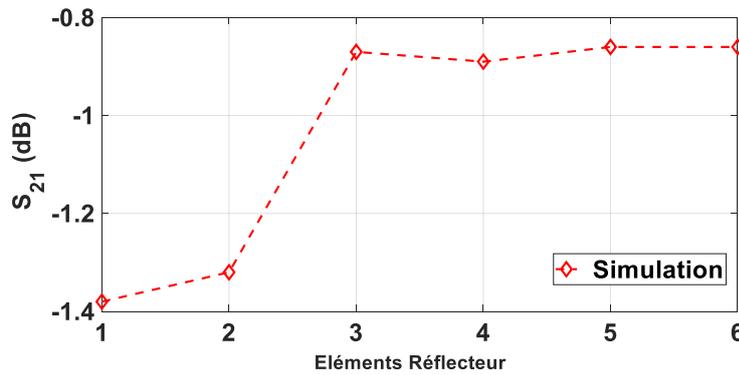


Figure 2.32 Impact du nombre des éléments sources sur les paramètres

Tableau 2.4 Paramètres et dimensions optimisées des éléments de l'antenne à faisceau en bout

Paramètres/symbole	Valeurs
Longueur des réflecteurs/ $L_{Ref}$	92 mm
Longueur des sources repliées / $L_{sr}$	171 mm
Longueur des directeurs/ $L_{dir}$	81 mm
Ecart entre réflecteur et source/ $D_{Ref}$	10 mm
Ecart entre réflecteur et source/ $D_s$	10 mm
Ecart entre source et directeur/ $D_{dirRef}$	10 mm
Ecart entre les directeurs/ $D_{dir}$	10 mm
Ecart entre les réflecteur / $D_{Ref}$	10 mm
Gap entre les deux antennes/ $g$	20 mm

De la même manière que pour la solution à base de guide d'onde, nous avons estimé le gain réalisé de l'antenne seule, à savoir celle qui est supposée être connectée au lecteur. Comme nous l'avons mentionnée précédemment, la solution a été optimisée en tenant en compte des deux antennes. De ce fait, une antenne seule n'est pas nécessairement adaptée. Comme illustré sur la figure 2.33, l'adaptation n'est pas assurée quand l'antenne est toute seule, elle est seulement de -5 dB dans la bande ETSI. De plus, son gain réalisé est de 2.44 dBi. Si on tient compte des limites imposées par les normes en vigueur, comme évoqué dans la section 4.2, cette solution est tout à fait adéquate pour le système envisagé.

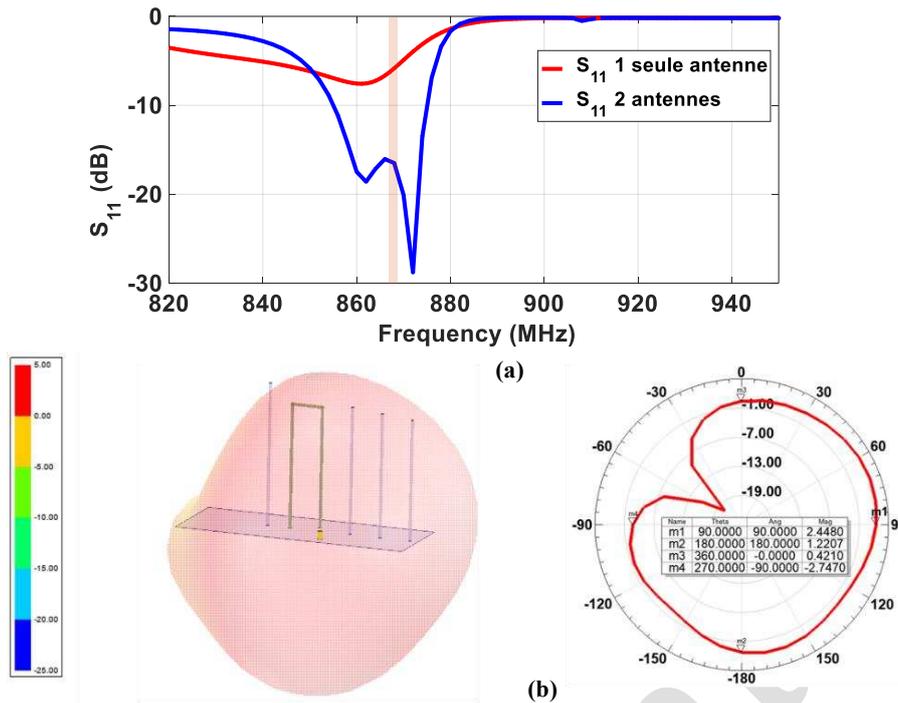


Figure 2.33 Performance de l'antenne à faisceau en bout (a) adaptation (b) gain réalisé

Afin de compléter et valider cette étude, nous avons par la suite, réalisé les antennes au sein de LCIS. Les prototypes réalisés ont été fabriqués manuellement, avec des tiges de cuivre de 2 mm de diamètres. Les connexions des différents éléments avec le plan de masse en cuivre ont été faites par une simple soudure. Comme le montre la figure 2.34, des imperfections sont à noter, notamment sur les éléments qui ne sont pas entièrement droit, de même sur le repliement des éléments sources qui ne sont pas parfaitement droits.

Toutefois, avec les dimensions et les bons écartements, nous avons mesuré les paramètres S de la solution lorsque les deux antennes sont face à face avec un gap de 20 mm.



Figure 2.34 Prototype de la solution de TESH avec antenne à faisceau en bout

Comme attendu avec les imperfections de fabrication, une dégradation de 0.8 dB est observée avec la solution mesurée, soit une perte minimale de 1.5 dB sur la bande ETSI. Toutefois l'allure des courbes reste similaire. De plus, la solution mesurée reste adaptée dans la bande de fréquence souhaitée.

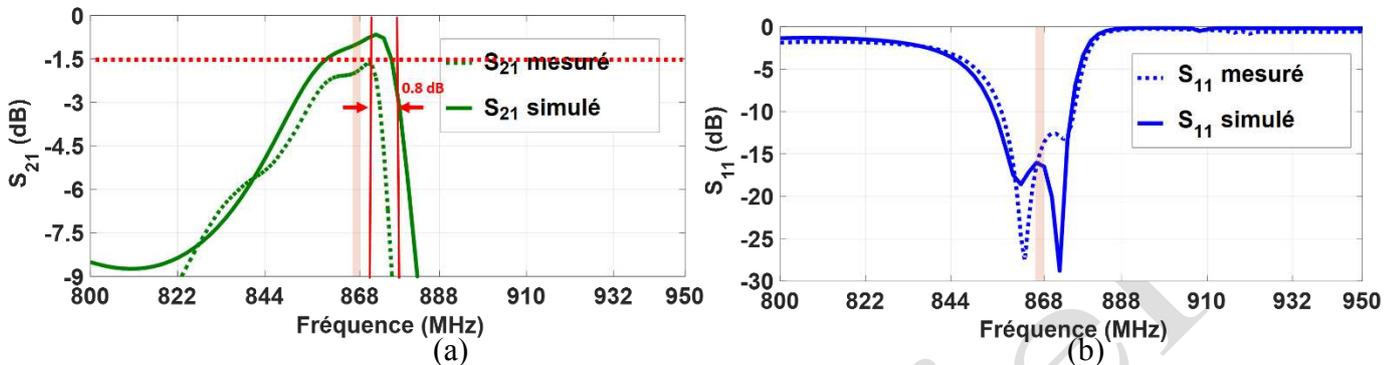


Figure 2.35 Paramètres S mesurés et simulés de la structure à base de monopole Yagi-uda (a) pertes d'insertion (b) adaptation

## Estimation de la tolérance

Comme il a été évoqué dans la section 4.3, un alignement parfait des antennes est impossible à réaliser. Ainsi, comme pour la solution à base de guide d'onde, nous avons également étudié la sensibilité en cas de désalignement. Pour cela, le paramètre  $S_{21}$  a été mesuré lorsqu'un côté du système TESF était déplacé le long de  $z, y, x$  et de  $\Theta$ , comme le montre la figure 2.36. La fréquence est fixée à 868 MHz.

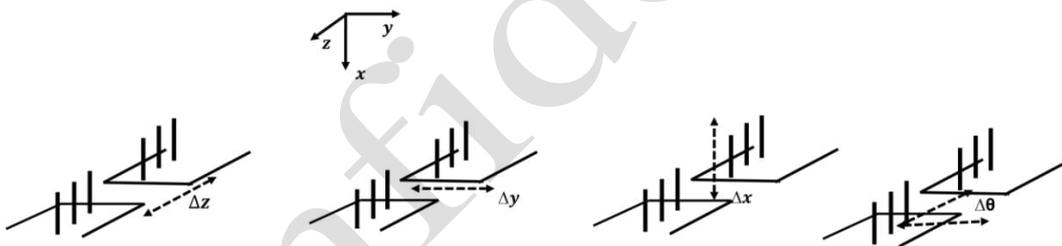


Figure 2.36 Etude de sensibilité des antennes à faisceaux en bout

D'après les résultats présentés sur la figure 2.37, on peut apercevoir sur toutes les variations, une différence aux alentours de 0.7 dB entre les résultats simulés et mesurés. Cela est principalement lié à la précision de fabrication de la solution, bien que l'allure des courbes reste cohérente. Si on regarde les résultats simulés, et en tenant compte du seuil minimal imposé par le cahier des charges (1.5 dB), on remarque qu'une variation sur l'axe des  $y$ , pour un désalignement de  $\pm 30$  mm, la solution reste satisfaisante. De même, pour une variation de l'angle  $\theta$ , pour un désalignement de  $\pm 20^\circ$  on reste en dessous des pertes minimales. Pour une variation sur l'axe des  $x$ , cette tolérance varie de -30 mm à 20 mm. Et enfin, dans le cas d'une variation sur l'axe des  $z$ , on remarque que lorsque les deux antennes sont en contact, les pertes sont plus importantes, ce qui est lié à un fort couplage entre les deux directeurs, entraînant également une désadaptation de la solution.

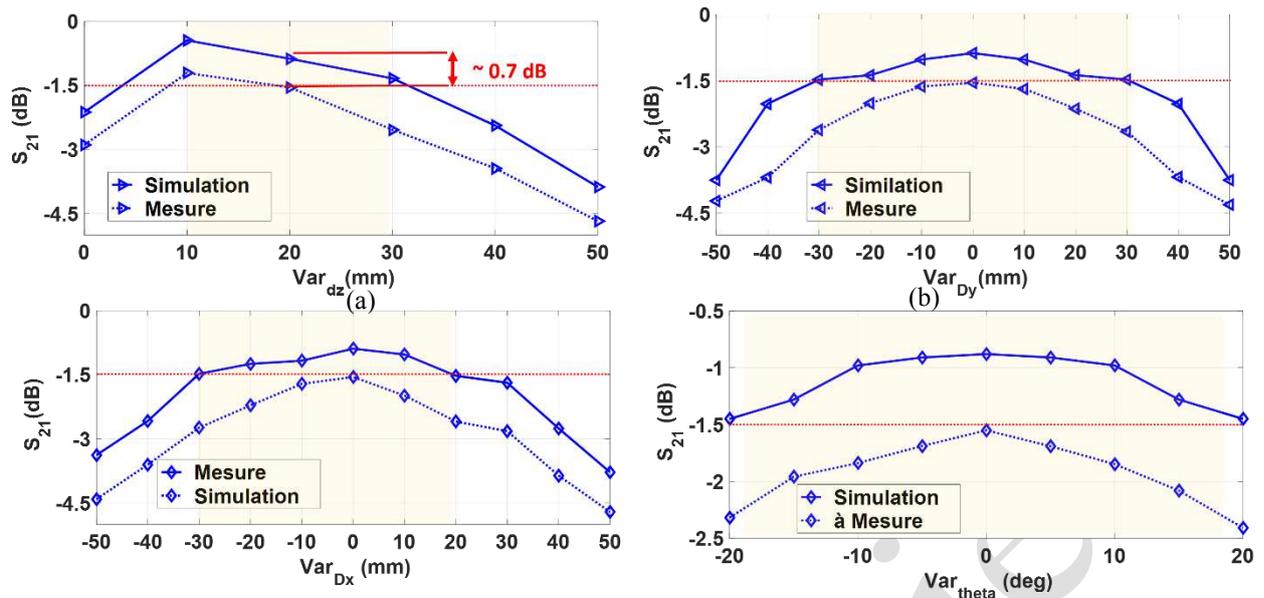


Figure 2.37 Variation  $S_{21}$  à 868 MHz (a) axes x (b) axes y (c) axes z (d) theta

En tout, cette solution peut être un bon candidat pour l'application que nous visons. En effet, comparée à la solution à base de guide, on retrouve des performances plus ou moins similaires, en termes de performance et de tolérance. A titre de comparaison, le tableau 2.5 présente les performances des deux solutions, en termes de performances et de tolérance.

Tableau 2.5 TESH à base de guide d'onde Vs antenne à faisceau en bout

Solutions	Guide d'onde (l x h x L*)	Antenne à faisceau en bout (l x h x L)
Dimensions maximales	178x40x300	57x91x150
Pertes d'insertion minimale (gap 20 mm)	1.16 dB	0.9 dB
Tolérance sur l'axe des x (seuil 1.5dB)	+/- 10 mm	- 30 mm à 20 mm
Tolérance sur l'axe des y (seuil 1.5dB)	+/- 35 mm	+/- 30 mm
Tolérance sur l'axe des z (seuil 1.5dB)	0 à 30 mm	10 mm à 30 mm

\*l x h x L largeur x hauteur x Longueur

Toutefois, comme on a eu l'opportunité de fabriquer la solution, malgré certaines imperfections, nous avons poussé notre étude, cette fois-ci, en prenant en compte un vrai système RFID.

### II.5.1.2. Mesure RFID

Nous avons également évalué l'impact du système TESH sur les performances d'une étiquette RFID, en mesurant la réponse à l'intérieur d'une chambre anéchoïque. Deux mesures ont été effectuées. D'abord, avec une connexion directe du lecteur RFID à l'antenne interne avec un câble coaxial. Les câbles utilisés sont de longueur 2x50 cm, avec des pertes typiques de 0.75 dB/m, selon les informations fournies par le constructeur. La deuxième mesure consiste à utiliser le système TESH. Le gap entre les antennes du système de TESH est fixé à 20 mm. Dans

cette configuration, un câble supplémentaire de 30 cm est utilisé pour relier une antenne du système de TESH avec le lecteur. La figure 2.38 présente des photos des deux configurations. L'évaluation est basée sur la mesure du niveau de puissance d'activation, de la puissance rétrodiffusée et de la distance de lecture de l'étiquette en fonction de la fréquence. Les mesures ont été effectuées avec le dispositif RFID UHF «Tagformance»[2.44]. Une étiquette commerciale appelée «DashXXS» [2.45] a été utilisée et fixée sur une clé Allen de 172 mm de longueur. L'étiquette a une surface totale de 6,75 x 2,08 mm, elle est polarisée linéairement et fonctionne de 860 à 928 MHz.

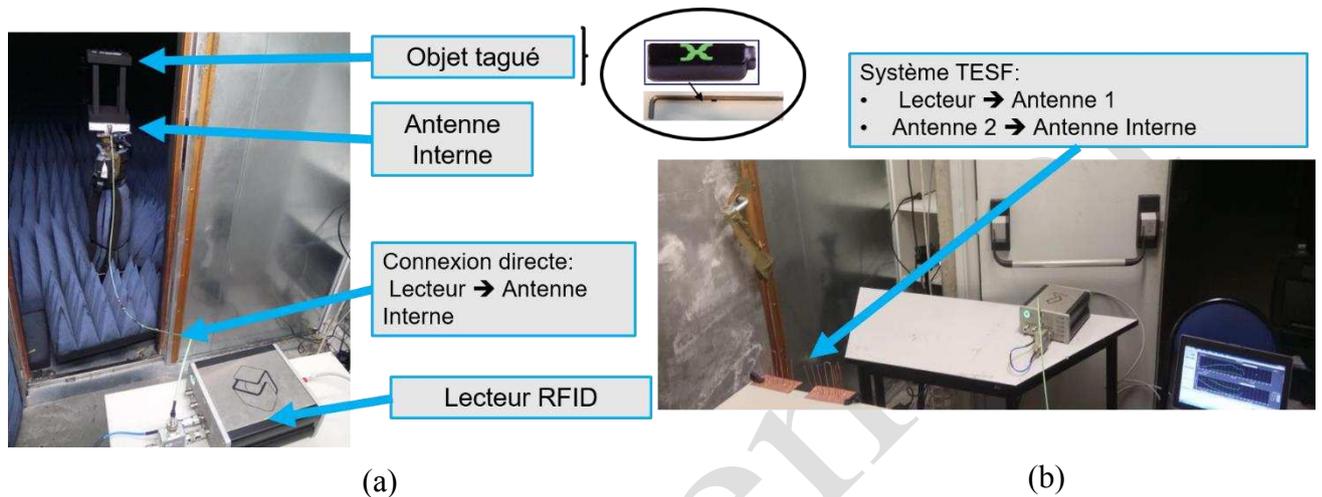


Figure 2.38 Configuration de mesure de la mesure RFID a) Connexion directe. (b) Avec l'antenne à faisceau en bout

Les résultats présentés sur la figure 2.39 montrent que l'intégration du système TESH entraîne une perte de 3.51 dB, autant sur la puissance d'activation que sur la puissance rétrodiffusée. Ces pertes sont évidemment liées aux pertes d'insertion de 1.5 dB, mesurées précédemment. En effet, comme la communication entre le lecteur et le tag se fait en deux sens, à savoir, une liaison montante (du lecteur vers le tag) et une liaison descendante (tag vers lecteur), on aura des pertes plus importantes sur la mesure RFID. Les pertes supplémentaires que nous avons dans ce cas, sont liées aux pertes dans les câbles.

En terme de portée de lecture, Ces pertes impliquent une réduction de la portée de lecture de 4.2 m (liaison par câble) à 3 m, soit 1.5 m.

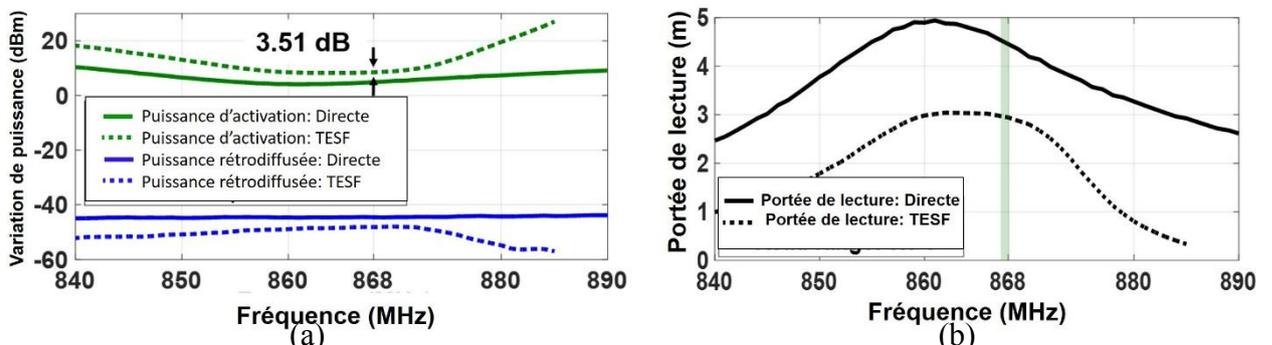


Figure 2.39 (a) Variations de la puissance d'activation et rétrodiffusée (b) la variation de la portée de lecture

### II.5.1.3. Exemple d'implémentation

Afin de valider le système, des mesures sur une application quasi-réelle sont présentées dans cette section. Pour ce faire, plusieurs objets tagués sont placés sur trois étagères en bois, dans un placard métallique fermé. Les étagères sont situées à une distance de 55 cm, 105 cm et 155 cm de l'antenne interne. Le lecteur RFID commercial utilisé est le lecteur RFID UHF Impinj Speedway Revolution R420 [2.46]. Trois tags commerciaux différents ont été utilisés pour la mesure, le premier est le tag «dogbone» dédié aux objets non métalliques [2.47], le deuxième et le troisième tags sont «Dash XXS» et «Dot XXS» placés sur des outils métalliques [2.45]. L'antenne interne est l'antenne RFID «RF Max S8658PR» [2.48] qui est une antenne à polarisation circulaire droite, avec un gain de 8,5 dBic. La configuration du test est décrite à la Figure 2.40.



Figure 2.40 Configuration de mesure de l'implémentation quasi-réel

L'évaluation est basée sur la mesure du taux de détection avec une connexion directe et avec le système TESF pour un gap fixe de 2 cm, et pour différentes valeurs de la puissance de sortie du lecteur RFID, de 10 dBm à 31,5 dBm, qui est la valeur maximale possible pour ce type de lecteur.

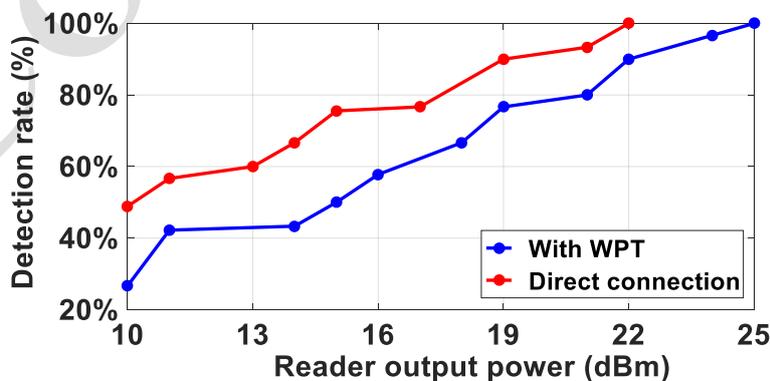


Figure 2.41 Variation du taux de détection dans la bande ETSI.

Les résultats de mesure (figure 2.41) montrent qu'un taux de détection de 100% est obtenu pour une puissance maximale de 25 dBm, avec le système TESF et seulement 22 dBm, avec une

connexion directe. Cependant, il existe en moyenne une différence de 3 dB entre la lecture directe et la lecture avec le système TESF. Cela reste tout à fait cohérent, puisque les matériels que nous avons utilisés pour cette expérience, sont les mêmes que ceux utilisés dans la section 5.1.3, que cela soit au niveau des câbles, des connexions ou encore de l'antenne interne. En d'autres termes, la nature métallique des parois de l'armoire n'a pas d'effet indésirable dans ce cas-ci.

#### **II.5.1.4. Conclusion**

Compte tenu des performances présentées en simulation, cette deuxième solution présente des performances très satisfaisantes en terme d'efficacité. En effet, des pertes d'insertion minimales de 0.9 dB ont été obtenues dans la condition de lecture envisagée. De plus, les études sur la tolérance nous ont montré que la solution reste robuste pour des variations de +/- 30 mm dans les différentes directions possibles. Cependant, une précision importante doit être considérée pour la réalisation et l'industrialisation des antennes afin d'éviter des pertes supplémentaires. De plus, la protection des différents éléments nécessiterait un radôme adéquat, ce qui peut entraîner des coûts supplémentaires.

Confidentiel

## II.7. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre des systèmes de TESH, permettant de fournir de l'énergie dans un cabinet métallique afin de détecter des tags RFID. En se basant sur les mesures effectuées au sein de NEXESS, et aux études théoriques sur les systèmes de TESH, nous avons étudié et évalué trois structures antennaires différentes, en termes de performance, de réalisation et d'intégration. Il s'agit d'une structure à base de guide d'onde métallique, une deuxième structure à base d'antenne à faisceaux en bout et une troisième structure à base de réflecteur en cavité. Au final, la meilleure solution est celle à base d'antenne réfléchissante en cavité qui a été retenue pour être intégrée sur l'armoire métallique. Cette solution se caractérise par sa robustesse, une perte d'insertion faible, une bande passante large, une immunité aux éléments parasites, une réalisation facile, une intégration aisée et une bonne tolérance aux imperfections mécaniques et désalignement. Bien que les mesures effectuées, pour valider la solution retenue aient montré que l'objectif en terme de taux de détection n'est pas totalement atteint pour le cas d'usage considéré, les performances de la solution ont été jugées acceptables pour des applications pratiques, avec les vrais outils et des tags plus performants.

Une problématique supplémentaire apparaît à la suite de ces travaux, à savoir, la lecture de petits outils, par utilisation de tags miniatures. Ce sera le thème abordé par la suite.

## Références

- [2.1] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, “Wireless Charging Technologies Fundamentals, Standards, and Network Applications,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1413–1452, 2016.
- [2.2] E. M. Purcell and D. J. Morin, *Electricity and Magnetism*. Cambridge University Press, 2013.
- [2.3] N. Tesla, “The Transmission of Electrical Energy Without Wires,” *Electr. World Eng.*, 1904.
- [2.4] N. Shinohara, *Wireless Power Transfer via Radiowaves*, Wave serie. Great Britain ISTE Ltd, 2014.
- [2.5] W. C. Brown, “The History of Power Transmission by Radio Waves,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. M, no. 9, pp. 1230–1242, 1984.
- [2.6] R. H. Nansen, “Wireless power transmission the key to solar power satellites,” *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol. 11, no. 1, pp. 33–39, 1996.
- [2.7] O. L. Y. Bntelyivas and A. A. D. Propagation, “Satellite Communications Relay System Using Space Antenna a Retrodirective.”
- [2.8] T. F. Rogers, “Reflector Satellites for Solar Power,” *IEEE Spectr.*, no. 7, pp. 38–43, 1981.
- [2.9] G. Covic, “Inductive Power Transfer,” *Proc. IEEE*, vol. 101, no. June 2013, 2016.
- [2.10] K. Takashi Shigeno, Kanagawa (JP); Kazuya Andachi, Tokyo (JP); Feilang Tseng, Kyoto (JP); Tamaki Ito and (JP), “Charger For Electric Toothbrush,” 2014.
- [2.11] V. Khayrudinov, “Wireless Power Transfer system Development and Implementation,” *ResearchGate*, no. March, 2015.
- [2.12] X. Chen, F. Lu, and T. T. Ye, “Mutual coupling of stacked UHF RFID antennas in NFC applications,” *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, pp. 1–4, 2009.
- [2.13] A. Costanzo *et al.*, “Matched Resonant Inductive WPT Using the Coupling – Independent Regime Theory and Experiments,” pp. 204–207, 2017.
- [2.14] P. M. Saghlatoon Hossein, Rashid Mirzavand, Mohammad Honari, “Investigation on Passive Booster for Improving Magnetic Coupling of Metal Mounted,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, pp. 1–8, 2017.
- [2.15] Q. Liu, Y. Yu, and S. He, “Capacitively loaded, inductively coupled fed loop antenna with an omnidirectional radiation pattern for UHF RFID tags,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1161–1164, 2013.
- [2.16] B. Wang, H. Liu, C. Liu, L. Zhang, J. Pan, and Y. Okuno, “A UHF RFID reader antenna with near field inductive wireless power transfer feature,” *2016 Prog. Electromagn. Res. Symp. PIERS 2016 - Proc.*, vol. 2, pp. 1319–1322, 2016.
- [2.17] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, P. Israelsen, and J. Muhs, “A Review on Inductive Charging for Electric Vehicles,” pp. 143–147, 2011.
- [2.18] J. A. Hagerty *et al.*, “Broad-Band Rectenna Arrays,” vol. 52, no. 3, pp. 1014–1024, 2004.
- [2.19] S. Ladan, N. Ghassemi, A. Ghiotto, and K. Wu, “Highly efficient compact rectenna for wireless energy harvesting application,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 14, no. 1, pp. 117–122, 2013.
- [2.20] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, and Z. Han, “Resource allocation in wireless networks with RF energy harvesting and transfer,” *IEEE Netw.*, vol. 29, no. 6, pp. 68–75, 2015.
- [2.21] Q. Chen, K. Ozawa, Q. Yuan, and K. Sawaya, “Antenna characterization for wireless power-transmission system using near-field coupling,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, no. 4, pp. 108–116, 2012.
- [2.22] D. Nguyen, F. Reno, J.-A. Monblanc, I. Rakotomalala, P. Lemaitre-Auger, and S.

- Tedjini, "Simulation du système , caractérisation antennaire et mesure de la performance," 2017.
- [2.23] "UHF RFID Antennas ID ISC.ANT.U170/170." [Online]. Available <https://www.feig.de>.
- [2.24] M. Lalkota, G. Gupta, and A. R. Harish, "UHF reader antenna for near and far field RFID operation," *12th Annu. IEEE Int. Conf. RFID, RFID 2018*, pp. 1–7, 2018.
- [2.25] X. D. Wei, H. L. Zhang, and B. J. Hu, "Novel broadband center-fed UHF near-field RFID reader antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 703–706, 2015.
- [2.26] Y. S. Boo, Nasimuddin, Z. N. Chen, and A. Alphones, "Broadband circularly polarized microstrip antenna for RFID reader applications," *APMC 2009 - Asia Pacific Microw. Conf. 2009*, vol. 1, pp. 625–628, 2009.
- [2.27] J. H. Lu and S. F. Wang, "Planar broadband circularly polarized antenna with square slot for UHF RFID reader," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 1, pp. 45–53, 2013.
- [2.28] D. Pozar, *Microwave Engineering Fourth Edition*. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [2.29] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*. 2005.
- [2.30] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*. JOHN WILEY & SONS, INC., 2010.
- [2.31] M. Jarem, "John m. jarem," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp. 14–19, 1987.
- [2.32] "ETSI TR 102 436 V2.1.1," 2014. [2.Online]. Available <http://www.etsi.org>.
- [2.33] D. Paret, *En ultra et super hautes fréquences UHF- SHF Théorie et mise en oeuvre*, DUNOD. L'USINE NOUVELLE, 2008.
- [2.34] "Straight Waveguide." [Online]. Available <http://www.vectortele.com>.
- [2.35] P. Viezbieckie, *Yagi Antenna Design*, NBS Tech N. 1976.
- [2.36] S. Basbug, "An Antenna Design Technique Based on Differential Evolution Algorithm Using An Objective Function Designed with Finite Element Method Simulations," *IEEE Conf. Appl. Inf. Commun. Technol.*, no. 13, pp. 4–7, 2019.
- [2.37] C. K. Y. Kitamura, A. M. Morishita, T. F. Chun, W. G. Tonaki, A. T. Ohta, and W. A. Shiroma, "A liquid-metal reconfigurable Yagi-Uda monopole array," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 65–67, 2013.
- [2.38] D. C. Nascimento, R. Schildberg, and J. C. Da, "Low-cost Yagi-Uda monopole array," *2008 IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Usn. Natl. Radio Sci. Meet. APSURSI*, pp. 8–11, 2008.
- [2.39] Q. Xin, F. S. Zhang, B. H. Sun, Y. L. Zou, and Q. Z. Liu, "Yagi-Uda antenna with small size for vehicles," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 7, pp. 428–430, 2011.
- [2.40] S. Lim, S. Member, and H. Ling, "Design of a Closely Spaced , Folded Yagi Antenna," no. January 2007, 2013.
- [2.41] N. N. A. R. Weily, "Compact E-band planar quasi-Yagi antenna with folded dipole driver," vol. 4, no. June 2009, pp. 1728–1734, 2010.
- [2.42] N. Nikolic and A. R. Weily, "Printed quasi-Yagi antenna with folded dipole driver," *2009 IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 1–4, 2009.
- [2.43] M. Farran and K. Y. Kabalan, "Compact and High-gain Quasi-Yagi Antennas with Multi-element," *Prog. Electromagn. Res. Symp. — Spring*, vol. 1, 2017.
- [2.44] "Tagformance\_doc." .
- [2.45] "Dash XXS." [2.Online]. Available [www.xerafy.com](http://www.xerafy.com).
- [2.46] "Impinj Speedway Revolution R420 UHF RFID Reader." [2.Online]. Available <https://www.impinj.com/platform/connectivity/speedway-r420/>.
- [2.47] "Dogbone," 2015. [2.Online]. Available <https://www.smartrac-group.com>.
- [2.48] "ATLAS RFMAX S9028PC Indoor RFID Antenna Version 3.pdf." [2.Online]. Available <http://rfmax.us/rfid-antennas.html>.
- [2.49] J. D. Kraus, A. Arbor, and Mich, "Corner Reflector Antenna," 316.625, 1942.
- [2.50] C. Balanis, *Reflector antennas*, vol. 53, no. 9. Wiley Telecom, 2008.

- [2.51] L. Shafai, A. A. Kishk, and A. Sebak, "Near field focusing of apertures and reflector antennas," *IEEE WESCANEX Commun. Power, Comput.*, pp. 246–248, 1997.
- [2.52] W. L. A., *Reflector Antennas*, 1st Editio. 1978.
- [2.53] Z. H. Firouzeh, A. Zeidaabadi-Nezhad, and H. MirMohammad-Sadeghi, "Fast Computation of Radiation Fields of Reflector Antennas by FFT Method," no. 1, pp. 1–5.
- [2.54] V. Veremey, "Superdirective Antennas with Passive Reflectors," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 37, no. 2, pp. 16–27, 1995.
- [2.55] C. a. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, vol. 28, no. 3. 2012.
- [2.56] O. Picon, *Les Antennes Théorie, Conception et Applications*, DUNOD. Paris L'USINE NOUVELLE, 2009.
- [2.57] D. Lipuma, R. Gillard, and S. Méric, "RCS enhancement of flattened dihedral corner reflector using reflectarray approach," *Electron. Lett.*, vol. 49, no. 2, pp. 152–154, 2013.
- [2.58] H. Stockman, "Communication by Means of Reflected Power," *Proc. IRE*, vol. 36, no. 10, pp. 1196–1204, 1948.
- [2.59] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Single and Stacked Circular Microstrip Patch Antennas Backed by a Circular Cavity," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 43, no. 7, pp. 746–750, 1995.
- [2.60] N. C. Karmakar, "Investigations into a cavity-backed circular-patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, no. 12, pp. 1706–1715, 2002.
- [2.61] Q. Li and Z. Shen, "An inverted microstrip-fed cavity-backed slot antenna for circular polarization," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 1, pp. 190–192, 2002.
- [2.62] A. R. Djordjević, A. G. Zajić, and M. M. Ilić, "Enhancing the gain of helical antennas by shaping the ground conductor," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 138–140, 2006.
- [2.63] A. Elsherbini, J. Wu, and K. Sarabandi, "Dual polarized wideband directional coupled sectorial loop antennas for radar and mobile base-station applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1505–1513, 2015.
- [2.64] Z. Sun and P. Fay, "High-gain, high-efficiency integrated cavity-backed dipole antenna at ka-band," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 459–462, 2006.
- [2.65] D. Nguyen, F. Reno, J.-A. Monblan, I. Rakotomalala, P. Lemaitre-Auger, and S. Tedjini, "Simulation du système , caractérisation antennaire et mesure de la performance," 2017.
- [2.66] D. Nguyen, F. Reno, J.-A. Monblan, I. Rakotomalala, P. Lemaitre-Auger, and S. Tedjini, "Etat de l'art Lecture de Tags RFID depuis l'Exterieur d'une Armoire," 2015.
- [2.67] "Reading Station DAPTIQ." [Online]. Available <https://www.stahlwille.de/en/news/news-detail/news/reading-station-daptiq-2/>.

# Chapitre III Tag RFID Miniature pour les petits Objets métalliques

## III.1. Introduction

La lecture de tags RFID attachés à des objets métalliques est, depuis toujours, un défi difficile à relever. En effet, les objets métalliques ont toujours un effet négatif qui dégrade très fortement la communication entre le tag et le lecteur. Cet effet négatif résulte principalement de la dégradation des performances des antennes placées sur ou proches de métaux. Toutefois, de plus en plus de solutions existent pour limiter les effets indésirables du métal sur un système RFID. Ainsi, pour mieux identifier la solution adéquate pour la lecture de tag RFID miniature sur les objets métalliques, il est nécessaire de comprendre, en premier lieu, les effets de l'environnement métallique sur le comportement de l'antenne du tag. Cela aidera par la suite à identifier les types d'antennes susceptibles d'être utilisées pour taguer les outils métalliques.

Ajouté à cet effet indésirable du métal, un des verrous technologiques les plus importants de notre projet est la petite taille de l'objet à identifier. Dans ce sens, une étude comparative des tags miniatures sera effectuée. Par la suite, la modélisation de la solution retenue sera abordée afin de définir un modèle pertinent, pour la suite de nos travaux, en vue d'améliorer et d'optimiser la performance de la solution retenue.

## III.2. Influence de l'environnement

Dans un cas idéal, pour qu'un tag RFID reçoive le maximum de puissance émise par le lecteur, la communication doit s'effectuer dans un espace libre, sans obstacle, les antennes de la station de lecture et de réception doivent être parfaitement alignées. De plus, l'impédance de l'antenne du tag et celle de la puce doivent être parfaitement adaptées. Malheureusement, dans la pratique, les conditions de fonctionnement sont loin d'être parfaites et il en résulte de nombreuses dégradations de la communication RFID. En effet, lorsqu'une onde électromagnétique se propage dans un milieu quelconque, elle peut être réfractée, diffractée, réfléchi, ou absorbée par les matériaux présents dans l'environnement de propagation [3.1]. En fonction de la fréquence et des types de matériaux, certains de ces phénomènes peuvent avoir des effets importants.

Dans notre cas, les principaux phénomènes susceptibles de modifier considérablement l'efficacité du système RFID UHF sont les réflexions multiples générées par les parois métalliques de l'armoire et les supports sur lesquels les tags vont être placés. Ce phénomène sera décrit dans cette section.

### III.2.1. Réflexion

En principe, lorsqu'une onde électromagnétique est réfléchi par un métal comme c'est le cas dans une armoire avec des parois métalliques, le champ réfléchi garde la même amplitude. Pour une fréquence donnée et pour un milieu spécifique, à cause des différences des longueurs de parcours de l'onde, comme illustré sur la figure 3.1 [3.2],

les signaux ayant subi des réflexions produisent en fonction des amplitudes et phases respectives, des interférences et des effets constructifs ou destructifs, avec l'onde primaire directe issue du lecteur.

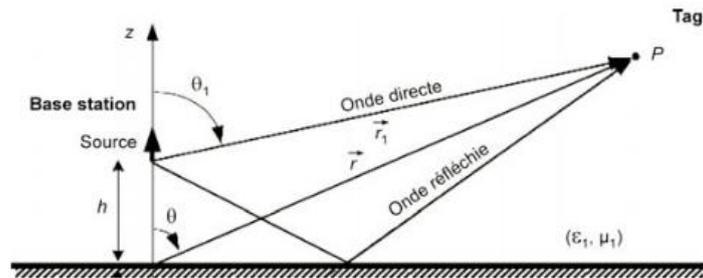


Figure 3.1 Phénomène de propagation et de réflexion des ondes en fonction de l'environnement

Le phénomène d'interférence découle de la superposition d'une onde réfléchi et de l'onde directe [3.3]. En RFID UHF, il s'agit de l'une des principales causes de l'atténuation du signal au niveau de l'antenne du tag. La combinaison du signal émis par le lecteur avec des trajets multiples est à l'origine de ce que l'on appelle l'évanouissement par trajets multiples (multipath fading) [3.3.4]. En effet, la combinaison créée par la superposition de ces signaux aux trajets multiples peut être constructive ou destructive. Elle est dite constructive, lorsque l'onde réfléchi est en phase ou proche de l'être, avec l'onde primaire directe provenant de l'antenne du lecteur, le signal réfléchi s'additionne au signal direct (figure 3.2). L'interférence est destructive lorsque la phase de l'onde réfléchi est en opposition de phase ou proche de l'être, avec l'onde primaire directe issue du lecteur, le signal réfléchi se soustrait au signal direct, comme illustré sur la figure 3.3

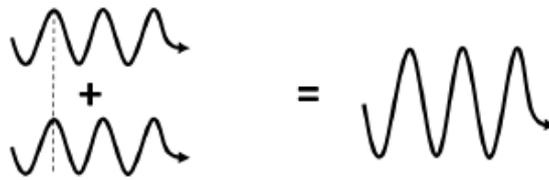


Figure 3.2 Interférence constructive

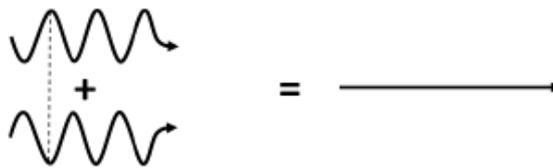


Figure 3.3 Interférence destructive

En raison de la complexité des facteurs de l'environnement réel qui ont une influence sur la performance de lecture d'un système RFID, une simulation à plusieurs niveaux est souvent nécessaire, à savoir le tag lui-même avec l'objet à identifier, l'armoire métallique dans laquelle l'objet tagué sera placé et les objets environnants. Grâce à cette simulation, il est possible d'identifier rapidement les facteurs principaux qui peuvent influencer le bon fonctionnement du système et évaluer les solutions potentielles. Dans ce chapitre, nous nous focaliserons sur la structure du tag, en particulier, sur l'antenne du tag et sur l'objet à taguer. L'impact de l'armoire ainsi que des objets environnants seront abordés dans le chapitre 5.

### III.2.2. Fonctionnement de l'antenne du tag sur un objet métallique

L'influence du milieu métallique est très importante tant au niveau de la communication, à travers le phénomène de réflexion, qu'au niveau des caractéristiques du tag et plus précisément

sur le comportement de l'antenne. En pratique, les antennes de type dipôle sont les plus populaires et les plus utilisées pour les tags RFID UHF, car elles ont une structure simple, très souvent monocouche, et peuvent être facilement adaptées à l'impédance de la puce RFID. De plus, elles offrent un rayonnement omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à l'axe du dipôle. Ce qui est extrêmement pratique lorsque l'emplacement des objets n'est pas fixe car elle offre une large couverture spatiale, pour récupérer la puissance envoyée par l'antenne du lecteur.

L'interaction électromagnétique indésirable entre une antenne de tag RFID et le support sur lequel le tag est placé, est une question fondamentale en RFID largement considérée dans la littérature [3.5]–[3.9]. Dans une telle configuration, et surtout pour une antenne dipôle, la performance de lecture est fortement influencée par le caractère métallique de l'objet à taguer. En effet, les courants induits par un objet métallique et ceux de l'antenne du tag sont en opposition de phase, ce qui entraîne un court-circuit et, par conséquent, une dégradation importante de l'efficacité de l'antenne [3.10].

Pour ces antennes dipolaires, une étude a été menée dans [3.11], afin d'illustrer l'influence d'une plaque métallique sur la performance d'une antenne de tag RFID UHF. Dans cette étude l'auteur a choisi une antenne dipôle demi-onde repliée en T comme illustrée sur la figure 3. 4.

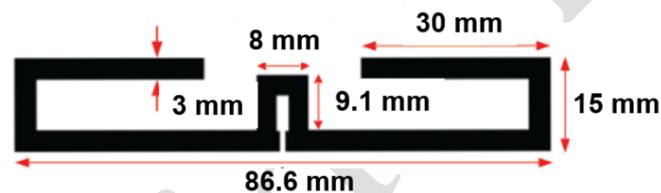


Figure 3.4 Antenne dipôle demi-onde simulée. L'antenne est à proximité d'une plaque métallique [3.11]

L'antenne a été simulée à une distance de 1,5 mm d'une plaque métallique avec des dimensions de  $140 \times 50 \times 53$  mm. Les paramètres de l'antenne ont été optimisés afin d'adapter l'antenne à une puce d'impédance  $(15 - j150)\Omega$  à la fréquence RFID ETSI 866,6 MHz. Pour illustrer le court-circuit créé par l'opposition de phase entre le courant sur la plaque et le courant sur l'antenne, on peut apercevoir sur la figure 3.5, que leurs amplitudes sont du même ordre de grandeur, mais les directions des flux de courant sont opposées.

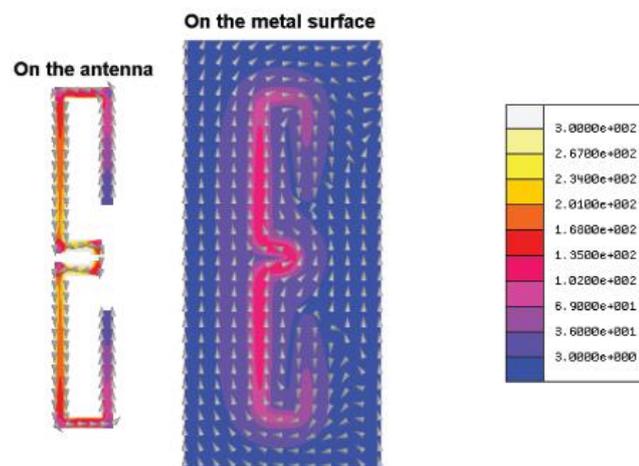


Figure 3.5 Densité de courant surfacique (A/m) sur le dipôle replié en « T » [3.11]

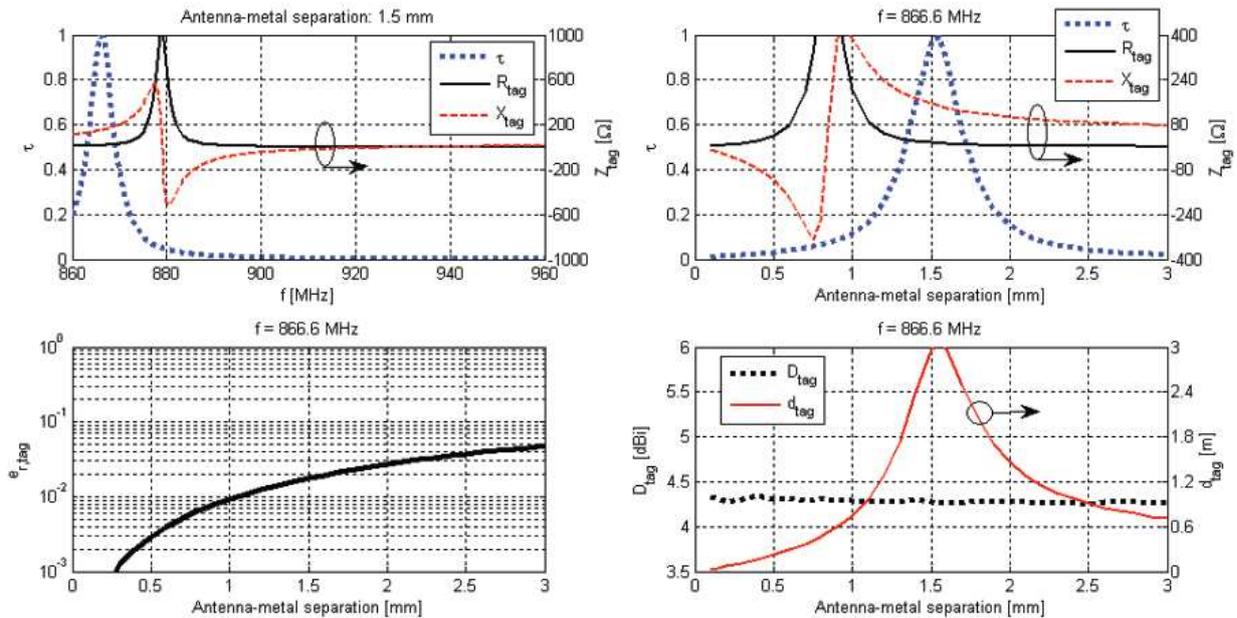


Figure 3.6 Performance de l'antenne du tag (a) impédance en fonction de la fréquence (b) impédance en fonction du gap (c) efficacité de l'antenne du tag (d) directivité de l'antenne et portée de lecture du tag[3.11]

Par la suite, afin de montrer l'impact de la plaque métallique sur les performances du tag, l'auteur a évalué l'impédance de l'antenne, l'efficacité, la directivité et la portée de lecture du tag comme illustré sur la figure 3.6. On peut remarquer qu'en dessous de la fréquence de résonance, l'impédance de l'antenne est purement inductive, fournissant une adaptation conjuguée acceptable à la puce. Par conséquent, la puissance récupérée par l'antenne est bien transmise à la puce avec une efficacité de transfert ( $\tau$ ) maximale à 866,6 MHz. Cependant, l'efficacité du rayonnement reste faible, inférieure à 5%, jusqu'à une séparation antenne-métal de 3 mm. En effet, même si l'efficacité de l'antenne est très faible, sa portée de lecture reste élevée, d'environ 3 m grâce à une meilleure adaptation. En d'autres termes, l'effet parasite engendré par la présence d'un objet métallique peut être compensé, en prenant en compte un gap important entre le tag et le métal. Toutefois, l'augmentation de ce gap augmentera sûrement la taille et l'encombrement du tag. Dans la pratique, cela reste difficilement envisageable car il faudrait utiliser des substrats de faibles pertes avec des épaisseurs importantes, ce qui peut s'avérer inadapté et certainement très onéreux. Les structures « Electromagnetic band-gap » (EBG) [3.12] peuvent être également envisagées car elles peuvent empêcher la propagation d'une onde électromagnétique à une certaine fréquence, et aussi réduire le niveau des lobes secondaires augmentant ainsi les paramètres de rayonnement d'une antenne. Toutefois, la réalisation d'une telle structure reste trop compliquée, et n'est pas propice à une production à grande échelle.

Le moyen, le moins onéreux et le plus facile à intégrer reste l'introduction d'un plan de masse entre l'antenne et l'objet à identifier. Parmi les types d'antennes intégrant un plan de masse, les plus connues et les plus utilisées, on trouve les antennes de type patch et les antennes PIFA (Planar Inverted F Antenna).

### III.3. Antennes dédiées à l'identification d'objets métalliques

Le plan de masse inclus dans les antennes patch ou les antennes PIFA permet d'isoler électromagnétiquement l'antenne du tag de l'objet métallique. Grâce à cette fonctionnalité, ces

types d'antennes ont été les premiers à être utilisés dans les tags dédiés aux objets métalliques. Jusqu'à présent, de nombreuses modifications des antennes patch et des PIFA ont été proposées pour réduire la taille, améliorer la bande passante et élargir les portées de lecture des tags. Dans cette partie, nous allons montrer l'intérêt des antennes avec plan de masse pour l'identification des objets métalliques, et cela par des exemples de tags tirés de la littérature.

### III.3.1. Antenne Patch

L'antenne patch micro-ruban conventionnelle est généralement composée de deux plaques conductrices séparées par un diélectrique, l'une constitue l'élément rayonnant et l'autre le plan de masse. La forme de l'élément rayonnant peut être complexe mais le plus souvent, elle est rectangulaire ou circulaire. Lorsque l'on excite l'élément rayonnant, soit par une ligne micro-ruban ou par une sonde coaxiale, une distribution de courants apparaît à sa surface, créant alors des champs aux bords, et confinés à l'interface conducteur – substrat. Ce sont ces champs qui sont la source du rayonnement de ce type d'antenne [3.3].

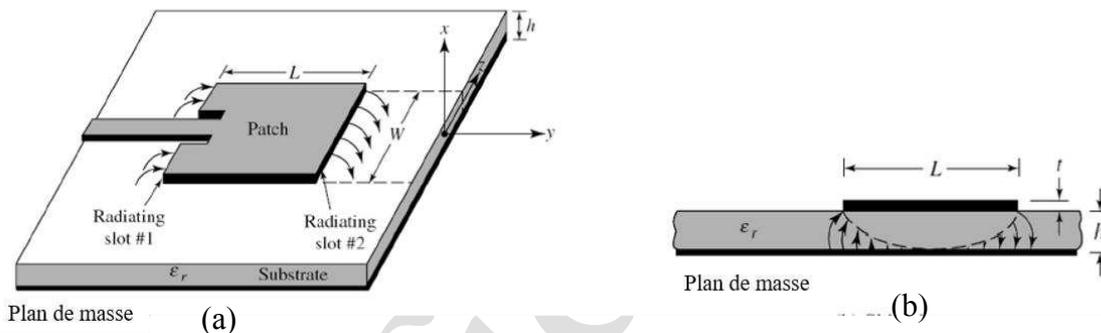


Figure 3.7 Antenne patch microruban (a) vue de haut (b) vue de coupe

Au cours des dernières années, une grande quantité d'antennes de tag RFID à base d'antenne patch ont vu le jour [3.7], [3.9], [3.12]–[3.15]. Un exemple récent étudié dans [3.7], montre l'impact du plan de masse sur la performance de lecture d'un tag RFID. L'antenne étudiée est présentée sur la figure 3.8, elle est conçue pour travailler dans la bande américaine FCC (915 MHz).

Comme on peut le voir, il s'agit d'un patch rectangulaire, le diélectrique utilisé est le RT / Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2,2$ ,  $\tan \delta = 0,0009$ ). Le tag est destiné au suivi d'objets métalliques volumineux et de grande valeur. La taille totale du tag est de  $131 \text{ mm} \times 68 \text{ mm} \times 3,3 \text{ mm}$ . Le patch est connecté directement à l'une des deux bornes de la puce. L'autre borne de la puce est quant à elle connectée au plan de masse via trois pistes conductrices traversant les bords du substrat. De plus, pour garantir des performances maximales de l'antenne tag sur un objet métallique, l'étude a été réalisée sur une plaque de cuivre de  $20 \times 20 \text{ cm}$  placée en dessous le plan de masse de l'antenne.

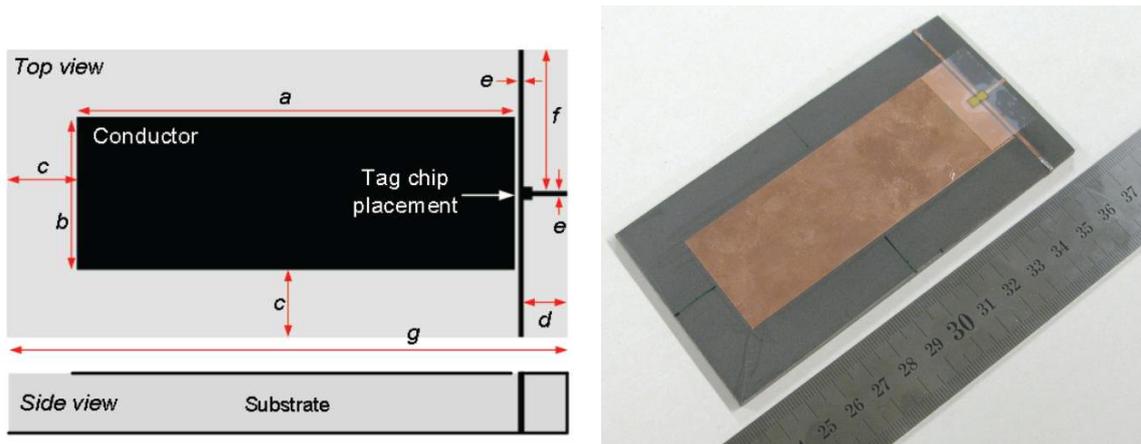


Figure 3.8 Antenne patch étudié dans [3.7]

Dans le résultat repris sur la figure 3.8, l'auteur a montré que la présence de la plaque métallique ne dégrade pas l'adaptation puisque dans les deux cas, et dans la bande de fréquence souhaitée, l'antenne est très bien adaptée à l'impédance de la puce, comme le montre la figure 3.9.

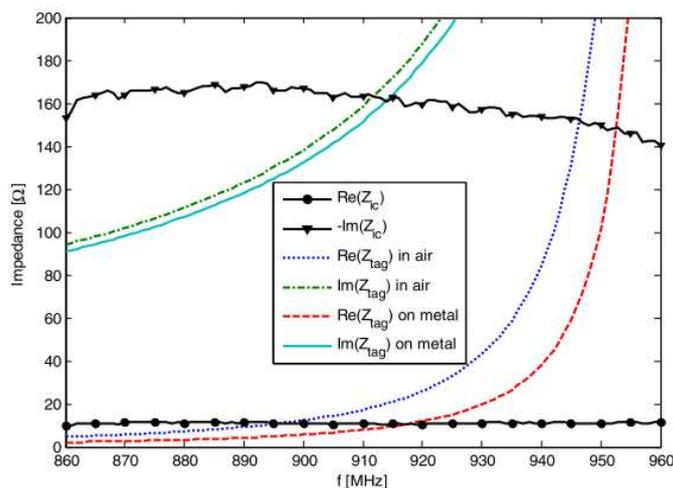


Figure 3.9 Adaptation d'impédance de l'antenne décrit dans [3.7]

L'auteur a, par la suite, évalué la portée de lecture (simulée et mesurée) du tag sur la plaque métallique. Les résultats incluent également l'incertitude correspondant à l'intégration de la puce, combinée à une erreur maximale de 5% liée aux valeurs simulées de la résistance et la réactance de l'antenne du tag. Les résultats en termes de diagramme de rayonnement sont présentés sur la figure 3.9 à 915 MHz. La portée de lecture maximale est obtenue dans le plan d'élévation avec une valeur mesurée de 25,4 m.

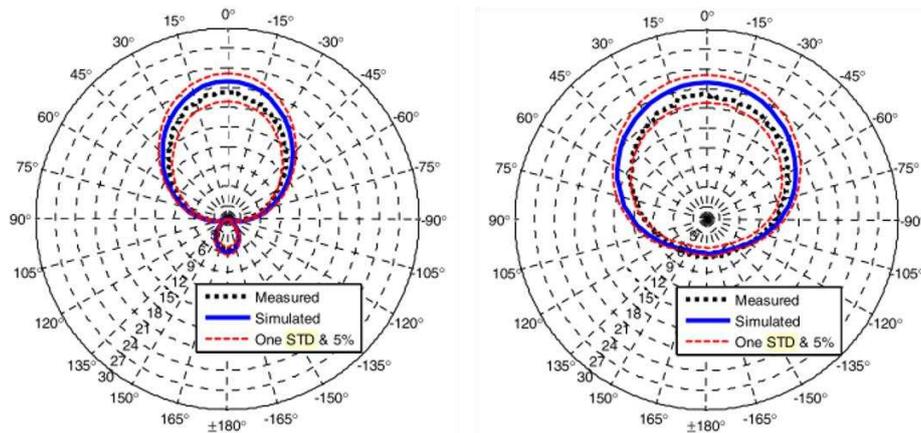


Figure 3.10 Digramme de rayonnement en termes de portée de lecture (a) plan d'élévation (b) plan azimutal [3.7]

Dans cette étude, l'auteur a aussi montré que l'identification d'objet métallique est possible, avec un tag intégrant un plan de masse, et avec une antenne de longueur proche de ( $\sim\lambda/2$ ), il est possible d'obtenir une portée de lecture de 25,4 m. Toutefois, l'identification des outils de maintenance ou des petits objets métalliques nécessitent des antennes compactes. Dans ce sens, des antennes beaucoup plus petites sont nécessaires. Pour ce faire, les configurations à base d'antennes PIFA sont les plus souvent considérées et sont décrites dans la section suivante.

### III.3.2. Antenne PIFA

L'antenne PIFA est une transformation de l'antenne patch micro-ruban. Dans sa configuration standard, une antenne PIFA (Figure 3.11) est un patch court-circuité à la masse, soit à partir d'un via ou un mur de court-circuit sur l'un des bords rayonnants [3.16]. Dans cette configuration, il est possible de réduire la longueur de résonance de l'élément patch à un quart de longueur d'onde [3.1][3.17]. En effet, en intégrant le court-circuit, les courants aux bords de l'antenne ne sont plus nuls, mais elle aura toujours la même distribution courant-tension qu'une antenne patch demi-onde. Les courants de surface qui sont responsables du rayonnement sont donc court-circuités à l'extrémité, et seuls les champs les plus proches de son point d'excitation (par une sonde coaxiale, ou une ligne de transmission) rayonnent. Par conséquent, le gain d'antenne est réduit.

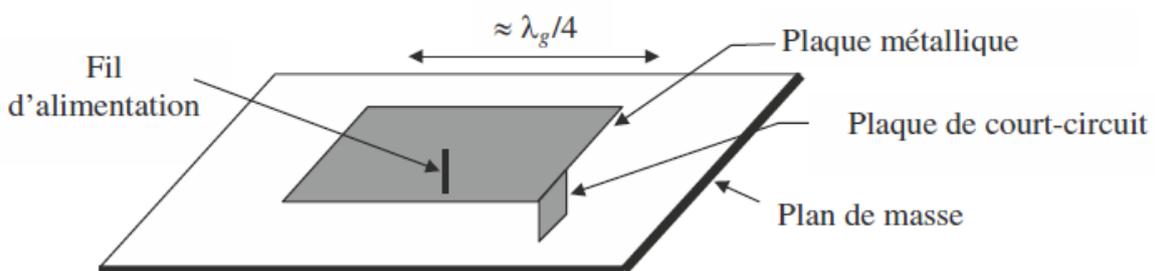


Figure 3.11 Structure d'une antenne PIFA standards

Dans les différentes études menées sur les tags RFID à base d'antenne PIFA, les cas les plus récents incorporent des modifications structurelles allant au-delà d'une configuration standard. A titre d'exemple, dans une étude présentée dans [3.18] et, illustrée à la figure 3.12, l'antenne PIFA intègre un guide d'ondes coplanaires pour adapter son impédance à celle de la puce. Cette antenne est conçue pour la bande de fréquence américaine (902-928 MHz). Elle a un faible

encombrement, sa dimension totale est  $56 \text{ mm} \times 22 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ . Cela est effectivement obtenu grâce à l'intégration du court-circuit plan, qui permet d'avoir une structure PIFA.

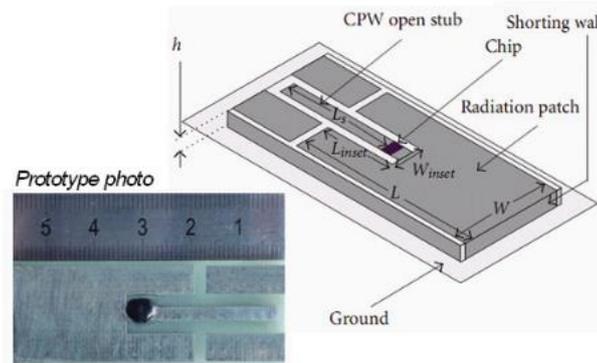


Figure 3.12 Tag RFID à base de PIFA étudié dans [3.18]

De la même manière qu'avec le tag présenté précédemment, l'étude a été réalisée sur une plaque de cuivre de  $20 \times 20 \text{ cm}$ , placée en dessous du plan de masse de l'antenne, afin garantir des performances maximales sur un objet métallique. Pour valider expérimentalement ces études, la portée de lecture est mesurée et comparée aux résultats de simulation sur la figure 3.13. Comme on peut le constater, le tag a une portée de lecture stable dans toute la bande américaine (902-928 MHz), avec une valeur maximale de 4,7 m à la fréquence de 915 MHz. Une bonne corrélation entre les résultats mesurés et la simulation est également obtenue.

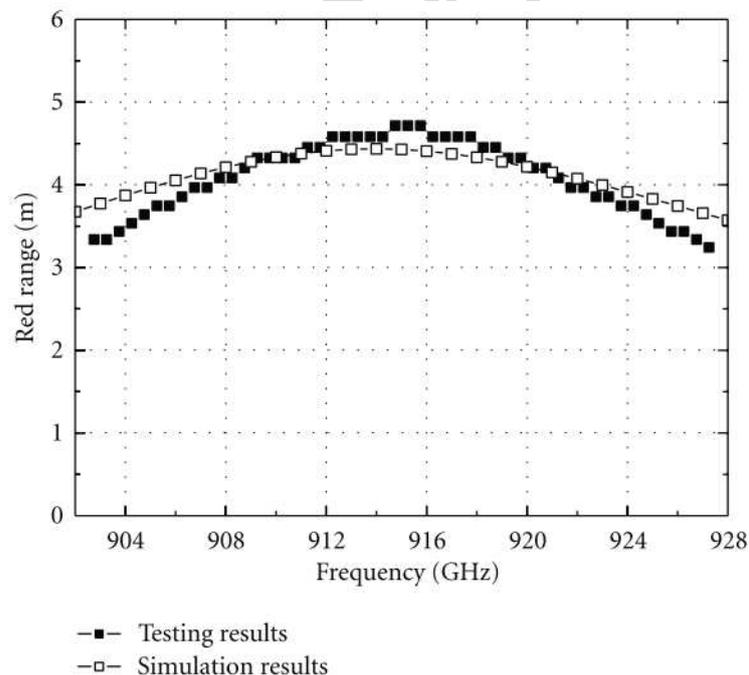


Figure 3.13 Portée de lecture du Tag RFID à base de PIFA étudié dans [3.18]

Bien qu'une réduction de la taille des antennes, d'un facteur deux, soit obtenue avec la configuration en PIFA, cela reste toutefois insuffisant pour les objets métalliques que nous souhaitons taguer. Pour réduire la taille des antennes de tag, d'autres concepts sont également proposés dans la littérature. Il existe, à ce jour, diverses techniques pour obtenir une antenne compacte. Dans nos travaux, nous allons exploiter la technique la plus basique qui consiste à réduire la fréquence de résonance. Le moyen le plus efficace pour réduire la fréquence de

résonance d'une antenne, tout en conservant les mêmes dimensions, est de composer l'antenne avec une structure à ondes lentes. L'onde lente est définie comme l'onde électromagnétique qui parcourt un trajet de transmission avec une vitesse de phase  $v_\phi$  bien inférieure à celle de la lumière dans l'espace libre,  $c$  [3.19][3.20]. Pour une même taille d'antenne, la diminution de la vitesse de phase entraîne une diminution de la longueur effective parcourue par l'onde et ainsi la fréquence de résonance de l'antenne.

Les structures à onde lente peuvent être réalisées, soit en modifiant la géométrie de l'antenne avec des structures périodiques, soit en ajoutant des fentes dans le cas des antennes patch ou PIFA. Il est également possible de réaliser une structure à onde lente en chargeant l'antenne de matériaux de forte perméabilité et/ou de forte permittivité [3.20].

En électromagnétisme les matériaux sont caractérisés à l'aide de deux paramètres la permittivité relative  $\epsilon_r$  et la perméabilité relative  $\mu_r$ . Ces paramètres permettent de caractériser le comportement d'un champ électromagnétique dans la matière. On sait que, la vitesse de propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau est proportionnelle à  $1/\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$  [3.3]. En utilisant des matériaux qui présentent une forte permittivité relative et/ou perméabilité relative, il est donc possible de diminuer la vitesse de propagation de l'onde. En effet, la longueur d'onde  $\lambda_r$  dans un milieu, peut être exprimée en fonction de la longueur d'onde dans le vide  $\lambda_0$  à l'aide de l'équation suivante

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \quad (\text{III.1})$$

Toutefois, le comportement de ces matériaux est très dispersif. Si à certaines fréquences, ces matériaux peuvent présenter de faibles pertes, à d'autres fréquences, elles peuvent devenir très importantes et dégrader les performances de l'antenne. De ce fait, il faut porter une attention particulière au choix du matériau.

Une approche qui combine l'utilisation d'une fente et un matériau à forte permittivité a été étudiée dans [3.21], afin de réaliser un tag miniature, et dans la bande de fréquence coréenne (908-914,5 MHz).

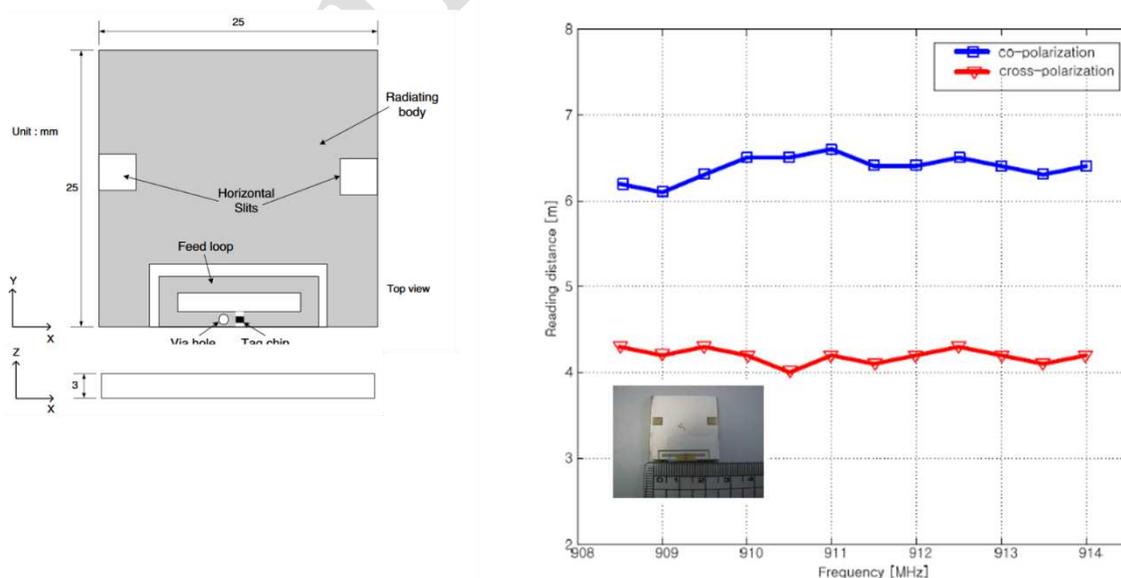


Figure 3.14 (a) Structure de l'antenne du tag (b) portée de lecture du tag RFID dans [3.21]

La géométrie de l'antenne proposée est présentée à la figure 3.14. Il s'agit d'une antenne PIFA, dont le court-circuit est obtenu par un via. Le substrat utilisé est un matériau céramique de haute permittivité ( $\epsilon_r = 48$ ). Le plan de masse et la plaque rayonnante sont de même taille, mais lorsque l'antenne est attachée à un objet métallique, c'est toute la surface de l'objet qui doit être considérée comme un plan de masse. Le patch rayonnant est une plaque métallique avec des fentes horizontales qui permettent d'accorder la fréquence de résonance. Avec un tel matériau, les dimensions de l'antenne sont de 25x25x3 mm, soit une longueur maximale équivalente à  $0.07 \lambda$ . En d'autres termes, l'utilisation d'un substrat à forte permittivité et l'intégration de la fente sur l'élément rayonnant de l'antenne, a permis de réduire la taille de l'antenne d'un facteur de 3,5 comparé à une antenne PIFA classique.

Afin de valider ses études, l'auteur a mesuré la portée de lecture (figure 3.14 (b)) lorsque le tag est placé au centre d'une plaque métallique de dimensions  $40 \times 40$  cm. On voit que la distance de lecture est supérieure à 6 m, pour toutes les fréquences de la bande coréenne RFID.

Ce type de tag semble être un bon candidat pour tracer l'utilisation des outils de maintenance classique, tels que les clés allen, clés à fourche, marteau métallique..., où les dimensions sont assez grandes pour intégrer les tags. En revanche, pour des outils plus petits, tels présentés sur la figure 3.15, la surface fonctionnelle où on peut intégrer le tag RFID n'est pas parfaitement plane et est très faible, de l'ordre de  $20\text{mm}^2$ , pour les douilles, et de  $16\text{mm}^2$  pour les embouts de tourne vice.



Figure 3.15 Outils métalliques difficiles à taguer

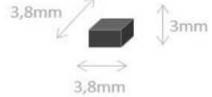
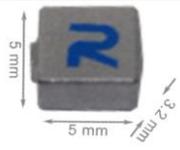
L'utilisation de tags de quelques millimètres permettrait de tracer la majorité des outils difficiles à taguer actuellement. En pratique, ces petits outils représentent 30% du parc outillage dans les armoires métalliques. Par conséquent, si 30% de ce parc n'est pas tracé, cela devient sujet à risque (Présence de corps étrangers (FOD Foreign Object Damage), perte, non-étalonnage...) et de non-qualité, comme il a été évoquée dans le chapitre 1. Il est donc plus que nécessaire de trouver d'autres solutions. Concevoir un tag miniature, en se basant sur le même principe évoqué dans [3.21], semble être une solution adéquate. Toutefois, cela risque d'être très onéreux en termes d'industrialisation, vu le type de matériaux nécessaires.

La solution la plus évidente possible reste l'utilisation des tags commerciaux. En effet, dans le milieu industriel, les avancées sur les matériaux à forte permittivité ont permis aux fournisseurs de tags de développer des nouvelles générations de tags RFID UHF plus compacts. Ce type de tag est généralement utilisé dans les équipements médicaux. Ces tags sont caractérisés par une bande passante souvent très étroite et un long cycle de fabrication [3.22].

Afin d'identifier un tag adéquat pour les petits outils métalliques, une étude comparative des tags existants sur le marché est présentée dans le tableau 1. Les informations qui sont présentées dans ce tableau, se basent sur les dossiers techniques fournies par les constructeurs. Quant aux critères de choix, ils se basent principalement sur la surface maximale du tag et sa fréquence de travail. Cependant, la plupart des modèles que nous présentons sont disponibles, autant pour la

bande européenne (866-868 MHz) que nord-américaine (902-928 MHz). Il est à noter également que les performances présentées par le fournisseur sont obtenues, en utilisant leur propre méthodologie de test, c'est-à-dire, qu'aucune information supplémentaire n'est fournie sur le support où le tag est placé. On constate dans ce tableau, que le « Boson » de RTEC, est le plus performant, en termes de portée de lecture, mais sa surface est toujours importante par rapport aux outils les plus petits, de même pour le « M-Pawn tag » de The tag factory. Les seuls tags qui sont dans nos critères restent ceux de Xerafy, et de Global Tag. Mais, étant donné que l'entreprise Xerafy est déjà partenaire de NEXESS, notre choix s'est porté finalement sur le tag DotXXS et le DashXXS. Ces deux tags sont retenus dans le cadre des travaux développés dans cette thèse.

Tableau 3.1 Tag céramique miniature

Modèle (Fournisseur)	Fréquence de travail en MHz	Dimensions (Surface)	Puce (Sensibilité)	Portée de Lecture	Structure
IN-METAL TINY-XXS (Global Tag) [3.23]	866 – 868 902 – 928	3.8x3.8x3mm (14.44 mm <sup>2</sup> )	Alien H3 (-18 dBm)	0.55m	
DotXXS (Xerafy) [3.24]	866 – 868 902 – 928	4.8Φx3mm (15.07mm <sup>2</sup> )	Alien H3 (-18 dBm)	0.5 m	
DashXXS (Xerafy) [3.24]	866 – 868 902 – 928	6,75x2.08x2.08mm (14.04 mm <sup>2</sup> )	Alien H3 (-18 dBm)	0.9 m	
M-Pawn Tag (The tag factory) [3.25]	866 – 868 902 – 928	5x5x3mm (25mm <sup>2</sup> )	Alien H3 (-18 dBm)	--	
Boson (RTEC) [3.26]	866 – 868 902 – 928	5x5x3.2mm (25 mm <sup>2</sup> )	Alien H3 (-18 dBm)	2m	

Comme il a été mentionné précédemment, les performances indiquées par les fournisseurs de tags sont propres à l'entreprise. De ce fait, pour caractériser ces tags, des mesures ont été réalisées avec nos moyens expérimentaux, pour les évaluer en termes de portée de lecture et sur divers supports métalliques.

### III.3.3. Caractérisation des tags retenus

Le but de ces mesures est d'évaluer la distance de lecture des différents types d'outils équipés avec les tags miniatures sélectionnés et d'établir les critères principaux de caractérisation nécessaire à la modélisation des tags RFID. Les mesures ont été réalisées à l'aide du banc de test *Tagformance* de *Voyantic* (Figure 3.11) [3.27]. Il s'agit d'un Système de tests et mesures

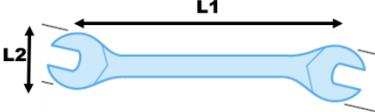
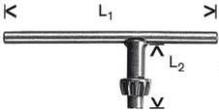
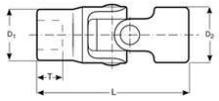
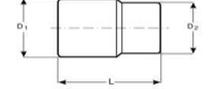
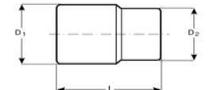
rapides, spécifiquement conçu pour les systèmes RFID. Il supporte tous les protocoles RFID, y compris le protocole « EPC class 1 Gen 2 ».

Le principe de fonctionnement est le suivant l'antenne reliée au lecteur envoie une requête avec une puissance croissante. De la puissance minimum à laquelle le tag répond, nous pouvons déduire sa distance d'activation maximum avec 2 W ERP (3,28WEIRP) de puissance, pour une fréquence donnée. Dans notre cas, les tags sont attachés directement sur les outils métalliques, et la portée de lecture est mesurée sur une bande de fréquence entre 820 et 920MHz, avec une puissance maximale émise de 35 dBm (3.28W).

### III. 3.3.1 Supports sélectionnés

Les mesures expérimentales se concentrent sur les types de support présentés dans le tableau 3.2. Ces outils ont été choisis car ils sont représentatifs de ceux présentant régulièrement des difficultés de traçabilité par la RFID car ils ont peu de surface libre dédiée à la pose d'un tag et les performances de détection obtenues sont très limitées, en termes de distance de lecture.

Table 3.2 Outils métalliques à taguer

Outils	Dimensions (mm)	Photographies
Clé à fourche double (1) 	<b>L1xL2</b> 162x26	
Clé mandrin (3) 	<b>L1xL2</b> 50x30	
Douille pivotante (4) 	<b>D1xD2xL</b> $\Phi 13/15\Phi x35$	
Douille 11/16'' (5) 	<b>D1xD2xL</b> $\Phi 22/\Phi 17x27$	
Douille 1/4'' (6) 	<b>D1xD2xL</b> $\Phi 10/\Phi 9x25$	

### III.3.3.2 Résultats de mesures

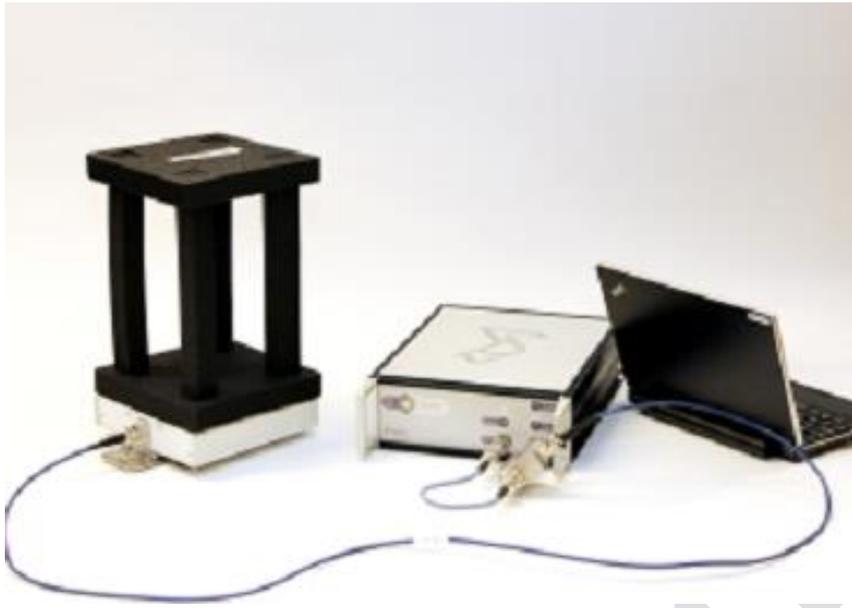


Figure 3.16 - Banc de test Tagformance (Voyantic)

Le tableau 3.4 regroupe les résultats de mesures des deux tags RFID miniatures testés sur les outils métalliques.

Tableau 3.4 Résultats de mesure des outils métalliques avec les tags miniatures

Outil	Portée de lecture à 868MHz DotXXS/ DashXXS	Portée de lecture en fonction de la fréquence
Clé à fourche double	1.48m / 2m	
Clé mandrin	0.26m / 0.31m	

Douille pivotante	0.26m / 0.38m	
Douille 11/16''	0.26m / 0.34m	
Douille 1/4''	NA/ 0.34m	

Bien que la clé à fourche ne fasse pas partie des outils difficiles à tracer (à cause de sa taille conséquente), elle nous permet d'effectuer une mesure dans des conditions où le plan de masse est grand devant les dimensions du tag, permettant de se rapprocher des conditions optimales en termes de portée de lecture. Dans ces conditions, le résultat de mesure avec le DashXXS dépasse la portée de lecture indiquée dans la fiche technique du constructeur (2m contre 0.9m attendu). De même, le DotXXS atteint une distance de lecture de 1.48m, soit trois fois plus grande que celle annoncée par le fabricant. Cela s'explique principalement par le fait que le support sur lequel le tag est placé, est physiquement une extension de l'antenne du tag. De ce fait, si les dimensions du support se rapprochent de la longueur de  $\lambda/2$  ( $\sim 17\text{cm}$ ), on se retrouve dans le cas classique d'un tag RFID UHF, où la performance de lecture est maximale. On peut ainsi supposer que le fabricant s'est placé en situation de marquer des petits outils métalliques tels que des instruments chirurgicaux, lors des tests de distance de lecture. Leur distance de lecture est donc estimée selon le cas d'usage attendu des tags XXS et non pas, dans les conditions optimales. On note également dans ces résultats, que le tag DashXXS montre de meilleures performances de lecture que le DotXXS, pour tous les types d'outils présentés.

Dans le cas des plus petits outils, à savoir les douilles, les portées de lecture dans la bande de fréquence ETSI (866-868 MHz) sont très faibles, variant de 0.34m à 0.38m pour les DashXXS et entre 0 m (aucune réponse) à 0.26m pour les DotXXS. Les portées de lecture maximale sont légèrement décalées vers 860MHz. De même, la clé à mandrin présente des performances

proches de celles des douilles avec des distances de lecture de 0.26m pour les DotXXS et 0.31m pour les DashXXS. La portée de lecture maximale se situe également autour de 860MHz. En effet, comme le support est une extension de l'antenne, il agit de façon conséquente sur les performances du tag, tels que l'adaptation ou le gain de l'antenne du tag. Toutefois, à ce stade du projet, il nous manque des informations (impédance, directivité, polarisation, ...) pour tirer des conclusions pertinentes. Par conséquent, des études plus approfondies seront nécessaires. Pour cela, il faut fixer un modèle de simulation qui permettra de mieux comprendre et prédire le comportement électromagnétique de ces tags.

### III.3.4. Modèle des tags retenus

La modélisation du tag était une partie importante et délicate de nos travaux. Étant donné que le tag choisi est un produit industriel breveté, très peu d'informations sont révélées concernant l'antenne du tag. On connaît néanmoins la puce utilisée, il s'agit de la puce « Higgs 3 »[3.28] dont la sensibilité minimale est de -15dBm. Le circuit équivalent de la puce (Figure 3.17 (a)), qui est fourni par le constructeur, peut être modélisé sur Ansys Designer, afin d'extraire son impédance est présenté sur la figure 3.18.

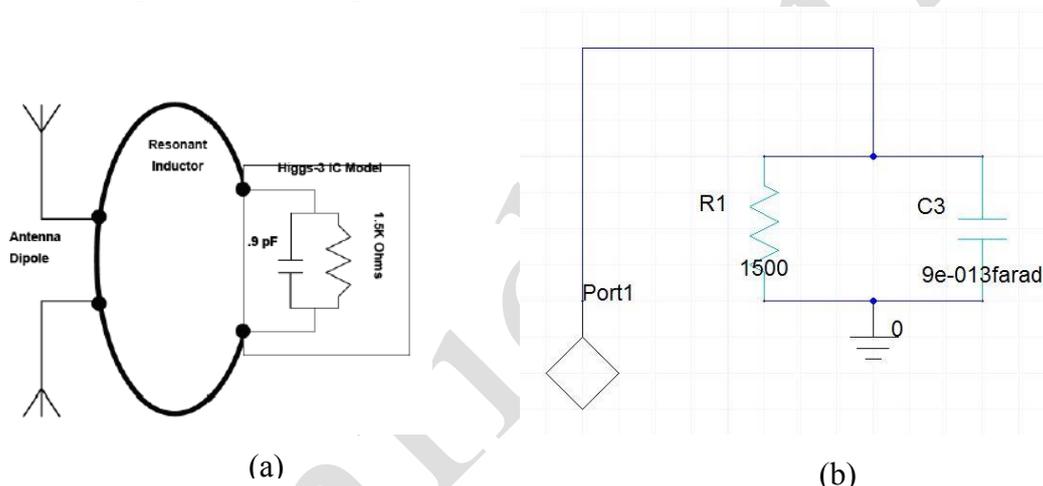


Figure 3.17 Caractéristiques de la puce Higgs 3 intégrée dans le tag dash XXS (a) Circuit équivalent (b) design du circuit équivalent

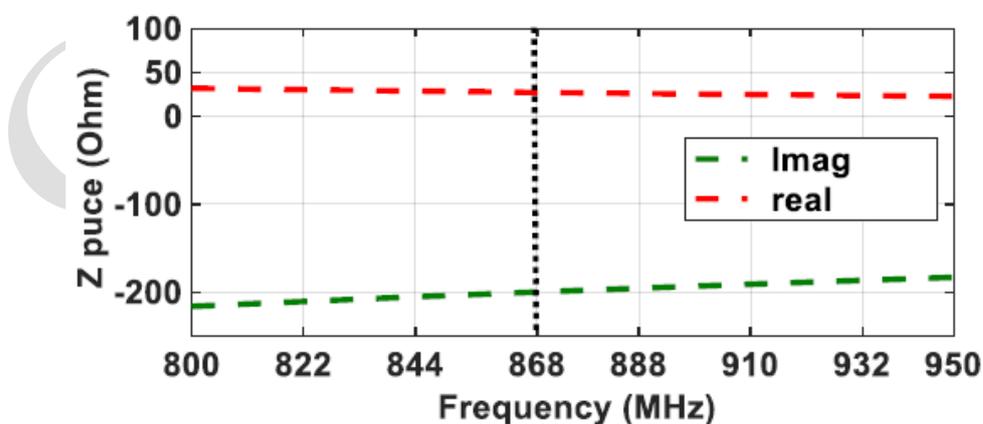


Figure 3.18 Impédance équivalente de la puce Higgs 3

On peut déduire des résultats de simulation présentés sur la figure 3.18, que l'impédance de la puce à la bande de fréquence ETSI vaut  $27 - j200 \Omega$ .

La structure de l'antenne ainsi que ses dimensions, a été « manuellement » extraite d'un modèle de tag fourni par NEXESS, comme illustré sur la figure 3.19. On peut voir effectivement qu'il s'agit d'une antenne de type PIFA, avec un court-circuit plan, et un élément rayonnant intégrant des fentes, permettant de réduire la fréquence de résonance de l'antenne. Ce qui est similaire au type d'antenne que nous avons évoqué dans la section 3.

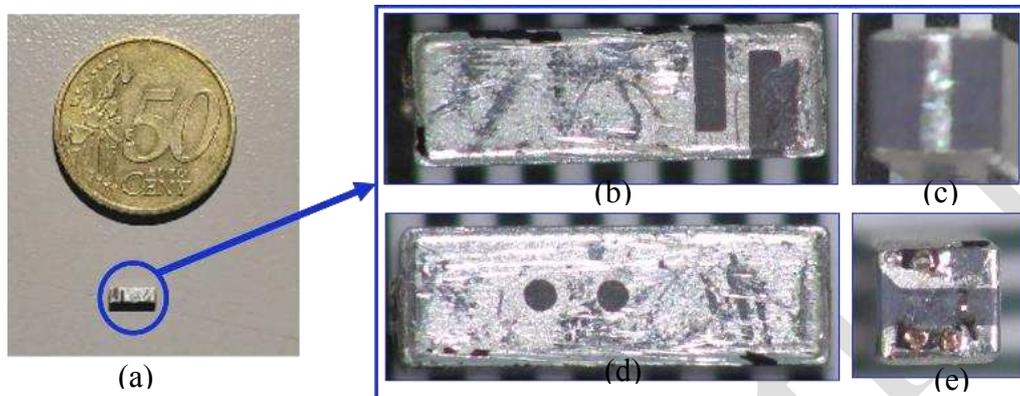


Figure 3.19 Structure simulée de l'antenne du tag dashXXS (a) vue en perspective (b) vue du haut (c) vue arrière (d) vue du bas (e) vue de devant

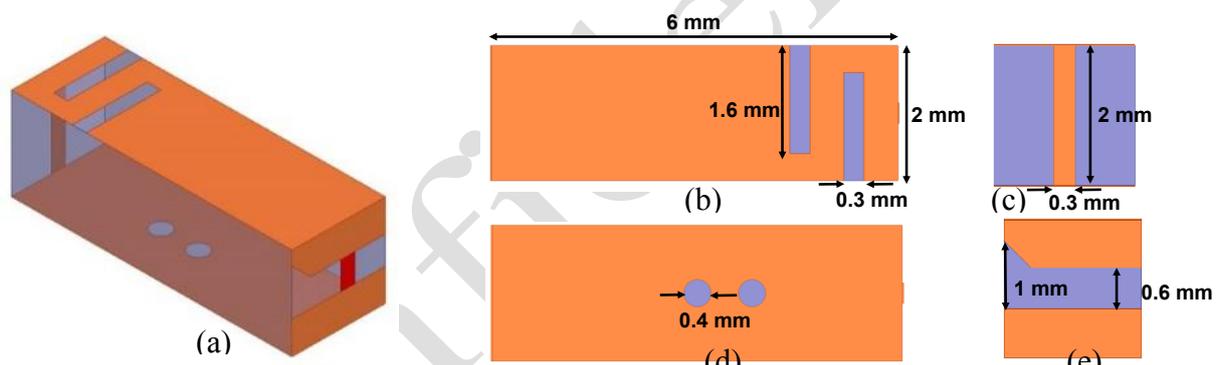


Figure 3.20 Structure simulée de l'antenne du tag dashXXS (a) vue en 3D (b) vue du haut (c) vue arrière (d) vue du bas (e) vue de devant

Il manque néanmoins, des informations très importantes concernant l'antenne, à savoir, les propriétés du substrat (permittivité relative  $\epsilon_r$  ; pertes diélectrique  $\tan \delta$ ) ainsi que la métallisation de l'antenne. Cependant, pour obtenir un modèle réaliste du tag RFID, il est nécessaire que les propriétés de l'antenne du tag soient connues afin d'obtenir le meilleur accord entre les études en simulation et les mesures. Toutefois, il n'existe aucun moyen pour mesurer ces paramètres, notamment en raison de la taille du substrat. De ce fait, une étude par retro-ingénierie a été effectuée. Pour cela, une première étape consiste à effectuer une mesure dans laquelle le tag est placé sur une large plaque métallique (25x25 cm<sup>2</sup>). Cette dimension est choisie de telle sorte que l'impédance de l'ensemble soit invariante, par rapport aux dimensions du support [3.29].

Bien que la plateforme de mesure de Voyantic se limite aux mesures des propriétés d'un tag RFID et non de l'antenne du tag, on peut néanmoins déterminer sa fréquence de résonance avec

la mesure de la portée de lecture. Cette fréquence de résonance correspond à la réponse en fréquence où la portée de lecture est maximale. Ainsi, d'après la figure 3.16, avec la plaque métallique, une portée maximale de 0.69 m est obtenue à 868 MHz, et couvre bien toute la bande de fréquence ETSI.

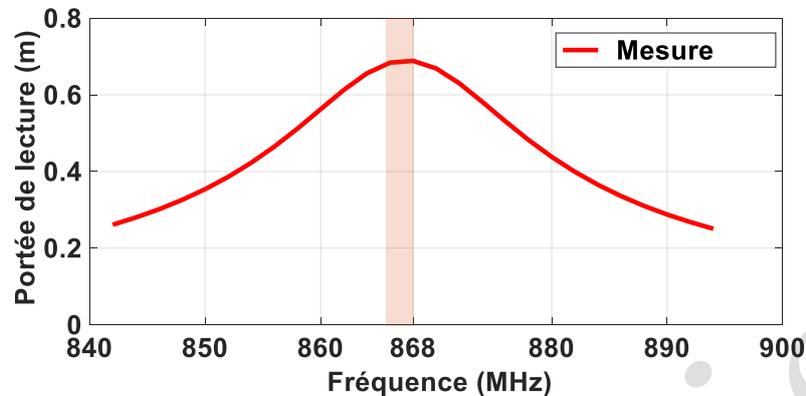


Figure 3.21 Portée de lecture mesurée du tag DashXXS sur plaque métallique

La deuxième étape permettant de déterminer les propriétés diélectriques du substrat, consiste à effectuer une étude par simulation électromagnétique. Dans cette étape, on choisit du PEC (Perfect Electric Conductor) en tant que conducteur, les pertes diélectriques sont négligées. En général, on peut déterminer approximativement la fréquence de résonance  $f_0$  d'une antenne PIFA, en fonction de ses paramètres avec l'équation [3.1] suivante

$$L + W = \frac{c}{4f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.2})$$

où  $L$  la longueur maximale de l'antenne et  $W$  la largeur de l'élément rayonnant,  $c$  la vitesse de la lumière et  $\epsilon_r$  la permittivité relative du substrat. A partir de cette équation, on peut estimer une valeur approximative de la permittivité relative  $\epsilon_{r0}$  du substrat

$$\epsilon_{r0} = \left( \frac{c}{4(L+W)f_0} \right)^2 \quad (\text{III.3})$$

Avec l'équation (III.3), on obtient ainsi une valeur initiale  $\epsilon_{r0}$  de 112. On varie par la suite ce paramètre, jusqu'à obtenir une résonance à la bonne fréquence. La figure 3.22 montre la variation de l'adaptation pour différentes valeurs de permittivité. On constate qu'avec la valeur calculée, on est très loin de la fréquence de résonance souhaitée, car on ne tient pas compte de l'effet des fentes intégrées sur l'élément rayonnant. Au final, le meilleur résultat est obtenu lorsque la permittivité est de 180.

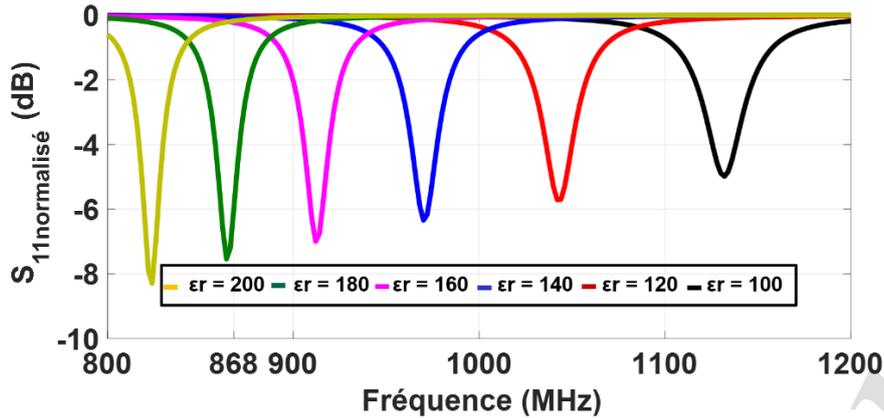


Figure 3.22 Variation de l'adaptation pour différentes valeurs de permittivité

Concernant les pertes diélectriques, on sait que ces derniers impactent principalement les propriétés de rayonnement d'une antenne, à savoir le gain. De ce fait, pour observer l'impact de ces paramètres sur la performance du tag, nous évaluons directement par simulation la portée de lecture du tag RFID à 868 MHz.

On constate d'après les résultats présentés sur la figure 3.23, que l'ajout des pertes diélectriques diminue effectivement le gain de l'antenne et par conséquent, la portée de lecture du tag. On peut également apercevoir que pour un facteur de perte diélectrique de 0.0004, on est quasiment à la portée de lecture mesurée (0,68m) à 868 MHz.

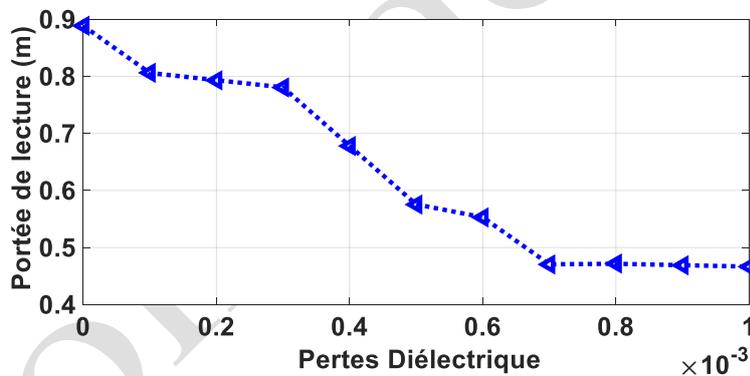


Figure 3.23 Variation de la portée de lecture à 868 MHz pour différentes pertes diélectriques

De la même manière que les propriétés diélectriques interviennent dans le bon fonctionnement de l'antenne, celles des matériaux conductrices y participent aussi. Les paramètres caractéristiques du conducteur sont son épaisseur  $h$ , sa conductivité  $\sigma$  et l'épaisseur de peau associée  $\delta$ . La conductivité permet de calculer l'épaisseur de peau et de vérifier si l'épaisseur de la matière conductrice déposée lui est bien supérieure. En effet, cette grandeur a pour caractéristique de confiner un signal électrique sur une petite épaisseur en surface d'un conducteur. L'épaisseur de peau est inversement proportionnelle à la racine de la fréquence et est donnée par [3.30]

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \pi f}} = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \pi \sigma f}} \quad (\text{III.4})$$

où la conductivité est l'inverse de la résistivité  $\rho$

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \quad (\text{III.5})$$

Le Tableau. 3.5 présente les épaisseurs de peau de différents matériaux conducteurs usuels à 960 MHz, dont l'impact a été évalué par simulation dans [3.31].

Tableau. 3.5 Epaisseurs de peau  $\delta$  pour différents matériaux conducteurs à 960 MHz.

Conducteur	$\sigma$ (S/m)	$\delta$ ( $\mu\text{m}$ )
Argent	$6.3 \cdot 10^7$	2.05
Cuivre	$5.9 \cdot 10^7$	2.1
Or	$4.5 \cdot 10^7$	2.42
Aluminium	$3.7 \cdot 10^7$	2.65

L'épaisseur du conducteur est fixée à 18 $\mu\text{m}$ , qui est l'épaisseur standard utilisée dans la conception des tags RFID UHF. Les résultats présentés sur la figure 3.24, montrent une variation faible de la portée de lecture du tag, pour ces différents conducteurs. Hormis l'or, c'est le cuivre qui offre le meilleur résultat, proche du résultat mesuré présenté sur la figure 3.16.

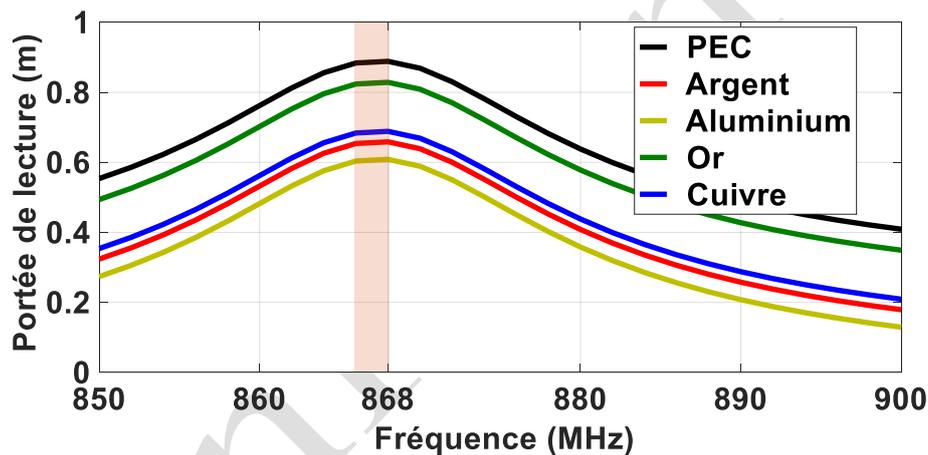


Figure 3.24 Variation de la portée de lecture à 868 MHz pour différents conducteurs.

Au final, afin de valider le modèle du tag, nous avons optimisé la structure jusqu'à obtenir un meilleur accord entre la simulation et la mesure. Les caractéristiques finales du modèle de tag retenu sont présentées dans le Tableau 3.6, et la portée de lecture de la structure optimisée est présentée sur la figure 3.25.

Tableau 3.6 Valeurs optimisées des paramètres du tag retenu

Paramètre	$\epsilon_r$	$\tan\delta$	$P_{th}$	$R_c$	$X_c$	Cond (cuivre)
Valeur	180	0.0004	-15dBm	27	-200	$5.9 \cdot 10^7$ siemens/m

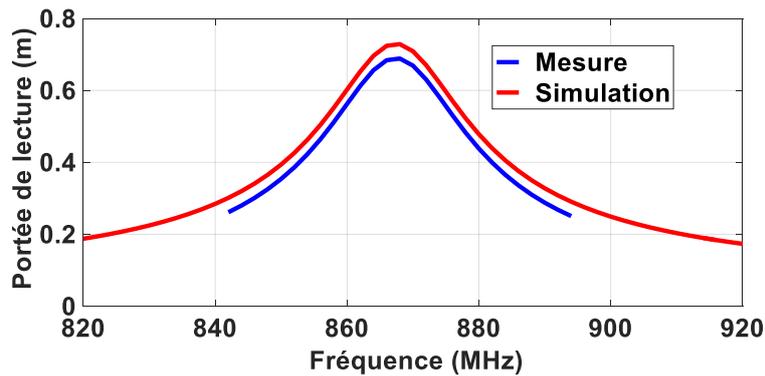


Figure 3.25 Portée de lecture mesurée et simulée du tag « Dash XXS »

On obtient un accord acceptable entre la portée de lecture simulée et mesurée, ce qui nous permet de valider le modèle de la structure du tag utilisé pour la suite de nos travaux.

### III.3.5. Critère de performance

La performance de tout système sans fil dépend principalement des caractéristiques de l'antenne, mais également du canal de propagation. Du point de vue de l'antenne, elle peut dépendre de la bande de fréquence, des caractéristiques du gain, de la polarisation, de l'adaptation de l'antenne avec la charge. Du point de vue du canal de propagation, la sensibilité du signal aux objets environnants peut impacter considérablement l'efficacité du système, surtout au niveau des pertes d'insertion. Selon le système de communication sans fil, certaines de ces caractéristiques peuvent être plus importantes que d'autres. Pour un tag RFID, une meilleure adaptation d'impédance entre l'antenne du tag et la puce RFID et un gain élevé, sont sans doute les critères les plus importants pour obtenir la meilleure performance d'un tag passif, et cela de façon à récupérer le maximum d'énergie disponible provenant du lecteur. Nombreux aspects importants de la conception d'antenne pour tag RFID ont été abordés dans la littérature [3.32]–[3.35]. Ces aspects comprennent l'optimisation du gain d'antenne tag, polarisation, adaptation d'impédance etc...

Dans notre cas, la situation est plus complexe en raison des réflexions multiples des différents objets, des diffractions, des zones d'ombre etc... De ce fait, une étude a été réalisée afin de fixer le seuil d'efficacité du système. Dans cette étude, différents outils ont été caractérisés, les caractéristiques des outils sont présentées sur la figure 3.26. Ces outils ont été choisis par NEXESS en tant que référence puisque, dans le cas pratique (lecture dans un environnement confiné), ils ont des performances suffisantes pour être détectés.

Cette mesure se base sur l'évaluation de la puissance minimale d'activation et la portée de lecture qui sont mesurées par la suite avec « *Tagformance* » (figure 2.27 (a). et figure 2.27(b)). L'intérêt principal de cette méthode est d'éviter de prendre en compte dans la simulation, l'environnement de lecture (cabinet métallique), qui risque de consommer très fortement les ressources du simulateur et augmenter considérablement le temps de calcul.

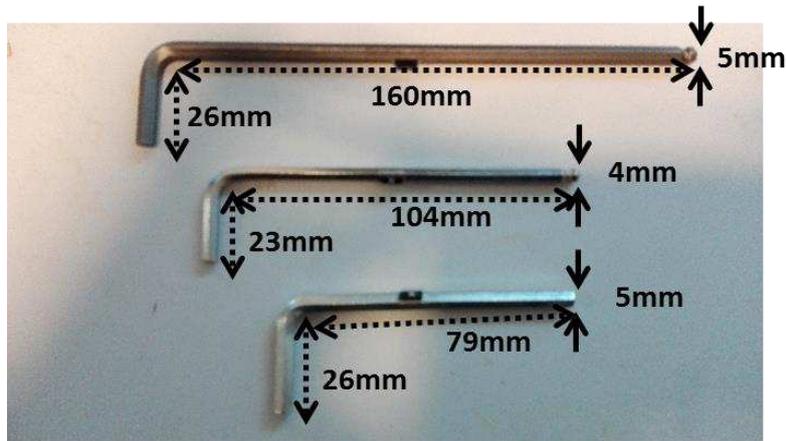


Figure 3.26 Caractéristiques des outils qualifiés

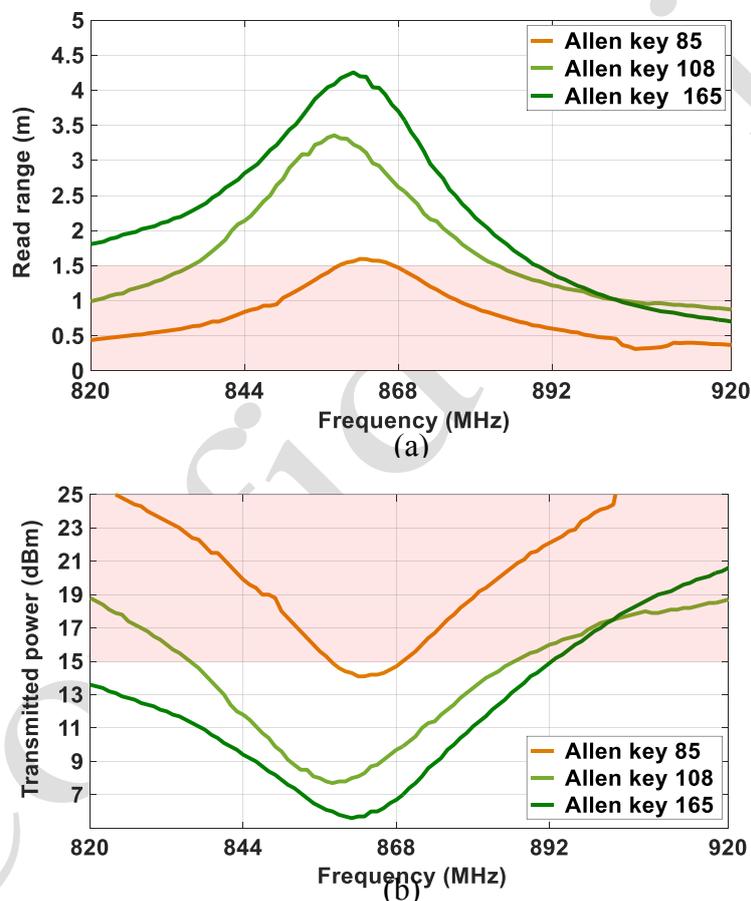


Figure 3.27 (a) Portée de lecture des outils de référence tagués avec le « DashXX » (b) Puissance d'activation des outils de référence tagués avec le « DashXX »

A partir de ces résultats, en considérant que la clé de dimensions 79x26x5mm est en limite de détection, il a été décidé de retenir que la portée de lecture minimale est **1,5m**. Ce qui correspond à une puissance d'activation de 15 dBm.

### III.4 Conclusion

Avec la tendance des instruments à être de plus en plus compacts et miniatures, l'exploitation de tag RFID miniature devient indispensable. Afin de mieux choisir le tag RFID adéquat,

compte tenu de la contrainte industrielle, nous avons pu voir dans ce chapitre, les différents types d'antennes utilisées pour l'identification des objets métalliques, ainsi que les solutions pour miniaturiser un tag RFID. Cette étude nous a permis, au final, de favoriser l'utilisation de tag céramique DashXXS. Comme il s'agit d'un tag commercial, une modélisation de ce type de tag a été réalisée, par retro-simulation. Ce qui permet de fixer un modèle pour la suite des travaux et dont les performances sont en bon accord avec les résultats de mesure. Grâce aux différentes mesures effectuées avec la plateforme de « Voyantic », on a pu montrer que ce type de tag est très limité en terme de portée de lecture. Ainsi, l'utilisation d'un dispositif « booster » devient indispensable, un dispositif permettant d'améliorer grandement les performances des tags RFID miniatures, pour les petits objets métalliques. Une étude plus approfondie sur ces dispositifs sera conduite dans la suite, avec comme objectif principal la conception et la validation de dispositifs boosters capables d'atteindre des distances de lecture compatibles avec l'environnement applicatif visé dans le projet, à savoir la lecture RFID d'objets métalliques placés dans une armoire à parois métalliques.

Confidentiel

## Références

- [3.1] C. a. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, vol. 28, no. 3. 2012.
- [3.2] D. Paret, *En ultra et super hautes fréquences UHF- SHF Théorie et mise en oeuvre*, DUNOD. Usine Nouvelle, 2008.
- [3.3] D. Pozar, *Microwave Engineering Fourth Edition*. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3.4] A. Lázaro, D. Girbau, and D. Salinas, “Radio link budgets for UHF RFID on multipath environments,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4 PART 2, pp. 1241–1251, 2009.
- [3.5] D. Kim and J. Yeo, “A passive RFID tag antenna installed in a recessed cavity in a metallic platform,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3814–3820, 2010.
- [3.6] J. Sidén and H. E. Nilsson, “An electrically small elliptic PIFA for RFID in harsh metallic environments,” *2013 IEEE Int. Conf. Microwaves, Commun. Antennas Electron. Syst. COMCAS 2013*, vol. 2, no. October, pp. 21–23, 2013.
- [3.7] T. Björninen, K. Espejo Delzo, L. Ukkonen, A. Z. Elsherbeni, and L. Sydänheimo, “Long range metal mountable tag antenna for passive UHF RFID systems,” *2011 IEEE Int. Conf. RFID-Technologies Appl. RFID-TA 2011*, pp. 202–206, 2011.
- [3.8] S. Lopez-Soriano and J. Parron, “Parallel plate antenna for UHF RFID tags operating over metallic objects,” *2016 10th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2016*, pp. 3–5, 2016.
- [3.9] W. Choi, J. Kim, J. H. Bae, and G. Choi, “A small RFID tag antenna to identify metallic objects,” *2008 IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Usn. Natl. Radio Sci. Meet. APSURSI*, pp. 8–11, 2008.
- [3.10] K. Finkenzeller, *RFID Handbook*. Chichester, UK John Wiley & Sons, Ltd., 2003.
- [3.11] T. Björninen, L. Sydänheimo, L. Ukkonen, and Y. Rahmat-Samii, “Advances in antenna designs for UHF RFID tags mountable on conductive items,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 56, no. 1, pp. 79–103, 2014.
- [3.12] L. Ukkonen, L. Sydänheimo, and M. Kivikoski, “Patch antenna with EBG ground plane and two-layer substrate for passive RFID of metallic objects,” *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, vol. 1, pp. 93–96, 2004.
- [3.13] J.-S. Kim, W. Choi, G.-Y. Choi, C.-S. Pyo, and J.-S. Chae, “Shorted Microstrip Patch Antenna Using Inductively Coupled Feed for UHF RFID Tag,” *ETRI J.*, vol. 30, no. 4, pp. 600–602, 2008.
- [3.14] N. M. Faudzi, M. T. Ali, I. Ismail, H. Jumaat, and N. H. M. Sukaimi, “Compact microstrip patch UHF-RFID tag antenna for metal object,” *IEEE Symp. Wirel. Technol. Appl. ISWTA*, pp. 160–164, 2014.
- [3.15] B. Y. Sung-Joo, S.-J. Kim, B. Jung, F. J. Harackiewicz, and B. Lee, “RFID TAG antenna using two-shortened microstrip patches mountable on metallic objects Article,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. February, pp. 414–416, 2007.
- [3.16] O. Picon, *Les Antennes Théorie, Conception et Applications*, DUNOD. Paris L’USINE

NOUVELLE, 2009.

- [3.17] K. L. Virga and Y. Rahmat-Samii, “Low-profile enhanced-B and width PIFA antennas for wireless communications packaging,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 10 PART 2, pp. 1879–1888, 1997.
- [3.18] K. Jaakkola, “Alternative Implementations of Small All-Platform UHF RFID Transponders,” no. August, pp. 1–4, 2017.
- [3.19] Kai CHANG, *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, vol. 6. Wiley-Interscience, 2005.
- [3.20] K. Fujimoto and H. Morishita, *Modern Small Antennas*. Cambridge, 2013.
- [3.21] “Small Proximity Coupled Ceramic Patch Antenna for UHF RFID Tag Mountable on Metallic Objects,” *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 4, pp. 129–138, 2008.
- [3.22] C. Swedberg, “New On-Metal UHF Tag Measures Just 5 Millimeters in Length New On-Metal UHF Tag Measures Just 5 Millimeters in Length,” *RFID J.*, pp. 3–5, 2018.
- [3.23] “GLOBAL TAG IN-METAL TINY-XXS.” [3.Online]. Available <http://www.global-tag.com>.
- [3.24] “Dash XXS.” [3.Online]. Available [www.xerafy.com](http://www.xerafy.com).
- [3.25] “M-Pawn Tag.” [3.Online]. Available [www.thetagfactory.com](http://www.thetagfactory.com).
- [3.26] K. E. Y. Features, “Product Datasheet,” no. August, pp. 2–3, 2011.
- [3.27] “Tagformance pro.” [3.Online]. Available <http://voyantic.com/>.
- [3.28] “Higgs-3.” [3.Online]. Available [www.alientechnology.com](http://www.alientechnology.com).
- [3.29] K. Jaakkola, “Small On-Metal UHF RFID Transponder With Long Read Range,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 11, pp. 4859–4867, 2016.
- [3.30] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*. 2005.
- [3.31] A. Ghiotto, “Conception d’antennes de tags RFID UHF, application a la réalisation par jet de matiere,” Institut polytechnique de Grenoble, LCIS, France, 2008.
- [3.32] K. V. S. V. S. Rao, P. V Nikitin, S. F. F. S. F. Lam, S. Member, P. V Nikitin, and S. F. F. S. F. Lam, “Antenna design for UHF RFID tags a review and a practical application,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 12, pp. 3870–3876, 2005.
- [3.33] G. Marrocco, “The art of UHF RFID antenna design Impedance-matching and size-reduction techniques,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 50, no. 1, pp. 66–79, 2008.
- [3.34] J. Byun, N. Choi, and D. Kim, “Optimal Design of a RFID Tag Antenna Based on Plane-Wave Incidence,” vol. 48, no. 2, pp. 795–798, 2012.
- [3.35] K. V. S. Rao, P. V Nikitin, and S. F. Lam, “Impedance Matching Concepts in RFID Transponder Design,” no. 1.

# Chapitre IV Lecture de tag RFID miniature avec les dispositifs « Booster »

## IV.1. Introduction

Comme présenté dans le chapitre précédent, la performance d'un tag RFID miniature dépend principalement du support où le tag est placé. En effet, ces supports agissent comme une partie intégrante de l'antenne du tag, souvent comme une extension du plan de masse. Bien qu'il existe à ce jour des tags RFID commerciaux dédiés aux petits objets métalliques, leur performance sur des petits objets reste très limitée et insuffisante pour être détectée dans un environnement confiné, comparée à l'outil de référence qui a été défini dans le chapitre précédent. Ainsi, dans ce chapitre, nous présentons des solutions entièrement passives, nommés « booster », qui permettront d'améliorer les performances de ces tags miniatures.

Deux catégories de solutions ont été envisagées pour cela, la première est basée sur de simples réflecteurs métalliques et la seconde, sur le couplage avec un « perturbateur » externe qui est de plus, une antenne en court-circuit. Ces solutions ont été par la suite optimisées, afin de correspondre aux besoins du projet MINIATUR, à savoir une distance de lecture minimale de 1.5 mètres et une taille minimale de booster de 50x50x20 mm (+/- 30%).

Dans la pratique, les outils seront placés dans une mousse préformée et non absorbante. Dans ce cas, la solution doit prendre en compte le repositionnement de l'outil tagué lorsque l'utilisateur le remet dans son emplacement. Ce repositionnement nommé  $gap_{OT}$ , est schématisé sur la figure 4.1. Le  $gap_{OT}$  est en pratique, la distance entre l'outil et le booster, il doit être supérieur ou égal à 3 mm. De plus, comme la forme des outils est variée, la solution booster doit être également tolérante à la position angulaire du tag (rotation autour de l'axe de symétrie de l'outil nommée  $\alpha_t$  pouvant varier de  $0^\circ$  à  $360^\circ$ ). Ce qui est particulièrement le cas, pour les outils symétriques, de type douille et embout.

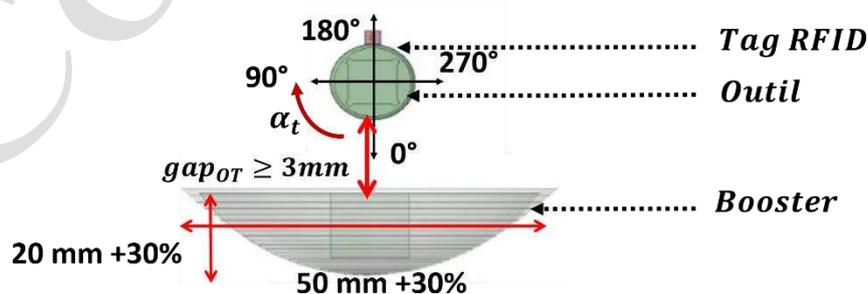


Figure 4.1 Cahier des charges du booster

## IV.2. Dispositifs « Booster »

Il est évident que pour améliorer les performances de détection, c'est principalement le tag qu'il faut chercher à optimiser. Cependant, comme le tag utilisé est fixé, il nous est impossible

de modifier les propriétés intrinsèques de l'antenne du tag, ni de choisir une puce avec une sensibilité plus élevée. Ainsi, dans le cadre du projet MINIATUR, il est plus judicieux de travailler sur l'environnement électromagnétique dans lequel, le tag sera placé. Cet environnement peut être contrôlé et optimisé, pour renforcer le signal retromodulé, généré par le tag en introduisant des éléments perturbateurs passifs.

#### IV.2.1 Modèle d'outil métallique tagué (OMT)

Dans nos études, le choix de l'outil, pour les modèles de simulation, s'est porté sur une douille 7 mm pour cliquet 1/4" (Figure 4.2(a)), représentant un outil difficilement identifiable en terme de dimension, de surface ou d'orientation. Afin d'alléger les temps de calcul et de simulation, nous avons simplifié le modèle en prenant un cylindre métallique creux de mêmes dimensions, mais avec un maillage plus simple (figure 4.2), qui permet de réduire significativement le temps de simulation. Pour valider cette hypothèse simplificatrice, les deux modèles sont comparés en termes de rayonnement et d'adaptation pour estimer la différence.

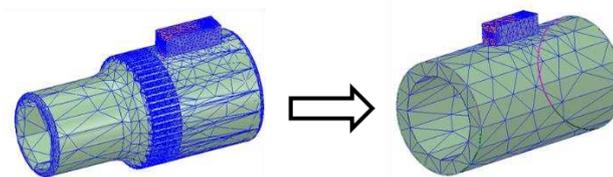


Figure 4.2 Maillage du modèle d'outil miniature tagué

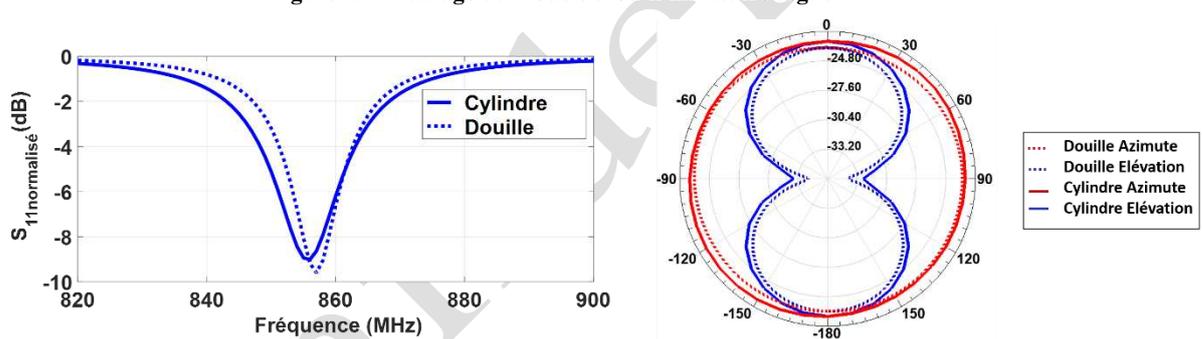


Figure 4.3 Caractéristique de l'OMT et le modèle simulé (a) adaptation (b) Diagramme de rayonnement en terme de gain

Comme on peut le voir sur la figure 4.3, l'OMT présente un rayonnement semblable à une antenne dipolaire. La différence entre les deux modèles reste négligeable en termes de rayonnement. En effet, le gain maximal observé est de -23.05 dBi, pour le modèle cylindrique et -22.95 dBi avec la douille. Quant à l'adaptation, un décalage de la fréquence de résonance de 1 MHz est observé entre les deux modèles. Cela reste acceptable pour la suite de nos travaux.

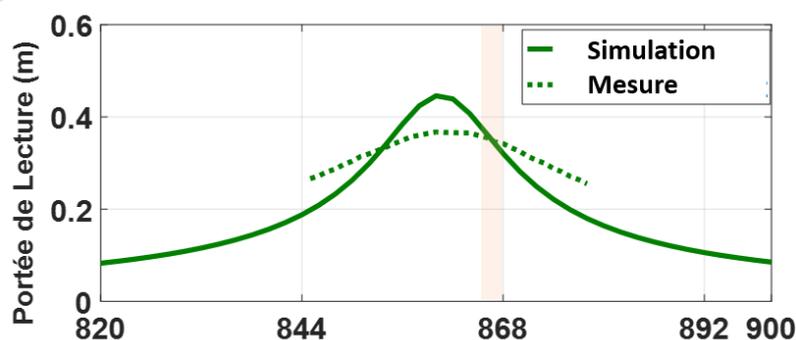


Figure 4.4 Caractéristique de l'OMT Portée de lecture mesurée et simulée

A partir de ces résultats simulés, on détermine la portée de lecture. Comparée avec la mesure, les résultats présentés sur la figure 4.4, montre un accord acceptable, entre la mesure et la simulation. Afin de respecter le cahier des charges, il nous faudra donc un système qui va permettre non seulement d'obtenir une meilleure adaptation à la bonne fréquence, mais aussi d'améliorer le gain de l'antenne du tag.

## IV.2.2. Réflecteur Métallique

Les réflecteurs métalliques sont parmi les premiers boosters que nous avons envisagés d'utiliser dans nos travaux. En effet, les antennes à réflecteur, sous une forme ou une autre, sont connues pour améliorer le gain d'un système antennaire, et sont largement étudiées depuis des décennies [4.1]. A ce jour, afin de maximiser ce gain, les demandes pour des utilisations en radioastronomie, communication satellite ou dans le domaine du radar, ont abouti à des progrès spectaculaires dans le développement de techniques expérimentales et analytiques, pour la fabrication de la surface du réflecteur et l'optimisation d'éclairage sur leurs ouvertures.

### IV.2.2.1. Le réflecteur Plan

Le type de réflecteur le plus simple et le plus connu est le réflecteur plan. Il a pour principal avantage de diriger l'énergie électromagnétique dans une direction souhaitée. Il a été clairement démontré dans [4.4.2] que la polarisation d'une source de rayonnement et de sa position par rapport à une surface réfléchissante, peut être utilisée pour contrôler les propriétés de rayonnement (gain, directivité) de l'ensemble d'un système antennaire. Comme nous avons pu voir dans le chapitre 2, dans le cas où le réflecteur est placé à  $\lambda/4$ , les interférences sont constructives et l'augmentation du gain maximale [4.3] et, lorsque le gap est très petit par rapport à  $\lambda/4$ , les interférences sont destructives. Bien que cette affirmation soit valable pour une antenne dipôle, ce phénomène peut être différent dans notre cas, avec l'OMT. Ainsi dans un premier temps, nous avons évalué l'impact du gap entre l'OMT et le réflecteur, lorsque la taille de ce dernier est très grande par rapport à l'OMT. Dans ce cas, elle est fixée à 25x25 cm, la position angulaire du tag fixée à  $0^\circ$ . La configuration simulée est présentée sur la figure 4.5.

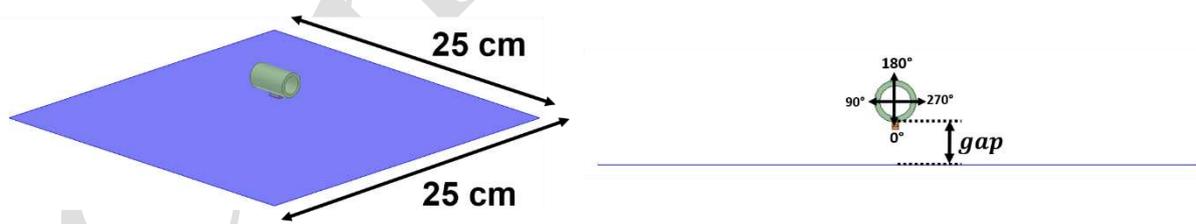


Figure 4.5 Booster à réflecteur planaire simulé (a) vue en 3D (b) vue de coupe

Dans cette première étude, on fait varier le gap de 0 mm, où l'OMT et le réflecteur sont en contact, jusqu'à  $\lambda/4$  (85 mm), afin de vérifier si l'on se retrouve dans la même situation que celle évoquée dans [4.7].

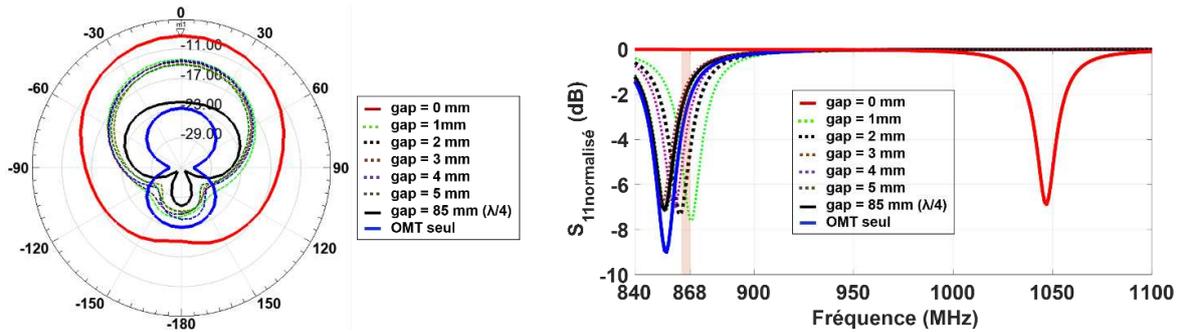


Figure 4.6 Impact du réflecteur planaire sur l'OMT (a) gain à 868 MHz (b) adaptation

Contrairement à ce qui est évoqué dans [4.7], le gain est maximal lorsque l'OMT et le réflecteur sont en contact (Figure 4.6). En effet dans ce cas, le réflecteur est considéré comme élément rayonnant, puisque les dimensions de l'OMT sont négligeables par rapport à la plaque réflectrice. Pour des gaps très petits par rapport à  $\lambda/4$  (courbes en pointillé), on observe une amélioration moyenne de  $\sim 8$  dB par rapport à l'OMT, mais de 3 dB seulement pour un gap égale à  $\lambda/4$ . Quant à l'adaptation, le contact entre l'OMT et le réflecteur entraîne une désadaptation totale de la solution, tandis que pour des valeurs proches de 1 mm, la solution résonne dans la bande de fréquence souhaitée, malgré un niveau d'adaptation supérieur à -10 dB. La portée de lecture est par la suite, estimée par simulation (Figure 4.7) pour différentes valeurs de gap, en tenant compte du gain maximal et à une fréquence fixe de 868 MHz. On observe ainsi que la portée est maximale (1.7 m) pour un gap de 1 mm, où l'on a obtenu la meilleure adaptation (qui est de -6dB). La portée de lecture diminue au fur et à mesure que le réflecteur est éloigné de l'OMT, jusqu'à retrouver sa valeur initiale de 0.35 m.

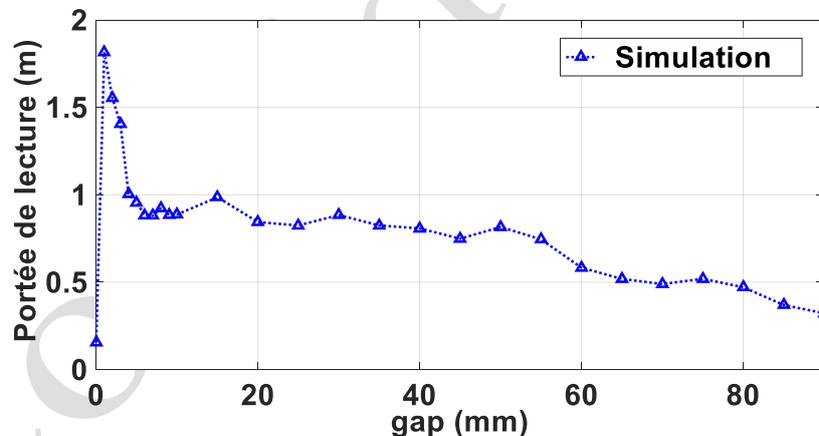


Figure 4.7 Variation de la portée de lecture du booster à base de réflecteur planaire en fonction du gap

Ces premiers résultats nous montrent ainsi, l'intérêt d'un système booster entièrement passif, permettant d'améliorer les performances du tag miniature sur un petit objet métallique. Bien que la configuration n'ait aucun impact positif sur la fréquence de résonance du tag, elle a le mérite d'améliorer le rayonnement et d'augmenter la portée de lecture d'un facteur de 5.

#### IV.2.2.3 Réflecteur parabolique

Le deuxième booster que nous avons envisagé est le réflecteur de type parabolique. Il s'agit de la forme la plus populaire des antennes à réflecteur. Le principe de base du fonctionnement d'un réflecteur parabolique est que tous les rayons émanant radialement d'une source ponctuelle située au foyer, se reflètent comme un faisceau concentré de rayons parallèles pouvant se

propager sur de très longues distances, sans atténuation excessive. Inversement, les rayons incidents parallèles à l'axe de symétrie du paraboloïde sont tous réfléchis vers son point focal. Le signal reçu se concentre ainsi, en un seul point [4.2][4.4.4].

Au cours des dernières décennies, les antennes à réflecteur ont été principalement utilisées dans les domaines des communications par satellite, des réseaux sans fil, de l'exploration de l'espace lointain et de la défense électronique. Outre des conceptions spécifiques appliquées à des objectifs précis tels que les radiotélescopes et les engins spatiaux, les antennes à réflecteur sont également produites à très grande échelle, pour des applications commerciales sans fil.

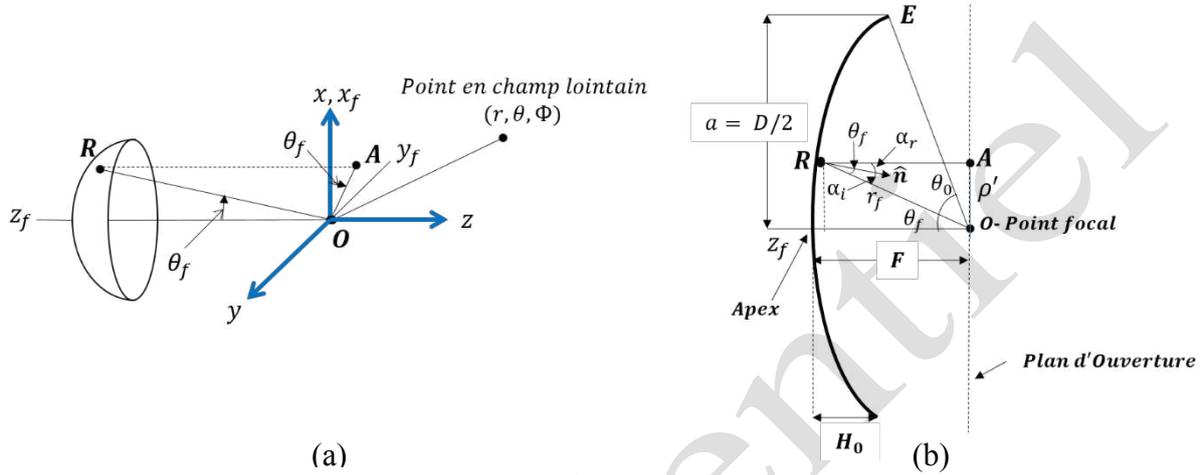


Figure 4.8 Antenne à réflecteur parabolique a) Système de coordonnées. (b) vue de coupe d'un réflecteur sur l'axe x-z.

Les systèmes à réflecteur unique, tels que l'antenne à réflecteur parabolique, consistent en une surface réfléchissante éclairée par une antenne d'alimentation, généralement un cornet ou une antenne dipôle. La géométrie générale d'un réflecteur parabolique est illustrée à la figure 4.8. Le réflecteur (ou "antenne") est un paraboloïde de révolution. L'intersection du réflecteur avec n'importe quel plan contenant l'axe du réflecteur (axe z), forme une courbe du type parabolique illustrée à la Figure 4.8(b). L'équation décrivant la forme de la surface du réflecteur parabolique sous la forme rectangulaire en utilisant  $(\rho', z_f)$  est la suivante

$$(\rho')^2 = 4F(F - z_f), \rho' \leq a \quad (IV.1)$$

L'apex (sommet) du réflecteur correspond à  $\rho' = 0$  et  $z_f = F$ , et le bord du plan à  $\rho' = a$  et  $z_f = F - a^2/4F$ . Pour un déplacement  $\rho'$  donné de l'axe du réflecteur, le point R sur la surface du réflecteur est à une distance  $r_f$  du point focal O. La courbe parabolique peut également être exprimée en coordonnées polaires  $(r_f, \theta_f)$  telles que

$$r_f = \frac{2F}{1 + \cos\theta_f} = F \sec^2 \frac{\theta_f}{2} \quad (IV.2)$$

et la projection de cette distance  $r_f$  sur le plan d'ouverture est

$$\rho' = r_f \sin\theta_f = \frac{2F \sin\theta_f}{1 + \cos\theta_f} = 2F \tan \frac{\theta_f}{2} \quad (IV.3)$$

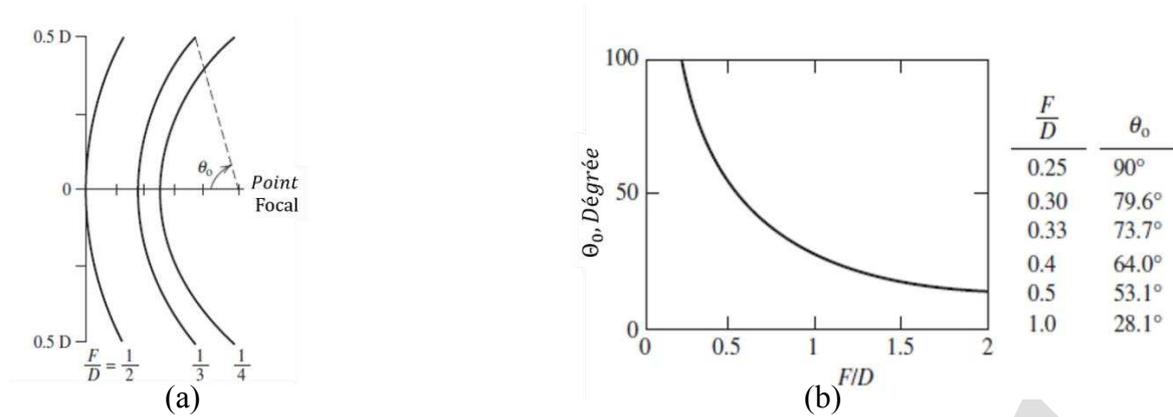


Figure 4.9 Courbure des réflecteurs paraboliques (a) Formes pour les valeurs  $F/D$  communes. (b) Angle de l'axe du réflecteur par rapport au bord  $F/D$ .

Au sommet ( $\theta_f = 0^\circ$ ),  $r_f = F$  et  $\rho' = 0$ . Au bord du réflecteur ( $\theta_f = \theta_0$ ),  $r_f = 2F/(1 + \cos\theta_0)$  et  $\rho' = a$ .

Le réflecteur parabolique est entièrement défini par deux paramètres le diamètre  $D$  et la longueur focale  $F$ . De manière équivalente, le réflecteur est souvent exprimé en  $D$  et en  $F/D$ , qui donnent la taille et la forme (taux de courbure), respectivement. Le rapport « longueur focale-diamètre »  $F/D$  représente le taux de courbure de la parabole. À la limite, lorsque  $F/D$  s'approche de l'infini, le réflecteur devient plan. Les formes associées aux réflecteurs couramment utilisés sont illustrées à la Figure 4.9. Lorsque  $F/D$  est égal à 0,25, le point focal se situe dans le plan passant par le rebord. Comme indiqué sur les figures 4.9 (b), l'angle entre l'axe d'alimentation (l'axe  $z_f$ ) et le bord du réflecteur est lié à  $F/D$ , en utilisant (IV.2) au point E ( $\rho' = a$ ,  $\theta_f = \theta_0$ ) tel que

$$\frac{F}{D} = \frac{1}{4 \tan \frac{\theta_0}{2}} \quad (IV.4)$$

$$\theta_0 = 2 \tan^{-1} \left( \frac{1}{4 \left( \frac{F}{D} \right)} \right) \quad (IV.5)$$

La difficulté de conception du réflecteur consiste principalement à adapter le diagramme d'antenne d'alimentation au réflecteur. L'objectif habituel est de faire en sorte que toute l'énergie réfléchi par le réflecteur soit redirigée vers le point focal, où dans notre cas, sera placé le tag. Habituellement, pour des antennes d'alimentation classique tel que des dipôles demi-onde ou des antennes cornets [4.5], cette propriété peut être obtenue pour les valeurs de  $F/D$  couramment utilisées de 0,3 à 1,0. La distance focale d'un réflecteur, quant à elle, est calculée à l'aide du diamètre  $D$  et de la hauteur  $H_0$ . Cette relation pratique est trouvée en résolvant (IV.2) au bord, où  $\rho' = D/2$  et  $z_f = F - H_0$ , donnant

$$F = \frac{D^2}{16H_0} \quad (IV.6)$$

Par exemple, si  $F/D = 1/4$ , alors  $H_0 = D/4$ . Ainsi,  $H_0 = F$ , ce qui ressort de la figure 4.8. L'analyse théorique des antennes paraboliques se fait dans le cas général où la source d'alimentation (ou la cible) au foyer du réflecteur est une antenne à faible gain (tel qu'un dipôle demi-onde ou plus souvent une antenne à petit cornet, appelée cornet d'alimentation). Dans notre cas, la conception d'un booster à base de réflecteur parabolique est un cas particulier, d'autant plus que l'antenne d'alimentation (ou cible) est l'outil tagué. Dans ce contexte, nous

commençons par examiner l'influence des paramètres évoqués précédemment sur le gain et l'adaptation. La structure simulée est présentée sur la figure 4.10.

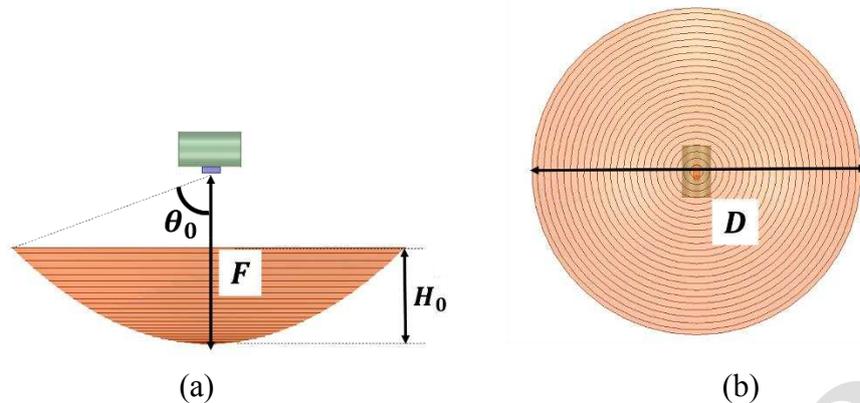


Figure 4.10 Booster à réflecteur parabolique (a) vue en 3D (b) vue de haut (c) vue de coupe

Nous évaluons ainsi en premier lieu, l'impact du rapport  $F/D$  pour une longueur fixe de  $D$  à 172 mm ( $\lambda_0/2$ ). Les configurations simulées sont présentées sur la figure 4.11.

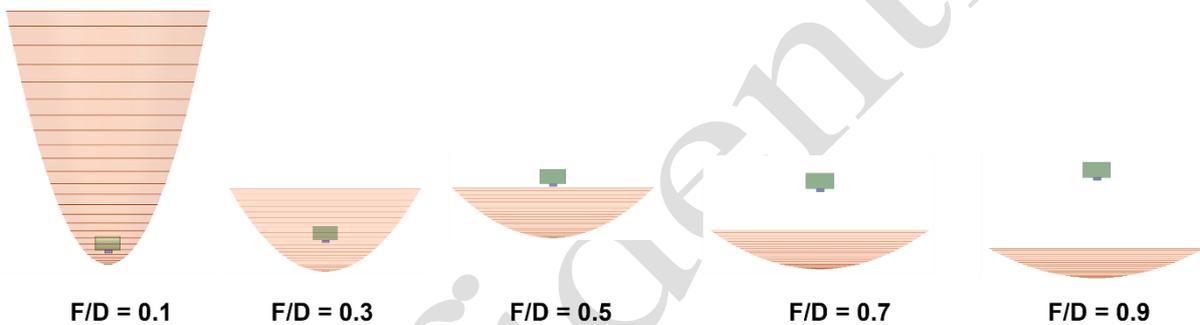


Figure 4.11 Design pour différentes variations du rapport focal  $F/D$

On peut constater sur la figure 4.12 que, dans tous les cas, la variation du rapport focal a très peu d'impact sur la fréquence de résonance de l'ensemble. En effet, dans les différents cas évalués, l'écart entre l'OMT et le réflecteur est assez grand. Ce qui rejoint le même constat que l'on a eu avec le réflecteur plan. Toutefois, le gain augmente au fur et à mesure que le rapport  $F/D$  augmente, jusqu'à se stabiliser autour de -15 dB pour une valeur de  $F/D$  à 0.7.

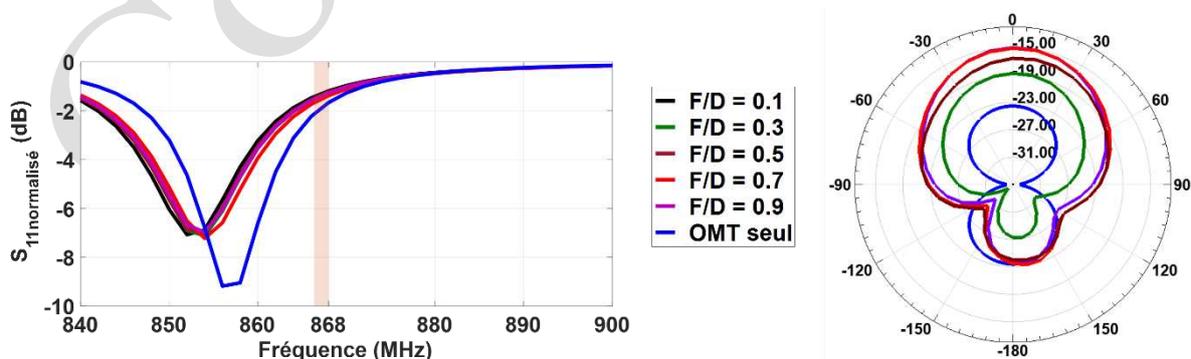


Figure 4.12 Impact du réflecteur parabolique sur l'OMT (a) Adaptation (b) Gain (c) portée de lecture à 868 MHz

Afin de vérifier si, comme la solution à base de réflecteur plan, pour un gap aux alentours de 1 mm, on obtient une meilleure adaptation, l'écart entre l'apex et l'OMT est évalué lorsque les dimensions du réflecteur sont basées sur les valeurs d'un rapport focal  $F/D = 0.7$ .

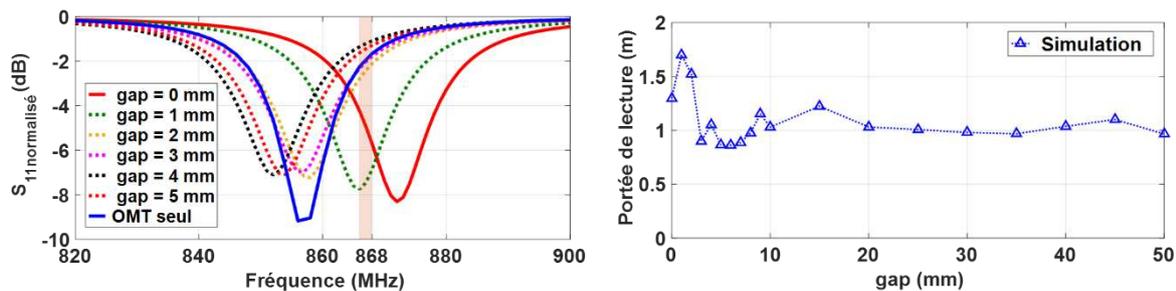


Figure 4.13 Impact du réflecteur parabolique sur l'OMT pour une variation du gap (a) Adaptation (b) Gain (c) portée de lecture à 868 MHz

L'impact du gap sur la performance (figure 4.13) de l'ensemble est similaire au cas du réflecteur plan. En effet, un contact de l'OMT avec le réflecteur entraîne une variation de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences. Cette variation est moins importante que celle constatée avec le réflecteur plan. De plus, pour des gaps d'environ 1 mm, on obtient la meilleure adaptation qui correspond à une meilleure portée de lecture et reste linéaire sur une large variation du gap, contrairement à la solution planaire.

La performance générale des deux premières solutions évoquées est très intéressante, dans les conditions étudiées, à savoir, une position angulaire de 0° et avec des dimensions de booster à  $\lambda/2$ . Toutefois, dans le cadre du projet MINIATUR, les dimensions de ces solutions restent très encombrantes. Par conséquent, il est nécessaire de trouver des techniques de miniaturisation afin de réduire la longueur des solutions, tout en gardant des performances similaires.

Mais pour l'instant, une autre catégorie de solutions sera présentée, avant d'aborder la miniaturisation des solutions

#### IV.2.3. Booster à base d'antenne en court-circuit

La deuxième catégorie de booster étudiée est, cette fois-ci, de type planaire. Le principe de fonctionnement que nous avons retenu, est basé sur le couplage magnétique entre le booster et l'outil tagué. On utilise un motif planaire que nous représentons comme une antenne en court-circuit et que l'on nomme « Élément Rayonnant Auxiliaire (ERA) ». Le principe de fonctionnement est présenté sur la figure 4.14. Cette structure est composée de deux éléments l'ERA correspondant à une Antenne Dipôle en Court-circuit (ADCC) et une boucle rectangulaire représentant l'OMT. En effet, lorsque l'onde électromagnétique provenant de l'antenne du lecteur illumine l'ERA, elle induit un courant  $I_{ERA}$  dans ce dernier, et génère par la suite, un champ magnétique intense  $H_{ERA}$ , proche du centre de celui-ci. Ce champ  $H_{ERA}$  produit par l'ERA induit par la suite un courant  $I_{OMT}$  dans un deuxième conducteur, placé à proximité, qui est dans notre cas l'OMT. Ainsi, un tag placé dans cette zone récupérera l'énergie transférée par couplage inductif [4.6]. Par conséquent, plus la densité du champ magnétique à proximité du tag est élevée, plus grande sera la puissance reçue par la puce du tag ; ce qui augmente son signal de backscattering et par conséquent la portée de lecture.

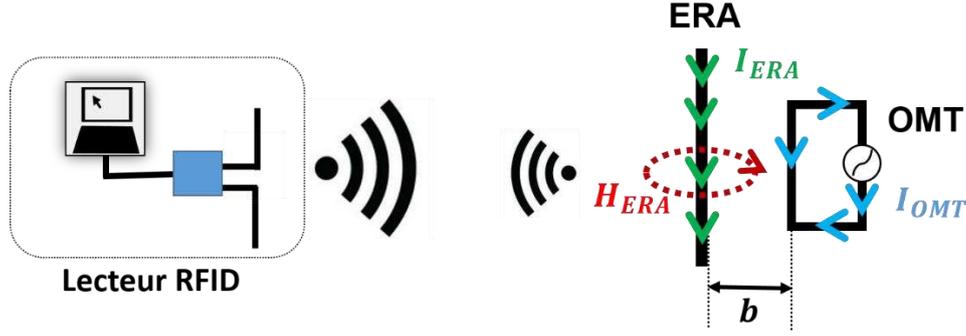


Figure 4.14 Principe de fonctionnement du booster avec l'ERA

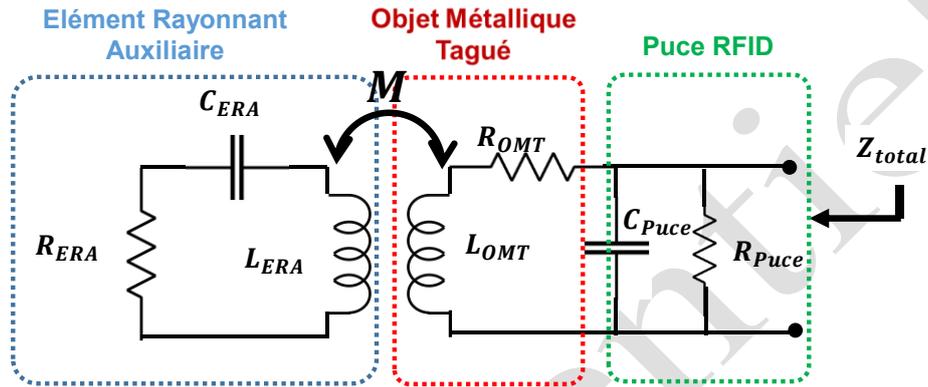


Figure 4.15 Circuit équivalent du couplage entre l'ERA et l'OMT

La configuration proposée peut être modélisée par un circuit à éléments localisés, comme illustré à la Figure 4.15. Elle est basée sur le modèle de Son [4.7], qui a été proposé pour une antenne dipolaire à couplage inductif. L'élément rayonnant est modélisé comme un circuit résonant série RLC ( $R_{ERA}, L_{ERA}, C_{ERA}$ ). L'OMT, qui comprend l'antenne du tag et l'outil métallique, est modélisé par une résistance au rayonnement ( $R_{OMT}$ ) et une inductance ( $L_{OMT}$ ). L'antenne du tag est connectée à une micro-puce RFID, modélisée par un circuit RC parallèle ( $R_{puce}, C_{puce}$ ). En utilisant un développement analytique similaire à celui dans [4.7], l'impédance  $Z_{Total}$  ramenée, formée par l'association (Booster + OMT), vue aux bornes de la micro-puce RFID peut être exprimée par

$$Z_{Total} = R_{total} + jX_{tot} = Z_{OMT} + \frac{(2\pi fM)^2}{Z_{ERA}}, \quad (IV.7)$$

où  $Z_{total}$  est l'impédance d'entrée de l'antenne du tag,  $Z_{OMT}$  est l'impédance de l'OMT,  $Z_{ERA}$  est l'impédance du booster,  $f$  est la fréquence de travail et  $M$ , l'inductance mutuelle entre le booster et l'OMT. Pour une fréquence de fonctionnement  $f$  proche de la fréquence de résonance  $f_0$ , les impédances d'entrée de l'ERA et l'OMT sont calculées comme suit

$$Z_{ERA} = R_{ERA,0} + jR_{ERA,0}Q_{ERA} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right), \quad (IV.8)$$

$$Z_{OMT} = R_{OMT} + j2\pi fL_{OMT}, \quad (IV.9)$$

Où  $R_{ERA,0}$  modélise la résistance de l'ERA,  $Q_{ERA}$  représente le facteur de qualité de l'ERA,  $R_{OMT}$  la résistance de l'outil et  $L_{OMT}$ , l'inductance propre de l'OMT. En substituant l'équation (IV.8) et l'équation (IV.9) à l'équation (IV.7), on obtient les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée  $Z_{Total}$ , c'est-à-dire

$$R_{total} = \frac{R_{OMT} + \frac{(2\pi f M)^2}{R_{ERA0}} + (4\pi L_{OMT} + R_{OMT}) \left( Q_{ERA} \left( \frac{f - f_0}{f} \right) \right)}{1 + \left[ Q_{ERA} \left( \frac{f - f_0}{f} \right) \right]^2} \quad (IV.10)$$

$$X_{total} = \frac{2R_{OMT}Q_{ERA}\left(\frac{f-f_0}{f}\right) + 2\pi f L_{OMT} \left[ Q_{ERA} \left( \frac{f - f_0}{f} \right) \right]^2 + \frac{(2\pi f M)^2}{R_{ERA0}} \left( Q_{ERA} \left( \frac{f - f_0}{f} \right) \right) + 2\pi f L_{OMT}}{1 + \left[ Q_{ERA} \left( \frac{f - f_0}{f} \right) \right]^2} \quad (IV.11)$$

Comme le système fonctionne à la condition de résonance ( $f = f_0$ ), les parties réelles et imaginaires de  $Z_{total}$  deviennent

$$R_{total,0} = R_{total} (f = f_0) = R_{OMT} + \frac{(2\pi f_0 M)^2}{R_{ERA}} \quad (IV.12)$$

$$X_{total,0} = X_{total} (f = f_0) = 2\pi f_0 L_{OMT} \quad (IV.13)$$

En d'autres termes, la réactance d'entrée de l'ensemble ( $X_{total,0}$ ) dépend uniquement de l'inductance ( $L_{OMT}$ ) de l'OMT, alors que la résistance d'entrée ( $R_{total,0}$ ) de l'ensemble est directement liée à l'inductance mutuelle ( $M$ ) et à la résistance de l'ERA ( $R_{ERA,0}$ ). L'inductance mutuelle entre deux conducteurs parallèles quant à elle, dépend des propriétés géométriques des conducteurs et de la distance qui les sépare.

On sait, cependant, que pour transférer le maximum de puissance à la puce RFID, il faut que l'impédance d'entrée  $Z_{total}$  soit égale à la conjuguée de l'impédance de la puce, soit  $R_{total} = R_{puce}$  et  $X_{total} = -X_{puce}$ . Généralement, en utilisant le modèle de circuit équivalent, il est possible de synthétiser et concevoir les valeurs des éléments localisés de la structure et les appliquer à la conception de l'antenne. Mais, cela n'est possible que pour des cas basiques, où à la place de l'OMT, comme décrit dans [4.8], on a une boucle rectangulaire. Dans notre cas, une étude par simulation électromagnétique est indispensable, compte tenu du fait que la géométrie de l'OMT couplé avec un tag miniature est très complexe.

Une première simulation a été effectuée dans ce sens, afin de vérifier le concept. La configuration simulée est présentée sur la Figure 4.16 (a) et (b). L'ERA est un dipôle en court-circuit, conçu sur un substrat standard en Duroid, avec une permittivité relative de 2.2, un facteur de perte diélectrique de 0.0009 et une épaisseur de 0.86 mm. La longueur de l'antenne  $L_{ERA}$  de la piste conductrice est fixée à 172 mm ( $\lambda/2$ ), avec une largeur de 1.7mm. La distribution du courant et celle du champ magnétique, présentées sur la figure 4.16 (c-e) montrent l'effet du couplage entre l'OMT et l'ERA. Ce couplage se caractérise par une concentration importante du champ au centre de la piste conductrice de l'ERA. Comme pour tout élément filaire, le maximum de courant est au centre et diminue vers les extrémités.

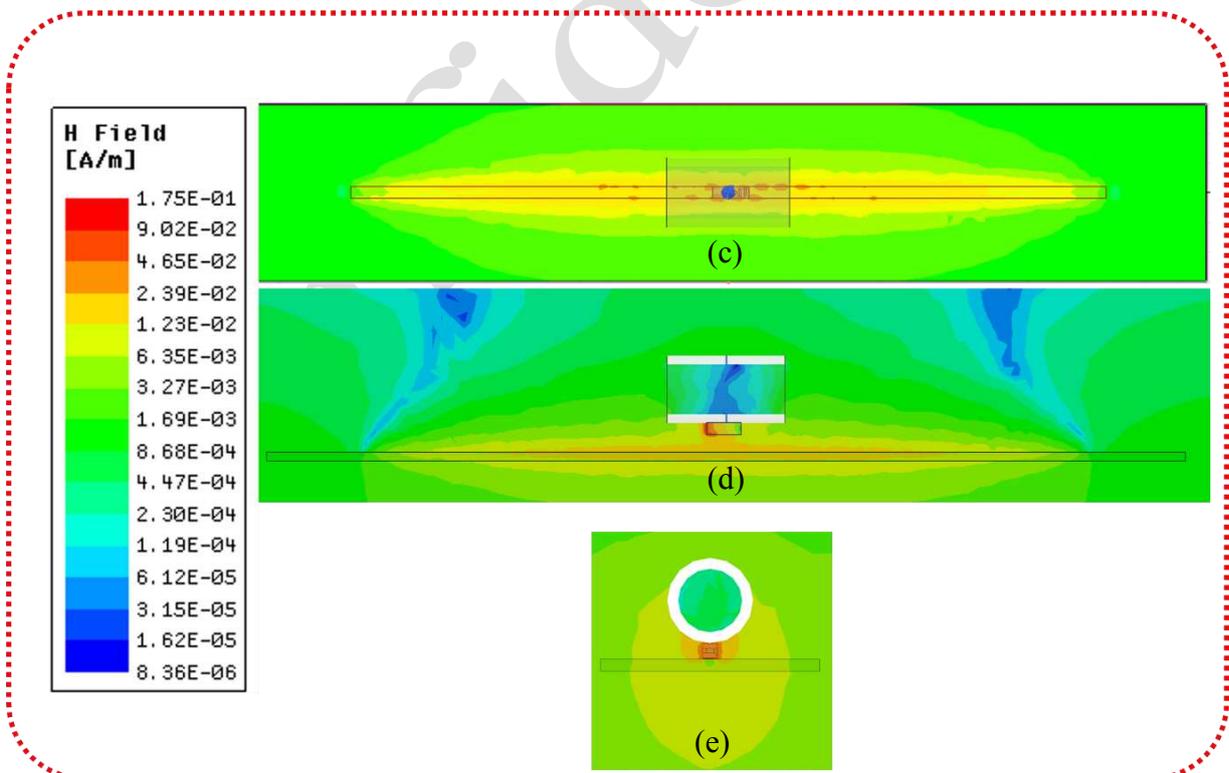
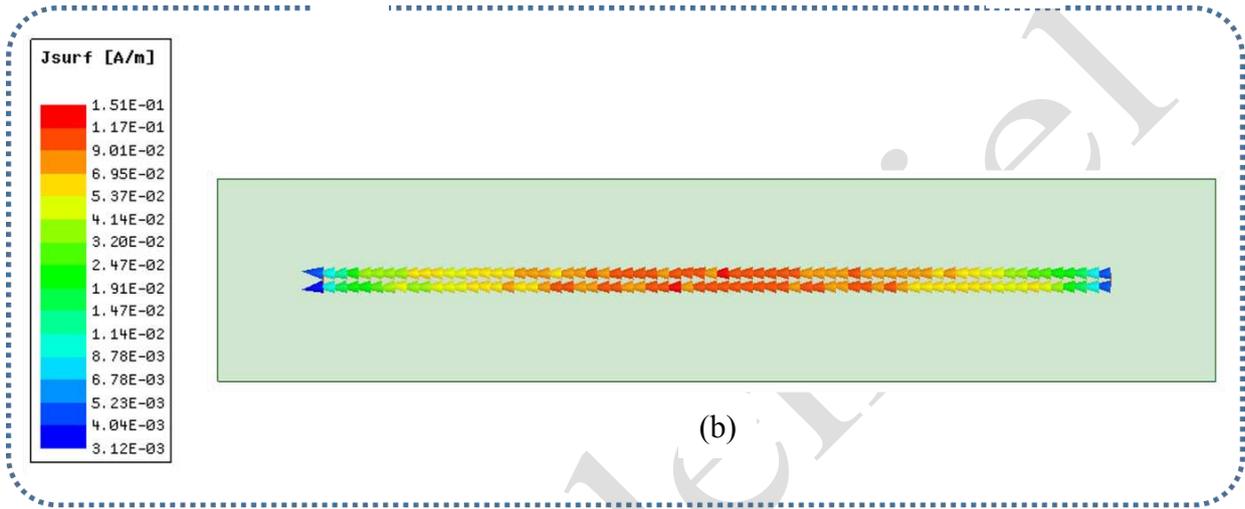
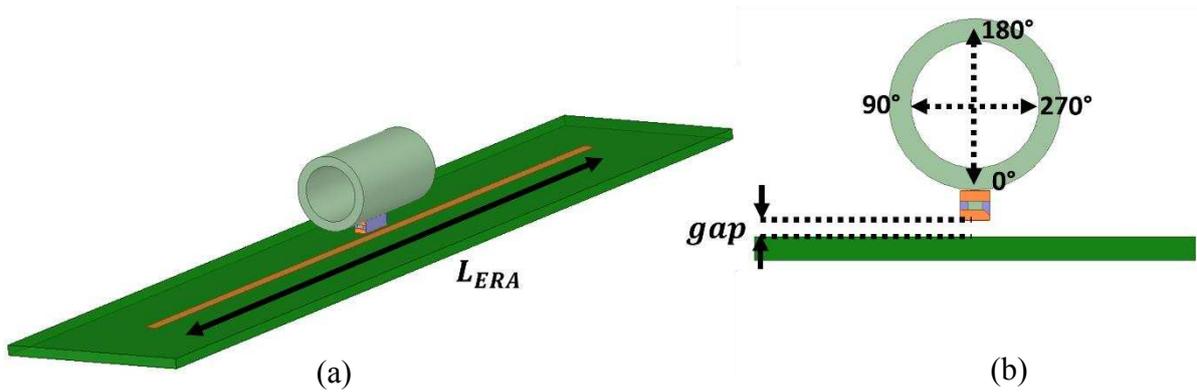


Figure 4.16 Structure booster à base d'ERA (a) Design vue en 3D (b) Design vue de coupe (c) Distribution du courant le long de l'ERA (d) distribution du champ H vue de haut, (e) distribution du champ H vue de coupe (f) distribution du champ H vue de coupe

Afin de vérifier l'impact du booster sur l'OMT, une étude paramétrique sur le paramètre *gap* est effectuée. L'adaptation de l'ensemble, pour différentes valeurs de *gap*, est présentée sur la figure 4.17 (a). On peut voir que, lorsque l'ERA est en contact avec l'OMT (*gap*=0), l'ensemble résonne à la fréquence souhaitée, mais se décale vers des basses fréquences lorsque l'on augmente le *gap*, de 1mm. Pour des *gaps* plus grands, cette fréquence de résonance varie très peu et reste aux alentours de 855 MHz. Quant au gain, cette solution offre une amélioration très importante puisque, d'après la figure 4.17 (b), une amélioration jusqu'à 22 dB est obtenue, correspondant à un gain maximal de 0,7 dBi, lorsque l'ERA et l'OMT sont en contact.

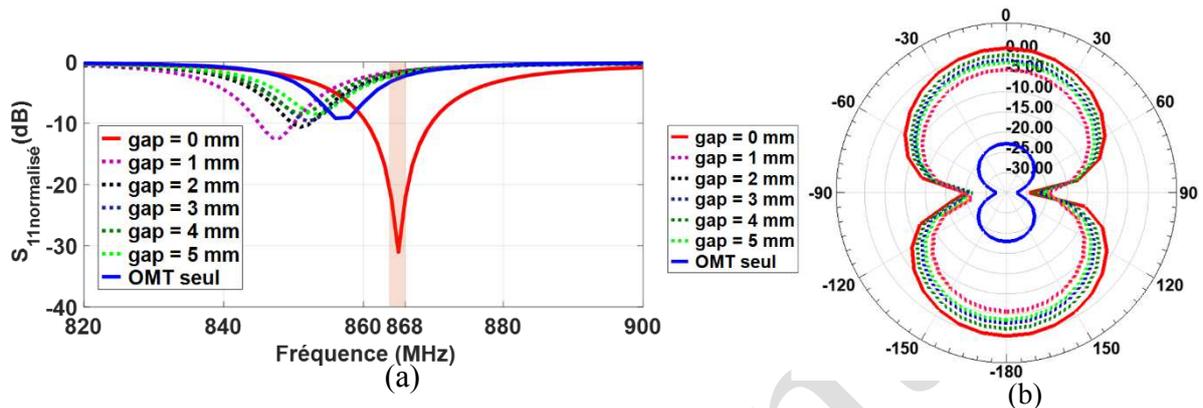


Figure 4.17 Impact du *gap* entre l'ERA et l'OMT (a) Adaptation (b) Gain max à 868 MHz (c) portée de lecture à 868 MHz

Une étude paramétrique sur la largeur de la piste est également effectuée afin de connaître l'impact de l'inductance mutuelle entre le booster et l'OMT sur la performance de l'ensemble. Dans ce sens, pour deux valeurs de *gap*, 3 mm et 0 mm, on varie la largeur  $w_{ERA}$  de la piste, afin de connaître son impact sur l'adaptation et le gain maximal de l'ensemble.

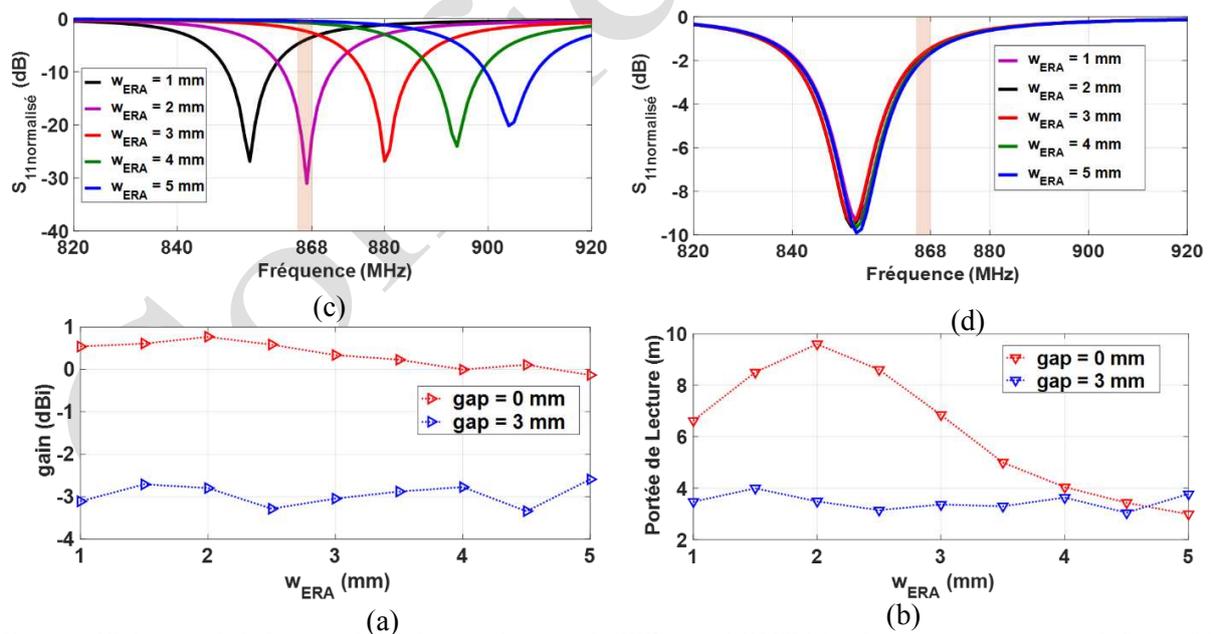


Figure 4.18 Impact de la largeur de la piste conductrice de l'ERA sur l'OMT (a) Adaptation pour un *gap* de 0 mm (b) Adaptation pour un *gap* de 3 mm (c) Gain max à 868 MHz (d) portée de lecture à 868 MHz

Comme on peut le voir sur les figures 4.18, une variation de  $w_{ERA}$  a une influence minimale sur le gain, pour les deux valeurs du *gap*. En effet, lorsqu'on varie  $w_{ERA}$  de 1 mm à 5 mm, l'évolution du gain reste quasi-linéaire, avec une différence moyenne de 0,6 dB, pour un *gap* de 0 mm, et 0,4 dB pour un *gap* de 3 mm. Toutefois, pour l'adaptation, la variation  $w_{ERA}$  a un

effet important, seulement lorsque l'OMT et l'ERA sont en contact ( $\text{gap} = 0 \text{ mm}$ ), car pour 1 mm de variation, on obtient un décalage moyen de la fréquence de résonance de 13 MHz.

On peut ainsi affirmer qu'on arrive à bien maîtriser le gain de l'ensemble, en variant le gap. Mais, pour profiter de l'effet de ce booster pour un gap différent de 0, un circuit d'adaptation sera éventuellement nécessaire, ou il faudra une solution qui permette d'élargir la bande passante de l'ensemble. On obtient ainsi une adaptation satisfaisante sur la bande de fréquence souhaitée.

Contrairement aux solutions à base de réflecteur métallique, on obtient des performances plus satisfaisantes avec l'ERA, grâce à une meilleure adaptation et de meilleurs gains. Cependant, le fait de travailler avec un élément planaire à base de dipôle, nous ramène à la problématique de sa longueur résonante de  $\sim 17 \text{ cm}$  dans la bande ETSI et à la recherche de solutions pour réduire son encombrement. Pour cela, des techniques usuelles pour la miniaturisation des antennes seront abordées dans les parties suivantes.

### **IV.3. Miniaturisation des boosters**

Le concept général de réduction de la taille d'une antenne est défini comme la création d'une antenne dont les dimensions sont bien inférieures à la longueur d'onde, tout en maintenant les mêmes performances qu'avant la réduction de la taille [4.9]. Il existe diverses techniques pour obtenir une antenne miniature. Dans nos travaux, nous allons exploiter la technique la plus basique qui consiste à réduire la fréquence de résonance. Le moyen le plus efficace pour réduire la fréquence de résonance d'une antenne tout en conservant les mêmes dimensions, est de composer l'antenne, au moins en partie, avec une structure d'ondes lentes. L'onde lente est définie comme l'onde électromagnétique parcourant un trajet de transmission, avec une vitesse de phase  $v_p$  inférieure à celle de la lumière dans l'espace libre,  $c$  [4.4][4.9].

#### **IV.3.1. Utilisation de matériaux à forte permittivité**

En utilisant des matériaux qui présentent une forte permittivité et/ou perméabilité, il est possible de diminuer la vitesse de propagation de l'onde. Cette diminution de la vitesse de phase implique que l'onde se propage à une vitesse inférieure à celle de la lumière. Nous créons alors, un phénomène d'*onde lente*.

Ainsi, en utilisant des matériaux avec des permittivités et/ou des perméabilités fortes, il est possible de diminuer fortement les dimensions de l'antenne. Toutefois, le comportement de ces matériaux est généralement dispersif. Si, à certaines fréquences, ces matériaux peuvent présenter de faibles pertes, à d'autres fréquences, ces pertes peuvent devenir très importantes et dégrader les performances de l'antenne. L'utilisation de matériaux à forte permittivité entraîne en général, une forte augmentation des pertes, ce qui présente l'inconvénient de réduire fortement l'efficacité de l'antenne. Les céramiques polymères telles que le Roger 3010, sont des matériaux qui offrent un bon compromis permittivité/pertes.

#### **IV.3.2. Méandres**

Une ligne de méandres peut être utilisée comme élément d'antenne typique pour réduire la taille, car elle présente la structure à onde lente [4.10], [4.11]. Les types d'antennes applicables sont non seulement les dipôles, mais aussi les monopôles. L'élément d'antenne peut être constitué d'un fil mince et d'une bande mince imprimée sur la surface d'un substrat diélectrique. Les

performances d'une antenne à ligne de méandres (Figure 4.19 (a)) peuvent être obtenues, en traitant la structure de l'antenne comme une connexion en série d'une ligne de transmission à deux fils en court-circuit et d'un élément linéaire (voir Figure 4.19 (b) [4.12]). Cependant, dans la pratique, l'antenne est conçue en utilisant un simulateur électromagnétique. La simulation est simple et fournit pourtant de meilleurs résultats, par rapport au calcul qui utilise la ligne de transmission équivalente. La vitesse de phase  $vp$  d'une onde EM sur la ligne des méandres est approximativement donnée par  $(L_p/L_0) c$ , où  $L_p$  désigne la longueur de la ligne en méandres et  $L_0$  la longueur de la partie linéaire de la ligne.

La fréquence de résonance de l'antenne dipolaire à ligne de méandres (ADLM) peut être obtenue par une méthode proposée par T. Endo [4.12]. La fréquence de résonance de l'ADLM a été calculée à l'aide de l'équation de l'inductance totale du fil d'antenne. La figure 4.19 montre la configuration de l'antenne dipôle à méandre (ADM), proposé dans l'étude réalisé par T. Endo, et le tableau 1 les paramètres structurels. Dans son étude, l'ADM de la figure 4.18 est modélisé comme une antenne dipôle linéaire à chargement inductif. L'antenne est décomposée en lignes de transmission à extrémités en court-circuit, dont le nombre  $2N$  est égal au nombre de replis de l'antenne, et un conducteur linéaire dont la longueur est égale à la longueur d'antenne  $2L$ .

Tableau 4.1 configuration du ADM

Largeur de l'antenne	$w$
Longueur de l'antenne	$2L$
Ecart de repliement	$a$
Diamètre de la piste conductrice	$b$
Nombre de repliement	$2N$

Sur la figure 4.18 (b), l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne à extrémité en court-circuit, est donnée par [4.2] comme suit

$$Z_0 = \frac{Z_c}{\pi} \log\left(\frac{2a}{b}\right) \quad (\text{IV.14})$$

Où  $Z_c$  est l'impédance caractéristique du vide, et vaut  $Z_c = \mu_0 c$ , avec  $\mu_0$  la perméabilité magnétique du vide et  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide. L'impédance d'entrée  $Z_{in}$  quant à elle, est donnée par l'équation suivante

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan\beta w}{Z_0 + jZ_L \tan\beta w} \quad (\text{IV.15})$$

En considérant que toutes les lignes de méandres se terminent par un court-circuit, (IV.15) devient

$$Z_{in} = jZ_0 \tan\beta w \quad (\text{IV.16})$$

Où  $\beta$  est la constante de phase et sa valeur est égale à  $2\pi/\lambda$  et  $w$  est la hauteur du segment vertical de la ligne du méandre. Selon T. Endo, la hauteur  $w$  de la ligne à méandres est suffisamment petite par rapport à la longueur d'onde, donc  $\beta w \ll 1$ . Par conséquent,  $\tan\beta w$  peut-être approché par

$$\tan\beta w = \beta w + \frac{1}{3}(\beta w)^3 \quad (\text{IV.17})$$

L'expression de l'impédance d'entrée devient ainsi

$$Z_{in} = j\omega L = jZ_0 \left\{ \beta w + \frac{1}{3} (\beta w)^3 \right\} \quad (IV.18)$$

En substituant la valeur de (IV.14) dans (IV.18), on peut montrer que l'inductance formée par chaque ligne de méandre est

$$L_M = \frac{\mu_0}{2\pi} w \log \left( \frac{2a}{b} \right) \left\{ 1 + \frac{1}{3} (\beta w)^2 \right\} \quad (IV.19)$$

Si le nombre total de repliement du méandre est  $2N$ , l'inductance totale obtenue à partir de la ligne de méandre est

$$L = 2N \times L_M \quad (IV.20)$$

L'inductance propre d'un conducteur de longueur physique  $2l$  est donnée par

$$L_S = \frac{\mu_0}{2\pi} l \left( \log \left( \frac{8l}{b} \right) - 1 \right) \quad (IV.21)$$

L'inductance totale  $L_T$  de l'ADLM est obtenue en utilisant (IV.21) et (IV.20)

$$L_T = L_S + 2NL_M \quad (IV.22)$$

Pour une antenne dipôle linéaire qui résonne à la fréquence  $f$ , l'inductance propre du conducteur est donnée par l'équation suivante où  $\lambda$  est la longueur d'onde

$$L_D = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{1}{4} \lambda \left( \log \left( \frac{2\lambda}{b} \right) - 1 \right) = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{1}{4} \frac{c}{f} \left( \log \left( \frac{2c}{bf} \right) - 1 \right) \quad (IV.23)$$

On suppose que les ADLM résonnent à la même fréquence que le dipôle demi-onde. En conséquence, la réactance inductive de l'ADLM sera la même que la réactance inductive de l'antenne dipôle. La fréquence de résonance peut être trouvée, en calculant la réactance inductive de l'ADLM. Par conséquent,  $L_T = L_D$ .

$$\frac{\mu_0}{2\pi} L \left( \log \left( \frac{8l}{b} \right) - 1 \right) + N \frac{\mu_0}{2\pi} w \log \left( \frac{2a}{b} \right) \left\{ 1 + \frac{1}{3} (\beta w)^2 \right\} = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{1}{4} \frac{c}{f} \left( \log \left( \frac{2c}{bf} \right) - 1 \right) \quad (IV.24)$$

Comme l'équation (IV.24) le montre, la fréquence de résonance  $f$  dépend des propriétés géométriques des méandres et de la longueur de l'antenne. Une résolution graphique de cette équation peut être ainsi utilisée, pour déterminer le nombre de repliement nécessaire, afin de miniaturiser le booster, et cela pour une fréquence souhaitée.

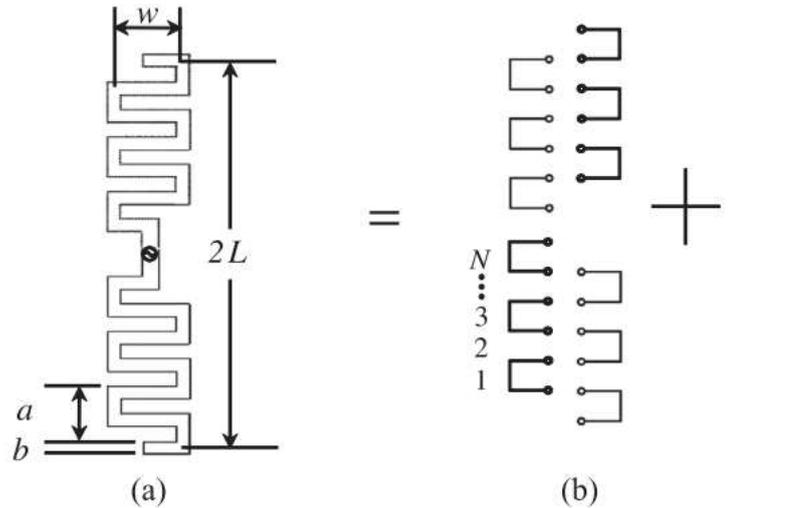


Figure 4.19 Antenne méandre (a) structure (b) structure équivalente [4.12]

### IV.3.3. Booster à base de réflecteur métallique miniaturisé

En se basant sur le principe évoqué dans la section 5.1, nous avons évalué l'impact de l'intégration d'un matériau à forte permittivité, pour les solutions à base de réflecteur métallique. Dans un premier temps, nous évaluons l'effet de la permittivité relative sur la configuration où le gain est maximal, à savoir, un gap de 0 mm entre l'OMT et le réflecteur, comme nous avons vu dans la section 3. La dimension maximale du booster est fixée à 50 mm, tandis que la hauteur  $H_D$  du matériau est fixée arbitrairement à 5 mm, pour cette première simulation, et les pertes dans le matériau sont négligées, c'est-à-dire  $\tan \delta = 0$ . Le matériau est préformé pour intégrer l'OMT, comme on peut le voir sur la figure 4.20.

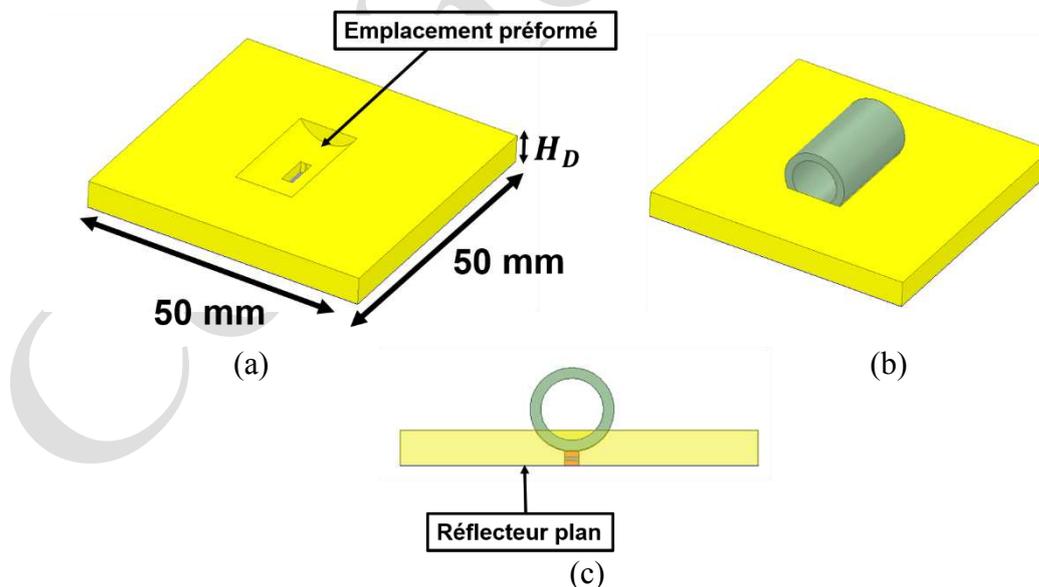


Figure 4.20 Modèle simulé du booster à réflecteur plan avec un diélectrique (a) vue en 3D du booster sans OMT (b) vue en 3D de l'ensemble booster OMT (c) vue de coupe de l'ensemble booster OM

D'après les résultats présentés sur la figure 4.21, plus on augmente la permittivité du matériau, plus la fréquence de résonance diminue, jusqu'à obtenir une fréquence de résonance proche de la bande ETSI, pour une permittivité de 35. De la même manière, plus la permittivité augmente

plus le gain augmente. Toutefois, une meilleure adaptation nous permet d'obtenir la meilleure portée de lecture comme le montre les résultats.

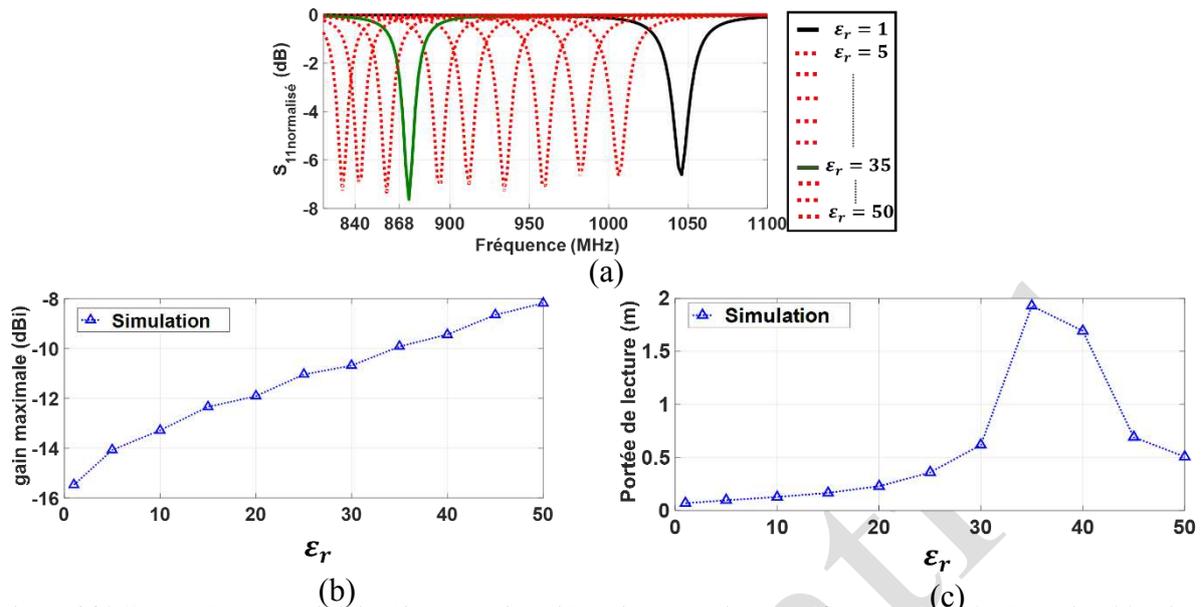


Figure 4.21 Impact de la permittivité d'un matériau diélectrique associé à un réflecteur plan (a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture

L'impact de la hauteur du matériau est ensuite évalué pour une permittivité fixe de 35, qui nous permet d'avoir une résonance très proche de la bande de fréquence souhaitée. Les dimensions du réflecteur sont fixées à 50x50 mm<sup>2</sup>. Les pertes dans le matériau sont négligées.

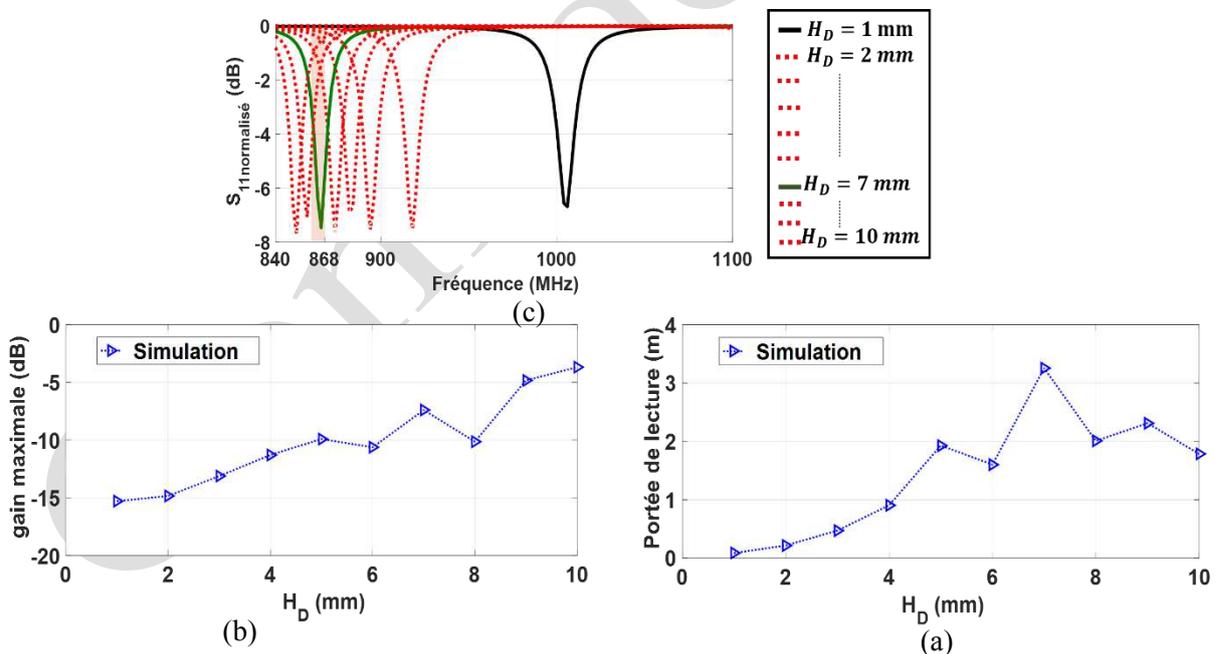


Figure 4.22 Impact de la hauteur d'un matériau diélectrique associé à un réflecteur plan (a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture

Comme on peut le voir sur la figure 4.22, l'augmentation de la hauteur du diélectrique entraîne un décalage important de la fréquence de résonance vers les basses fréquences, mais aussi une augmentation du gain, entraînant ainsi une amélioration de la portée de lecture jusqu'à une valeur maximale 7 m, dans la bande de fréquence ETSI.

Cette étude nous permet ainsi de confirmer l'intérêt de la miniaturisation des boosters, en créant des phénomènes à onde lente avec des diélectriques à fortes permittivités, en jouant effectivement sur la permittivité et la hauteur du matériau.

#### IV.3.4. Booster à base de Méandre

L'antenne à méandre utilisée dans cette partie, est représentée sur la Figure 4.23 avec les paramètres correspondants. La taille maximale de l'antenne booster est fixée à 50x50 mm<sup>2</sup>. Dans le but de miniaturiser le booster au maximum, on a utilisé un substrat de haute permittivité disponible dans le commerce, qui est le Roger RO3010, avec  $\epsilon_r = 10,2$  ;  $\tan \delta = 0.0002$  et d'une épaisseur de 1.27 mm.

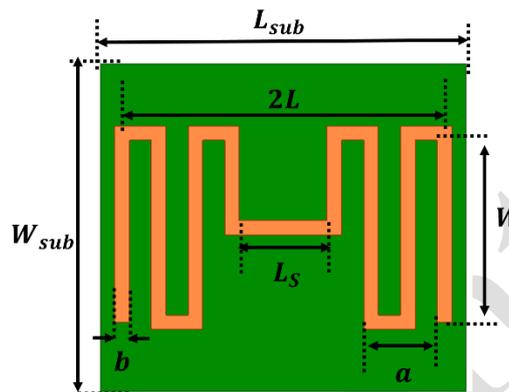


Figure 4.23 Structure du booster à base de méandre

La largeur  $W$  correspond aux plis réalisés,  $L_{sub}$  correspond à la longueur du substrat,  $W_{sub}$  à la largeur du substrat,  $L_s$  à la section principale,  $a$  correspond aux écarts entre les plis,  $b$  correspond à la largeur de la piste conductrice, et  $2L$  est la longueur du méandre. Le nombre de repliement peut varier en fonction du degré de miniaturisation choisi et de la fréquence de résonance, comme nous avons vu dans la section 5.2. Dans ce cas, ce repliement est obtenu en se basant sur le graphe obtenu par l'équation (IV.24). En effet, pour un ensemble de valeurs  $a, b, W, L_s$  et  $L$  fixes (tableau 4.1),  $N$  le nombre de repliements, est approximativement aux alentours de 6 pour la fréquence souhaitée, comme illustré sur la figure 4.24.

Tableau 4.1 Valeurs des paramètres fixes

Variable	$L_{sub}$	$W_{sub}$	$L_s$	$a$	$b$	$2L$	$W$
Valeur	50 mm	50 mm	16 mm	15 mm	2 mm	50 mm	20 mm

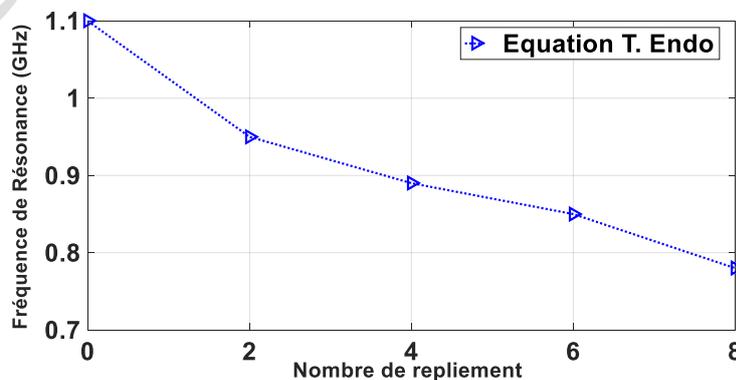


Figure 4.24 Fréquence de résonance versus nombre de repliement de la ligne à méandre pour l'antenne dipôle en ligne droite ( $N = 0$ ) et le ADLM ( $N = 2$  à  $8$ ) lorsque la longueur physique totale de l'antenne reste constante

Pour modifier la structure du booster à méandre, on doit prendre en compte l'écartement entre les segments, car la proximité de deux courants opposés en phase, diminue le rayonnement et l'efficacité. La section  $L_s$  est donc la plus influente sur la performance de la structure. Le repliement a été réalisé en conséquence, en laissant une bonne partie de la longueur  $L_s$  éloignée du premier repliement.

Dans l'étude paramétrique suivante, nous décidons d'étudier l'effet de  $W$  et  $L_s$  sur l'adaptation et de fixer  $L_{sub}$  et  $W_{sub}$ , pour ne pas dépasser la dimension maximale imposée par le cahier des charges. Dans une vision de miniaturisation du booster, on est en droit de se poser la question sur la possibilité de réduire la taille de ces deux paramètres, sans dégrader fondamentalement l'adaptation de l'ensemble.

Dans ce sens, on effectue une simulation du dipôle en plaçant directement l'OMT en son milieu, avec un gap fixe de 1 mm. Une première étude sur la variation de la longueur  $W$  est effectuée, les autres paramètres sont fixés et présentés dans le tableau 4.2, ces paramètres ont été choisis de telle sorte à ne pas dépasser la dimension maximale de 50 mm.

Tableau 4.2 Valeurs des paramètres fixes pour une variation de  $W$

Variable	$L_{sub}$	$W_{sub}$	$L_s$	$a$	$b$	$2L$
Valeur	50 mm	50 mm	16 mm	15 mm	2 mm	50 mm

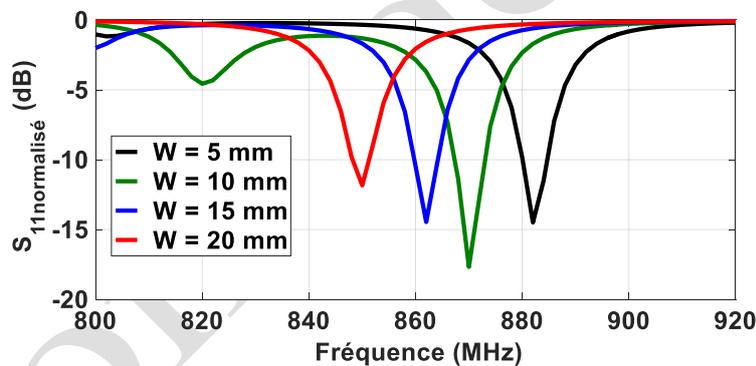


Figure 4.25 Impact de la largeur  $W$  du booster en méandre sur l'adaptation

On constate d'après les résultats présentés sur la figure 4.25, que la diminution de  $W$  implique un décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences, avec une meilleure adaptation, pour une valeur de  $W$  à 10 mm. D'un autre côté, la variation du niveau de l'adaptation reste acceptable et est toujours inférieure à -10 dB.

De la même manière, une variation du paramètre  $L_s$  est effectuée, afin de connaître l'impact de ce dernier sur l'adaptation de l'ensemble. Les autres paramètres sont fixés et présentés dans le tableau 4.3. Comme dans la première étude paramétrique, ces paramètres ont été choisis de telle sorte à ne pas dépasser la dimension maximale de 50 mm, mais cette fois-ci, avec une valeur de  $W$  à 10 mm où on a eu la meilleure adaptation.

Tableau 4.3 Valeurs des paramètres fixes pour une variation de  $L_s$

Variable	$L_{sub}$	$W_{sub}$	$W$	$a$	$b$
Valeur	50 mm	50 mm	10 mm	15 mm	2 mm

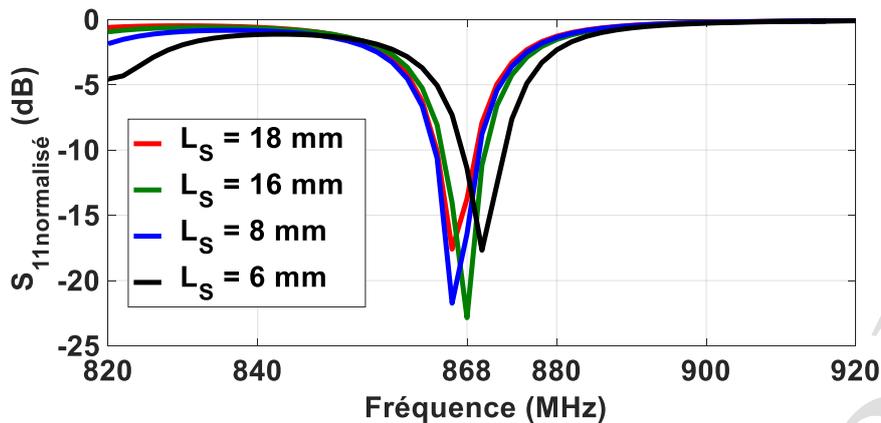


Figure 4.26 Impact de la longueur  $L_s$  du booster en méandre sur l'adaptation

La diminution de la longueur  $L_s$ , comme celle de  $W$  entraîne un décalage de la résonance vers les hautes fréquences. Mais ce décalage est moins important. Ces études paramétriques nous ont permis de mettre en évidence l'impact des deux paramètres fondamentaux du booster à méandre et de connaître la limite de miniaturisation des boosters, pour une longueur maximale fixe.

Par la suite, et en se basant sur ces études paramétriques et le travail décrit dans la section 5.2 [4.12], nous avons conçu trois boosters à base de ligne en méandre, de longueur maximale différente de +/- 30% des 50 mm imposés par le cahier des charge, soit 35 mm, 50 mm et 65 mm, le but étant de déterminer la limite des performances. Les simulations tiennent compte évidemment de l'OMT, placé au centre du booster. Chaque design est optimisé, et a pour objectif d'obtenir une portée de lecture maximale, à la bande de fréquence ETSI. Les études paramétriques ont permis de fixer les valeurs  $a$ ,  $b$  et  $L_s$  mais une optimisation plus poussée a été effectuée sur le paramètre  $W$ . Comme nous l'avons vu dans les sections 3 et 4, le *gap* entre le tag et le booster est un paramètre primordial. Il a un impact important sur la fréquence de résonance. Dans ce cas-ci, il sera fixé à 1 mm, correspondant à 3 mm en termes de  $gap_{OT}$ , qui représente la tolérance maximale, pour l'emplacement de l'outil.

Les valeurs des paramètres finaux sont présentées dans les tableaux 4.4, 4.5 et 4.6.

Tableau 4.4 Variables optimisées du booster à base de méandre avec une longueur max à 65mm

Variable	$L_{sub}$	$W_{sub}$	$L_s$	$W$	$a$	$b$	$2L$
Valeur	65 mm	40 mm	18.2 mm	27.4 mm	11.4 mm	2.8 mm	51 mm

Tableau 4.5 Variables optimisées du booster à base de méandre avec une longueur max à 50mm

Variable	$L_{sub}$	$W_{sub}$	$L_s$	$W$	$a$	$b$	$2L$
Valeur	50 mm	45 mm	16 mm	27 mm	10.1 mm	2 mm	44 mm

Tableau 4.6 Variables optimisées du booster à base de méandre avec une longueur max à 35mm

Variable	$L_{sub}$	$W_{sub}$	$L_s$	$W$	$a$	$b$	$2L$
Valeur	35 mm	31.5 mm	8.7 mm	22.3 mm	5.6 mm	1.1 mm	32.2 mm

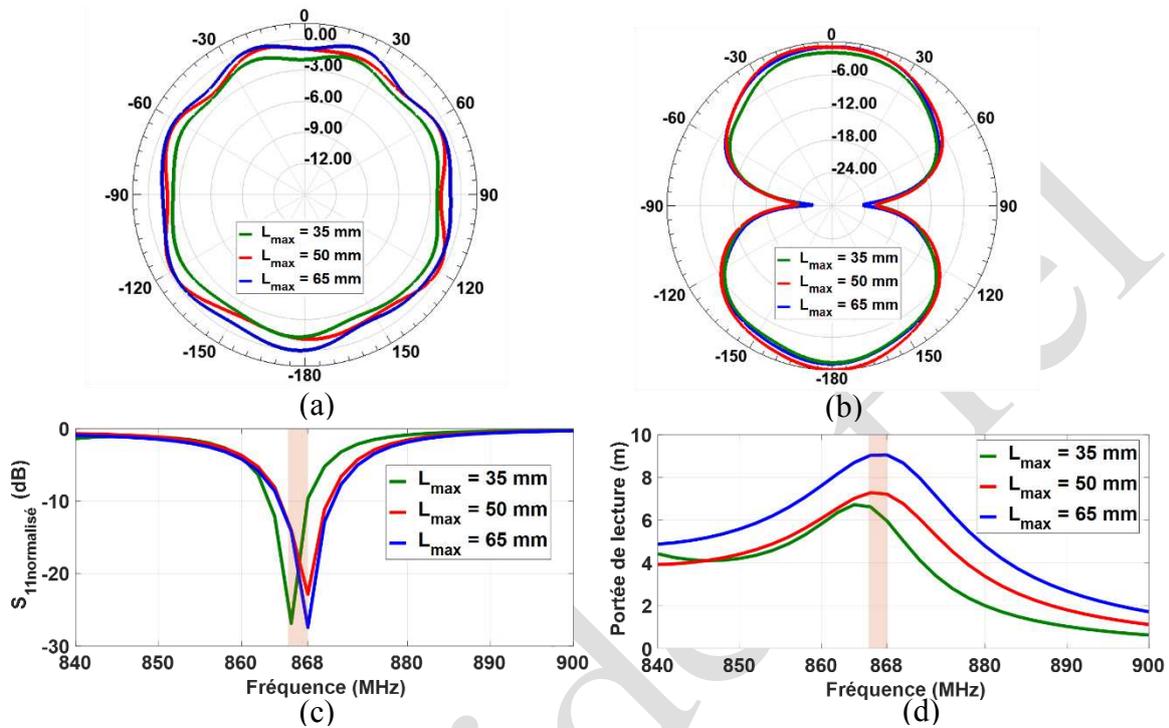


Figure 4.27 Performance des boosters optimisés à base de méandre (a) Diagramme de rayonnement en élévation (b) Diagramme de rayonnement en azimut (c) adaptation (d) portée de lecture

On distingue, dans les résultats présentés sur la figure 4.27, que la diminution de la taille maximale du booster entraîne une diminution cohérente du gain. Ces gains sont de -1.9 dBi, -0.92 dBi et 0.99 dBi respectivement, pour une longueur de 35 mm, 50mm et 65 mm, soit un écart moyen de 1.2 m en termes de portée de lecture, pour les 30 % de marge. Les performances de chaque configuration sont résumées dans le tableau 4.7.

Tableau 4.7 Performance des booster à base de méandre sur la bande ETSI

$L_{max}$	gain max	$S_{11normalisé}$	portée de lecture maximale dans la bande ETSI
65 mm	0.99 dBi	-22 dB	9.25 m
50 mm	-0.92 dBi	-27 dB	7.7 m
35 mm	-1.9 dBi	-17 dB	5.8 m

Nous avons également évalué l'impact de l'écart entre le booster et l'OMT pour cette solution. Dans ce sens, la solution avec la longueur max de 50mm est simulée pour une variation de gap allant de 0 mm à 10 mm.

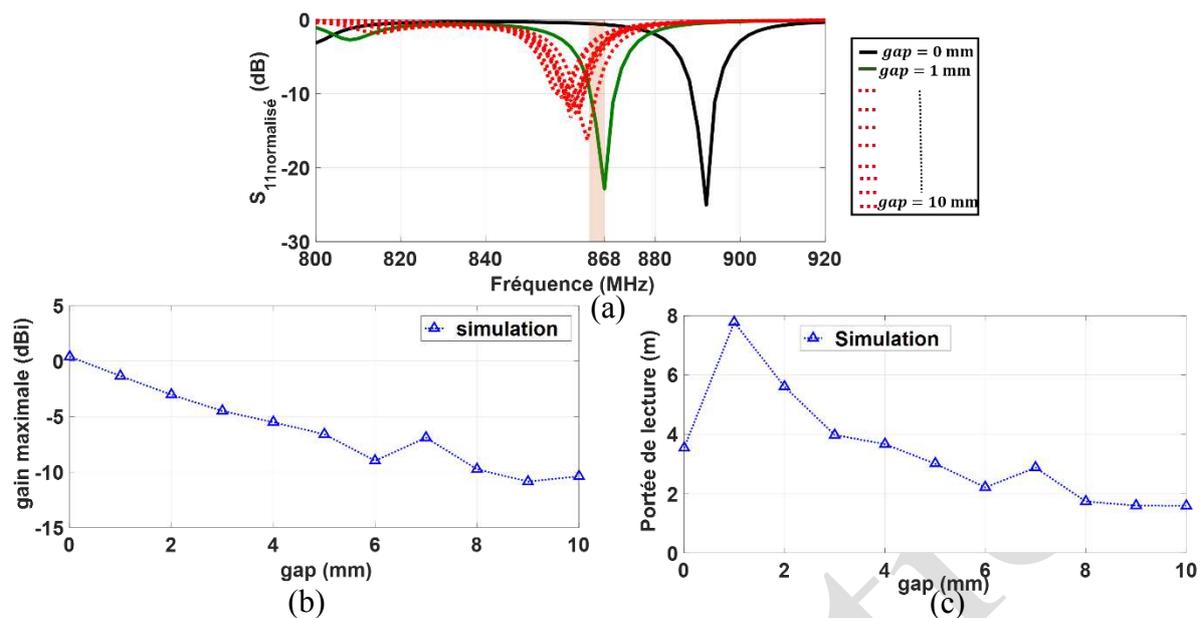


Figure 4.28 Impact du gap pour la solution à base de méandre (a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture

On peut ainsi en conclure que l'impact du gap sur la performance du tag, dans ce cas, est similaire aux autres solutions évoquées. En effet, plus ce gap est important, plus le booster n'affecte plus l'adaptation, et cela même en modifiant la valeur de  $W$ , qui est le paramètre le plus influant sur l'adaptation de la solution. Quant au gain, il se dégrade au fur et à mesure que le gap augmente, mais de façon moins drastique. Contrairement aux solutions à base de réflecteur métallique, on obtient une bien meilleure performance avec les boosters en méandre, et cela malgré des tailles réduites.

#### IV.4. Contrainte liée à l'incertitude de l'orientation de l'outil

Le deuxième aspect, qui nécessite d'être abordé sur la lecture de tag RFID miniature sur les petits objets métalliques, est la nature symétrique des petits objets. En effet, en pratique les objets tagués sont placés dans des mousses non absorbantes préformées qui épousent la forme des objets. Toutefois, la position angulaire du tag reste incertaine, surtout dans le cas des outils symétriques tels que les douilles ou les embouts, lorsque l'utilisateur remet l'objet dans son emplacement. Par conséquent, il est plus que nécessaire, de tenir compte de ce cas particulier des outils symétriques.

Dans les solutions évoquées précédemment, on a montré que plus l'écart entre l'OMT et le booster est important, moins le booster est performant. En effet, dans les trois cas étudiés, les boosters ont moins d'impact positif sur l'adaptation, lorsque le gap est au-delà de 2 mm.

Dans le cas de l'orientation, nous évaluons l'impact de l'incertitude de la position angulaire par simulation, pour les configurations miniaturisées, avec une fréquence fixée à 868 MHz.

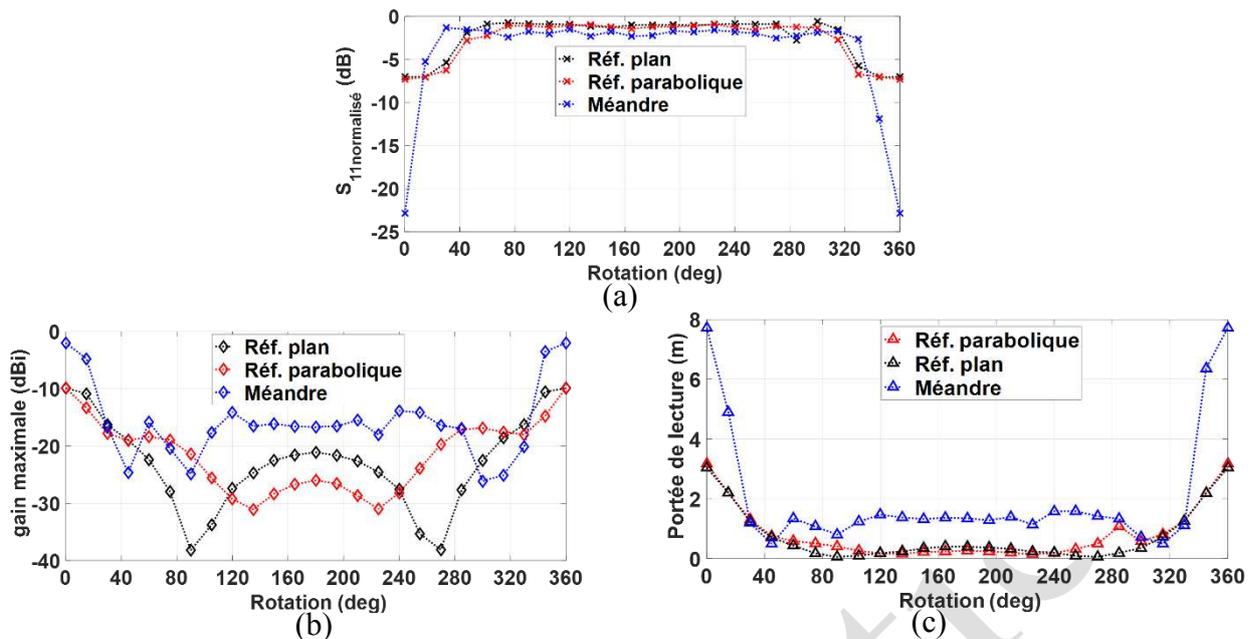


Figure 4.29 Impact de la rotation de l'outil sur les trois, solutions miniaturisées (a) adaptation (b) gain maximale (c) portée de lecture

On peut effectivement, remarquer l'effet de la symétrie de l'outil (Figure 4.29), pour les trois solutions simulées, avec des performances optimales aux alentours de 0° et les pires aux alentours de 45°, 60° 30° respectivement, pour la solution à base de méandre, réflecteur plan et réflecteur parabolique. En effet, comme le tag s'éloigne du booster, on obtient le même effet que nous avons obtenu en augmentant le gap entre l'OMT et le booster, à savoir une dégradation progressive du gain, mais surtout une désadaptation de l'ensemble OMT-booster.

Toutefois, cette dégradation est non linéaire au niveau du gain. En effet, dans les orientations entre 40° et 45°, elle est plus importante que dans les autres orientations, pour le cas de solution à base de méandre, et dans le cas du réflecteur plan aux alentours de 90°. Ce phénomène est principalement lié à la nature cylindrique de l'outil lorsque ce dernier est illuminé par une onde plane à une position fixe au-dessus d'elle, des zones d'ombre se créent, dues aux déphasages des courants (Figure 4.30 (e)) sur la surface de l'outil. Et comme on peut le constater sur la variation du gain, cette zone varie en fonction de la nature du booster et de la position de la source d'alimentation. En effet, la nature 3D du booster parabolique empêche l'apparition de ces zones d'ombre.

Figure 4.30 Onde plane illuminant l'outil tagué (a) vue en 3D (b) vue de coupe (c) densité surfacique du courant sur l'outil vue de coupe (d) densité surfacique du courant sur l'outil vue en 3D (e) distribution du vecteur courant sur l'outil

Comme la nature de l'outil est un paramètre sur lequel nous ne pouvons pas agir, il faut trouver d'autres solutions qui nous permettront de limiter ce phénomène d'ombrage, en améliorant le booster. Une telle solution consiste à développer un booster ayant une bande passante plus large, et ainsi obtenir une adaptation acceptable.

## IV.5. Booster à base de l'antenne retenue

Plusieurs techniques existent sur l'amélioration de la largeur de bande et/ou la maximisation du gain pour une antenne, avec une taille d'antenne donnée. Balanis a décrit dans [4.2] que la largeur de bande d'une antenne circonscrite par une sphère de rayon  $r$ , ne peut être améliorée que si l'antenne utilise efficacement le volume disponible de la sphère, avec sa configuration géométrique. Ces études peuvent être interprétées comme indiquant que l'utilisation intégrale d'un volume qui circonscrit une structure d'antenne est le seul moyen d'améliorer la largeur de bande de l'antenne. En d'autres termes, même avec une petite taille, si une antenne est construite de manière à occuper tout le volume d'une sphère contenant l'antenne, la bande passante peut être améliorée. L'augmentation de la largeur de bande, pour une taille donnée d'une antenne, correspond à la création d'une petite antenne. Cependant, dans la pratique, il s'agit d'un concept idéalisé, car une structure d'antenne ne peut jamais occuper pleinement l'espace ou le volume qui circonscrit l'antenne. Le concept peut être suivi en remplissant efficacement cet espace ou volume, c'est-à-dire, utiliser au maximum l'espace avec la géométrie de l'antenne. L'espace n'est pas nécessairement tridimensionnel, mais peut-être bidimensionnel selon la structure de l'antenne. L'antenne retenue est un exemple typique, qui remplit efficacement un espace avec la géométrie de l'antenne (Figure 4.31). Il s'agit d'une version planaire de l'antenne biconique dont le fonctionnement est expliqué pour la première fois en 1939 [4.13]. Elle est constituée de deux cônes métalliques, dont les sommets se font face et partent à l'infini. Ces cônes sont caractérisés par leur angle d'ouverture  $\psi$ . La différence de potentiel entre les sommets, permet de générer des courants de surface le long du cône, qui engendrent des ondes sphériques entre les cônes.

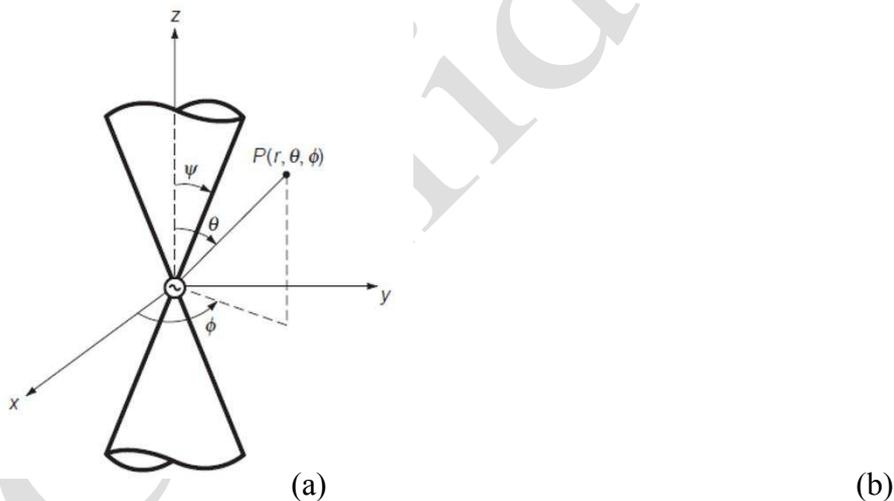


Figure 4.31 (a) Structure d'antenne biconique (b) structure de l'antenne retenue

En pratique, ces cônes sont tronqués et une partie de l'énergie électromagnétique incidente est réfléchi au bout des cônes. Ce retour d'énergie entraîne une désadaptation de l'antenne. Les cônes peuvent être ainsi vus comme des lignes de transmission terminées par une charge. Contrairement à l'antenne biconique, l'antenne retenue présente l'avantage d'être légère, planaire, peu coûteuse à réaliser et compacte. Cependant, la bande passante est moins importante. Ces inconvénients s'expliquent par le fait qu'il s'agit d'une version tronquée de l'antenne biconique. Sa longueur électrique est d'environ  $\lambda/2$ . De même que l'antenne biconique est constituée de deux cônes qui se font face, l'antenne retenue est constituée de deux triangles. Les propriétés de l'antenne reposent essentiellement sur l'angle d'ouverture  $\psi$  des

sommets des deux triangles. Son rayonnement est semblable à celui d'un dipôle, il est omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à l'antenne. Cet angle détermine l'impédance de l'antenne et sa valeur détermine la largeur de bande de fonctionnement. Comme dans la solution à base de méandre, l'OMT sera placé au centre du booster, afin de profiter de la concentration du champ.

Il existe dans la littérature différentes méthodes permettant de déterminer cette impédance [4.14][4.15][4.16]. La méthode la plus basique et la plus simple, nommée méthode quasi-statique et étudiée dans [4.16], est la plus souvent utilisée, pour déterminer cette impédance. Cette impédance nommée impédance quasi-statique  $Z_{qs}$  est donnée par

$$Z_{qs} = \eta_0 \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \frac{K(k)}{K'(k)} \quad (IV.25)$$

où  $\eta_0$  est l'impédance de l'onde en espace libre ( $= 120\pi \Omega$ ),  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique du substrat et  $K(k)$  représente une fonction intégrale elliptique complète avec l'argument  $k$ ,

$$k = \tan^2 (45^\circ - \psi/4) \quad (IV.26)$$

et  $K'(k)$  fonction complémentaire donnée par  $K'(k) = K(k')$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (IV.27)$$

En se basant sur (IV.25) et sur les calculs effectués dans [4.15], il est possible de déterminer cet angle graphiquement. Dans notre cas, le matériau utilisé reste le Roger 3010 avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 10.2$ . La figure 4.32 donne l'impédance en fonction de l'angle  $\psi$ . Cette méthode est généralement utilisée, pour une impédance entièrement résistive, mais elle servira de point de départ, pour notre structure.

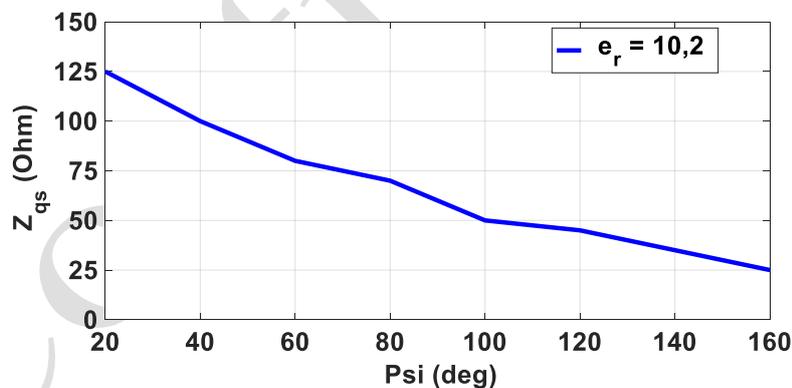


Figure 4.32 2 Impédance caractéristique quasi-statique en fonction de  $\psi$

Comme on peut le distinguer sur la courbe présentée sur la figure 4.32, pour une résistance de 27 Ohm, correspondant à la résistance de la puce RFID, la valeur de l'angle  $\psi$  est aux alentours de  $130^\circ$ . A partir de ce premier constat, on varie la valeur de  $\psi$ , et on évalue son impact sur l'OMT, en plaçant l'OMT au centre du booster, une zone que l'on nomme « zone de couplage » caractérisée par les paramètres  $L_{cp}$  et  $W_{cp}$ . De même que pour la solution à base de méandre, nous souhaitons toujours miniaturiser le booster en utilisant un substrat de haute permittivité comme le Roger RO3010. La structure du booster simulé est présentée sur la figure 4.33. Les autres paramètres sont fixés et présentés dans le tableau 4.8, ces paramètres ont été choisis de telle sorte à ne pas dépasser la dimension maximale de 50 mm.

Tableau 4.8 Valeurs des paramètres fixes pour une variation de  $\psi$

Bien que la solution ne résonne pas à la bonne fréquence, on peut toutefois distinguer sur les résultats présentés sur la figure 4.34, que plus l'angle  $\psi$  est grand, plus la bande passante à -10 dB est large, et inversement, variant de 9, 11 et 14 MHz pour les trois angles respectivement de  $40^\circ$ ,  $80^\circ$  et  $140^\circ$ . On peut effectivement augmenter l'angle mais, au-delà de  $140^\circ$ , on dépasse la longueur maximale souhaitée.

Figure 4.34 Adaptation du booster retenue pour une variation de  $\psi$

Pour compenser la partie capacitive de la puce, et pour adapter le booster à la fréquence souhaitée, il est nécessaire d'effectuer une étude paramétrique plus poussée. Cependant, contrairement à la solution à base de méandre, la géométrie de l'antenne retenue n'offre pas autant de flexibilité. Ainsi, il est nécessaire d'ajouter un circuit d'adaptation. Il existe dans la littérature plusieurs techniques pour compenser la partie capacitive de la puce [4.17][4.18][4.19]. Dans nos travaux, nous nous sommes inspirés des travaux effectués dans [4.19], qui offrent beaucoup de flexibilité avec l'utilisation de deux barres de charge, en tant que parties intégrantes du booster, placées près du bord et intégrant un point de coupure au centre de chaque barre de charge. Dans ces travaux, l'auteur a constaté que la fréquence de résonance propre change de manière significative et se déplace vers des valeurs plus élevées lorsque la barre de charge est coupée. Et, si l'antenne du tag possède deux barres de charge complètes, alors elle fonctionne en mode basse fréquence. Elle fonctionne en mode haute fréquence, avec deux barres de charge tronquées. De plus, si une seule des barres de charge est tronquée, le fonctionnement est en mode moyenne fréquence.

La nouvelle configuration du booster que nous proposons est ainsi présentée sur la figure 4.35. Le circuit d'adaptation est défini par les paramètres  $L_{ad}$ ,  $C_b$  et  $w_b$ , qui sont respectivement la longueur, la coupure et la largeur de la barre.

Figure 4.36 Adaptation du booster à base de l'antenne retenue pour une variation de  $L_{ad}$

Nous voyons que raccourcir les barres de charge entraîne un décalage de la fréquence de résonance propre vers les fréquences élevées (Figure 4.36), et inversement, lorsque nous augmentons leurs tailles. Une meilleure adaptation est ainsi obtenue en ajoutant les barres, pour les trois valeurs de  $L_{ad}$  choisies, tout en restant toujours adapté dans la bande de fréquence souhaitée (866-868 MHz). On peut également observer une meilleure bande passante à -10 dB de 16 MHz en moyenne, dans les trois cas.

Figure 4.37 Adaptation du booster à base de l'antenne retenue pour une variation de  $c_d$

Figure 4.38 Adaptation du booster à base de l'antenne retenue pour une variation de  $w_b$

Ainsi, sur la base de ces résultats, nous avons conçu trois designs (comme dans la solution précédente) pour trois valeurs de longueur maximale, qui sont 35 mm 50 mm et 65 mm. Les mêmes études paramétriques ont été réalisées sur ces différentes valeurs de longueur maximale, afin d'obtenir la meilleure adaptation et surtout obtenir le maximum de portée de lecture à la bande de fréquence ETSI. Les valeurs des paramètres finaux sont présentées dans les tableaux 4.9, 4.10 et 4.11.

**Figure 4.39 Impact de la rotation de l'outil avec la solution à base de l'antenne retenue pour différentes longueurs de booster(a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture**

Comme dans la solution en méandre, la diminution de la taille maximale du booster ainsi que la largeur de la piste conductrice, entraînent une diminution du gain. De plus, le minimum de gain est toujours obtenu pour une position angulaire aux alentours de  $45^\circ/315^\circ$ . Toutefois, on a constaté qu'avec une plus large bande passante, une meilleure adaptation est obtenue. Ce qui nous permet de compenser l'effet de l'orientation angulaire du tag, soit un écart moyen de 0.8 m dans la position critique, correspondant à une différence de 2 dB. Ajouté à cela, pour une longueur maximale du booster (65mm), on atteint les objectifs imposés par le cahier des charges, à savoir une portée de lecture minimale de 1.5 m, et une meilleure tolérance sur l'angle.

## IV.6. Discussion des résultats

Avec ces différentes solutions proposées, un récapitulatif des performances de chaque booster est présenté sur le tableau 4.8. Les résultats présentés tiennent compte de la longueur maximale imposée par le cahier des charges, avec les 30% de marge autorisée (65 mm) et pour les conditions où l'OMT est placé à la position angulaire optimale et critique au centre du booster.

Tableau 4.12 Performances des boosters étudiés

Les performances des solutions à base de réflecteur métallique sont moins satisfaisantes au vu des matériaux utilisés, contrairement aux solutions avec des antennes en court-circuit. En effet, comme on peut le constater, les meilleures portées de lecture sont obtenues lorsqu'on arrive à bien maîtriser l'adaptation. Dans le cas critique, seule la solution à base de l'antenne retenue semble être la plus intéressante, pour une lecture dans une armoire métallique, avec une portée de lecture minimale de 1.47 m, et une meilleure tolérance sur la position angulaire du tag sur l'outil.

Il aurait été intéressant de continuer à optimiser chaque solution mais la mise en place de solution en 3 dimensions intégrant des diélectriques de forte permittivité, reste très coûteuse. De plus, un changement de stratégie consistait à mettre en priorité le développement d'une solution très bas coût. Cela nous a contraint à laisser de côté, le développement des boosters à base de réflecteur métallique, et surtout à n'utiliser qu'un diélectrique de faible coût, pour les solutions à base d'antenne en court-circuit. Pour cela, de nouvelles solutions ont été envisagées.

## IV.7. Solution booster à bas coût

Le choix du diélectrique pour les boosters avec antenne en court-circuit, s'est orienté vers le FR4 standard ( $\epsilon_r = 4.4$  ;  $\tan \delta = 0.01$ ), avec une épaisseur de 1.6 mm, principalement pour des raisons de coût et d'intégration. Par conséquent, avec un tel substrat, ayant des pertes aussi importantes et une permittivité aussi faible par rapport au Roger 3010, on s'attend à une dégradation, soit en termes d'adaptation ou en termes de gain. Toutefois, en se basant sur les études paramétriques effectuées précédemment, on a vu qu'avec le booster en méandre, on a un degré liberté qui permet d'adapter les solutions à la bande de fréquence souhaitée, et que la largeur du méandre a un impact important sur la fréquence de résonance. Quant à la configuration avec l'antenne retenue, l'ajout des barres de charges nous permet de mieux maîtriser l'adaptation de l'ensemble, qui est principalement liée à la coupure au milieu des charges.

Dans un premier temps, deux solutions à base de FR4 sont évaluées et comparées avec les solutions précédentes, à base de Roger 3010. Dans ces nouvelles solutions, la longueur maximale est fixée à 65 mm, en tenant compte de la marge de 30% autorisée avec une orientation angulaire fixée à  $0^\circ$ . L'optimisation prend en compte les paramètres évoqués dans les sections 5.4 et 7, afin d'adapter les solutions à la bande de fréquence ETSI et donc d'obtenir la meilleure portée dans cette bande de fréquence. Les paramètres des solutions optimisées sont présentés dans les tableaux 4.9 et 4.10.

Tableau 4.14 Variables optimisées du booster à base de **méandre** sur FR4

Variable	$L_{sub}$	$W_{sub}$	$L_s$	$W$	$a$	$b$	$2L$
Valeur	65 mm	40 mm	22.9 mm	22.3 mm	9.2 mm	2.1 mm	55.5 mm

On peut ainsi constater sur les figures 4.40 que, lorsque la position angulaire est différente de  $0^\circ/360^\circ$ , la variation de l'adaptation de ces solutions reste quasi-similaire pour les deux substrats pris en compte une adaptation variant de -2 dB à -0,7 dB, pour la solution en méandre et une adaptation variant de -12 dB à -8 dB, pour la solution avec l'antenne retenue.

En terme de gain, à cause de l'effet d'ombrage décrit dans la section 6, le gain minimum reste à  $45^\circ$ , pour les deux solutions. Une dégradation moyenne de 1 dB est observée entre les deux substrats, pour la solution à base de l'antenne retenue contre 2 dB, pour la solution en méandre. Ces dégradations se traduisent inévitablement par une dégradation des portées de lecture, avec un minimum de 1.1 m et 0.7 m respectivement, pour les solutions avec l'antenne retenue et méandre à FR4.

Figure 4.40 Impact de la rotation de l'outil des deux solutions avec deux substrats différents(a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture

Dans les études paramétriques effectuées précédemment, on a vu que pour des positions angulaires critiques, les solutions tendent à se désadapter plus l'écart entre le tag et le booster grandit, moins l'effet de ce dernier est conséquent. Dans le cas de la solution à base de méandre, une bonne adaptation n'est pas atteignable, en raison de la faible bande passante. Par conséquent, seule l'augmentation du gain peut compenser les dégradations liées à l'orientation

du tag, en d'autres termes, une augmentation de la taille maximale du booster. Afin d'estimer l'impact de la taille du booster sur les solutions proposées, une étude paramétrique supplémentaire est effectuée sur la taille maximale des boosters. Dans ce cas, la position angulaire du tag est fixée à  $45^\circ$ , et le substrat utilisé est du FR4.

Figure 4.41 Impact de la longueur maximale du booster avec deux solutions à base de FR4(a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture

Comme attendu, on peut distinguer sur la figure 4.41 que l'augmentation de la taille du booster améliore le gain de l'ensemble. Mais, la portée de lecture reste insuffisante, surtout dans le cas de la solution en méandre (à cause de l'adaptation qui est très faible). En effet, dans le cadre du projet MINIATUR, les contraintes liées au coût et à la taille du booster nous forcent à trouver d'autres moyens, pour améliorer les solutions existantes, sans pour autant dépasser les dimensions maximales imposées.

#### IV.7.1. Antenne en court-circuit avec réflecteur métallique

Dans le but d'améliorer les solutions proposées, nous avons envisagé d'associer les solutions précédentes avec un réflecteur métallique. L'association d'une antenne dipôle avec un réflecteur métallique planaire, a déjà été discutée dans le chapitre II où l'on a pu relever que l'association des deux structures a permis une amélioration considérable du gain de l'antenne. Dans ce sens, nous avons envisagé d'appliquer le même principe, afin d'augmenter le gain de l'outil tagué associé aux boosters en court-circuit, et ainsi limiter les dégradations liées à l'orientation du tag. Le schéma de la figure 4.42 illustre le fonctionnement du réflecteur pour deux configurations différentes correspondant à un dimensionnement quelconque et un dimensionnement judicieusement choisi.

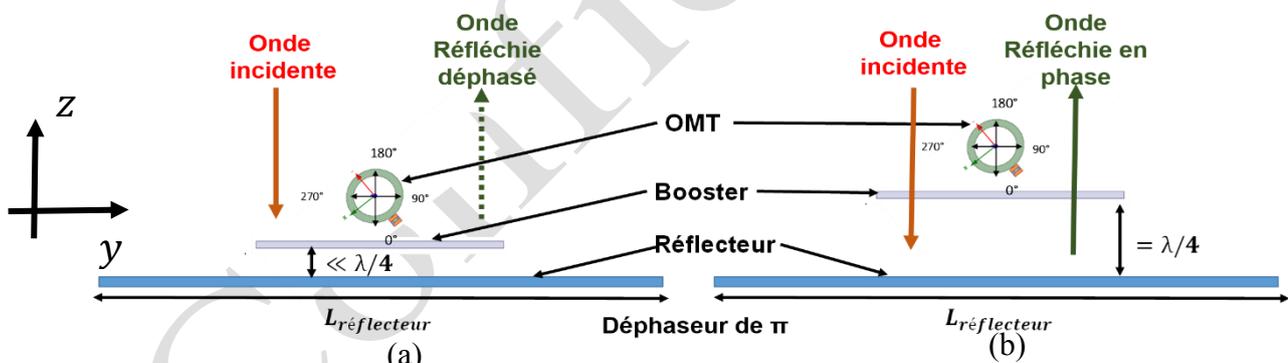


Figure 4.42 Principe d'interférences (a) Interférence destructives (b) Interférence constructives

Lorsqu'on regarde la distribution du champ autour de l'OMT (Figure 4.43 (a)), le rayonnement en dessous du booster n'est pas du tout négligeable. C'est pourquoi, pour éviter que cette dernière onde soit absorbée, des plans réflecteurs peuvent être utilisés. Dans les bonnes conditions d'utilisation, ces plans permettent de mieux gérer ces rayonnements arrière, d'améliorer la distribution des champs autour de l'OMT et donc d'augmenter la performance de lecture du tag.

En effet, en présence d'un conducteur électrique parfait (CEP), une source de courant électrique (OMT-Booster, par exemple) aura une image antisymétrique par rapport au plan  $z$ . Une source de courant magnétique aura une image symétrique par rapport à ce même plan. Ceci signifie qu'à proximité d'un CEP ( $\ll \lambda/4$ ), le rayonnement d'une antenne électrique sera nul

(rayonnement du courant image destructif par rapport à celui de la source). Pour que le rayonnement du courant électrique image soit constructif, il faudra qu'il soit en phase avec le courant électrique source. Pour cela, il faut placer l'antenne à  $\lambda/4$  du plan CEP.

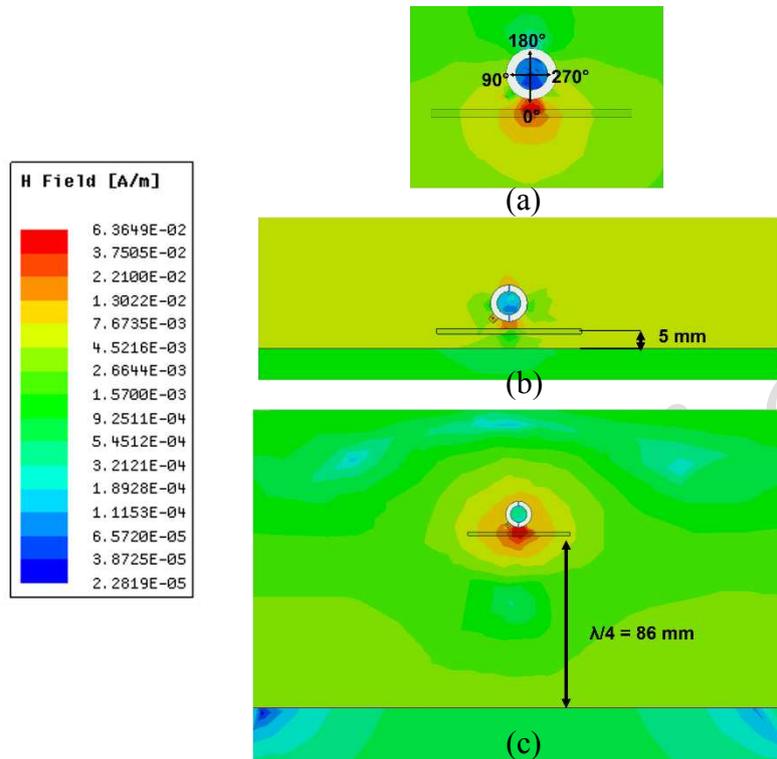


Figure 4.43 Distribution du champ H autour de l'OMT (a) sans réflecteur (b) avec plan réflecteur de dimensions infinies et un gap d'air  $\ll \lambda/4$  (c) avec plan réflecteur de dimensions infinies et un gap d'air à  $\lambda/4$

En effet, si on tient compte d'un élément rayonnant basique, comme présenté dans la partie 5, l'ajout d'un réflecteur améliore la distribution du champ magnétique autour de l'outil, lorsque le gap est bien choisi, comme illustré sur la figure 4.43 (c), c'est-à-dire, à proche de  $\lambda/4$ . Ces améliorations se traduisent, en effet, par une augmentation du gain jusqu'à un maximum, comme illustré sur la figure 4.44.

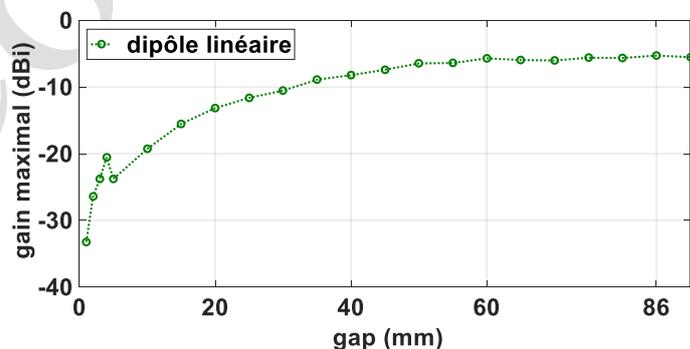


Figure 4.44 Variation du gain maximal en fonction du gap d'air entre un réflecteur métallique et un dipôle linéaire

Nous avons par la suite évalué l'impact de ce gap d'air sur les performances de lecture de l'OMT, pour les deux solutions booster (en méandre et avec l'antenne retenue). Dans les deux cas, la longueur maximale des boosters est fixée à 50 mm, on fixe le gap à  $\lambda/8$  et à  $\lambda/4$ , afin d'estimer l'amélioration possible que l'on peut obtenir.

**Figure 4.45 Impact de la rotation de l'outil des deux solutions en présence de réflecteur métallique(a) adaptation (b) gain maximal (c) portée de lecture**

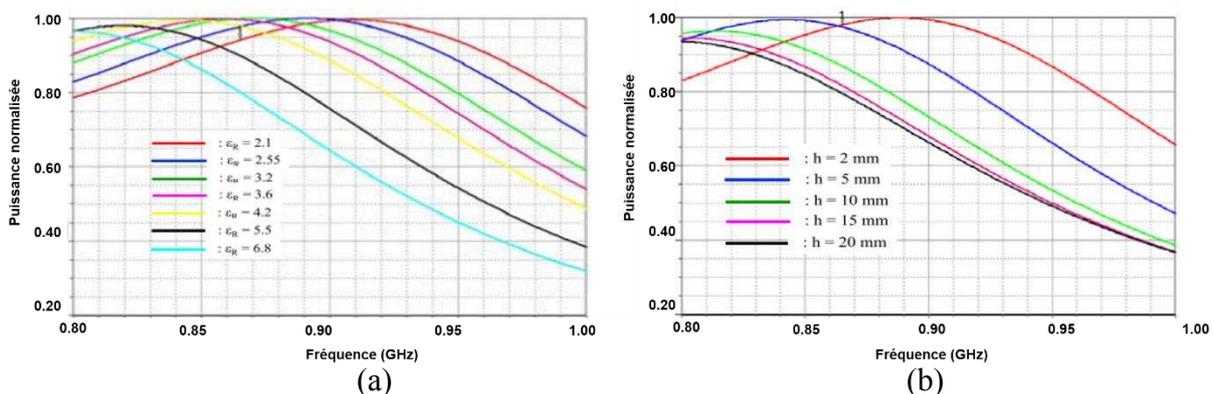
On peut ainsi constater sur la figure 4.45, que pour un gap égal à  $\lambda/4$  (où le gain maximal est observé), une amélioration de plus de 20 dB est obtenue avec la solution en méandre et de 12 dB pour la solution avec l'antenne retenue, sur les positions angulaires critiques ( $45^\circ$ ). Cela se traduit par une portée de lecture de 2.3 m et 3.9 m respectivement, pour la solution en méandre et avec l'antenne retenue. Pour un gap à  $\lambda/8$  (43 mm), les améliorations sont moins importantes mais restent tout à fait acceptables, soit une portée de lecture minimale de 1.32 m et 2.34 m respectivement pour la solution en méandre et avec l'antenne retenue.

En pratique, pour garder ce gap entre le booster et le réflecteur, on peut utiliser des rivets pour surélever l'ensemble booster-OMT. Mais, cela peut s'avérer être très coûteux en termes d'intégration. L'autre solution est de remplir le gap par un diélectrique intermédiaire avec des propriétés proches de l'air.

### IV.7.2. Effet du diélectrique intermédiaire

En UHF, un substrat de constante diélectrique élevée a pour effet de réduire les radiations parasites telles que les ondes de surface. Ceci aura également tendance à concentrer les lignes de champ à l'intérieur du substrat. De ce fait, ces paramètres auront également une forte influence sur le gain et sur la directivité de l'antenne [4.9].

Dans [4.20] R. Kanan a étudié l'effet de l'épaisseur  $h$  et de la permittivité  $\epsilon_r$  sur l'impédance d'une antenne de tag ainsi que sur la puissance reçue aux bornes de ce dernier. Il en a déduit que l'augmentation de  $\epsilon_r$  et de  $h$  entraîne une diminution de la partie réelle de l'impédance de l'antenne  $Re(Z_a)$ , et une diminution de la partie imaginaire  $Im(Z_a)$ . Ces effets entraînent ainsi une variation de la fréquence résonance vers les basses fréquences et par conséquent, une réduction de la puissance maximale reçue par l'antenne du tag, comme le montrent les Figures 4.46. Ce qui est le même cas observé dans la section 5.1.



**Figure 4.46 Puissance reçue normalisée (%) (a) en fonction de la permittivité relative (b) en fonction de la hauteur du diélectrique [4.20]**

D'un autre côté, Joshua D. Griffin [4.21] a étudié l'effet du diélectrique sur le gain de l'antenne d'un tag. Dans son étude, il place une antenne dipôle repliée sur divers supports ayant des propriétés diélectriques et des épaisseurs différentes. En premier lieu, il a mis en évidence une nouvelle forme du bilan de liaison radio qui permet de quantifier la réduction des performances, (en raison des matériaux sur lesquels le tag est placé), un terme qu'il nomme « Average Gain

Penalty » (AGP) lié aux pertes diélectriques et l'épaisseur des matériaux qu'il a utilisés. Sa formule est

$$P_{tag} = P_{lecteur-TX} - G_{lecteur-Tx} - G_{tag} - GP - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\lambda d} \right) \quad (IV.28)$$

où  $P_{tag}$  est la puissance aux bornes de l'antenne du tag,  $P_{lecteur-TX}$  est la puissance émise par le lecteur,  $G_{lecteur-Tx}$  est le gain de l'antenne du lecteur,  $G_{tag}$  est le gain de l'antenne du tag,  $GP$  est le gain penalty,  $20 \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\lambda d} \right)$  est l'atténuation dans l'espace libre, où  $d$  est la distance séparant l'antenne du lecteur et le tag. Il en a ainsi conclu que le gain mesuré affiche une dégradation importante, en raison des pertes diélectriques dans les matériaux, des ondes de surface et de la diffraction, puisqu'une partie de l'énergie sera absorbée dans le substrat. Cependant, la présence du réflecteur métallique pourra modifier ces effets sur une antenne, car, comme nous avons vu dans la section précédente, la présence d'un CEP peut améliorer la distribution du champ autour de l'OMT, selon la hauteur à laquelle le réflecteur est placé.

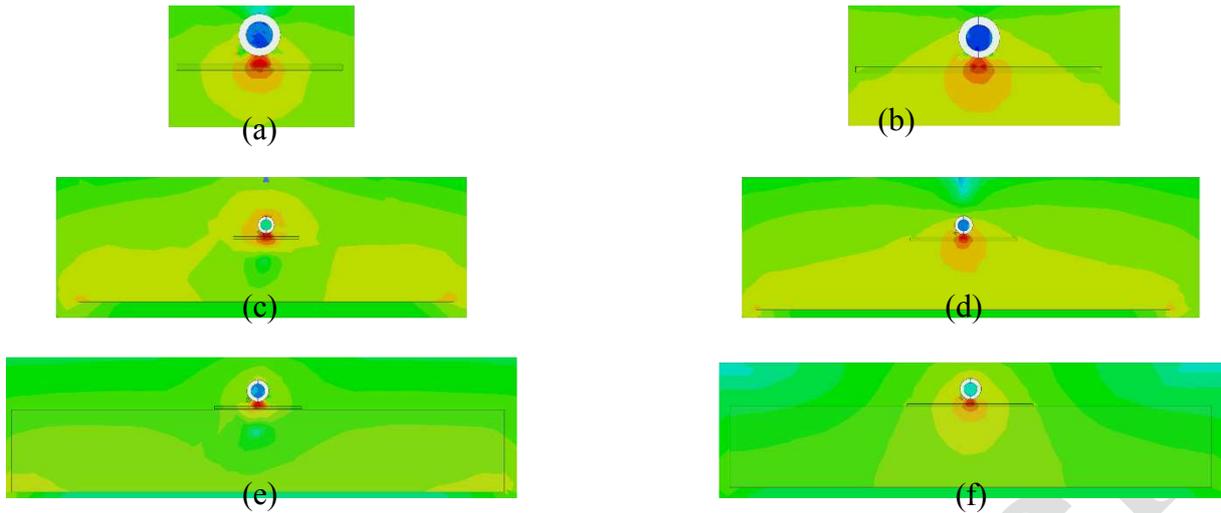
Pour cela, nous avons identifié, en premier lieu, trois types de diélectriques susceptibles d'être utilisés comme matériau intermédiaire, en raison de leur faible coût, des faibles pertes et de leurs dimensions standards. Les propriétés de ces diélectriques sont résumées dans le tableau 4.16. On évalue par la suite leurs effets sur deux boosters, l'un à base de l'antenne retenue et l'autre, à base de dipôle en méandre.

Tableau 4.16 Diélectrique intermédiaire

	Mousse non absorbante	Polytetrafluorethylène (PTFE)	Caoutchouc (SBR standard)
Permittivité* relative $\epsilon_r$	1.008	2.05	6.73
Tangente* des pertes $\tan \delta$	0.0007	0.0002	0.0247
Dimensions (mm)	300x300x30	300x300x30	270x200x30

\*@1.1GHz

Nous évaluons en premier, l'impact d'un diélectrique sur la distribution du champ magnétique autour de l'OMT à 868MHz, pour les deux solutions lorsque le gap est fixé à  $\lambda g/4$ , en tenant en compte comme diélectrique intermédiaire le PTFE.



**Figure 4.47** Distribution du champ H autour de l'OMT (a) méandre sans réflecteur et sans diélectrique (b) Antenne retenue sans réflecteur et sans diélectrique (c) méandre avec réflecteur et sans diélectrique (d) Antenne retenue avec réflecteur et sans diélectrique (e) méandre avec réflecteur et avec diélectrique (f) antenne retenue avec réflecteur et avec diélectrique

On peut remarquer sur les figures 4.47, que l'uniformité du champ autour de l'OMT dépend non seulement du type de booster, mais également du matériau intermédiaire entre le réflecteur et le booster. Dans tous les cas, le champ maximal se concentre au centre de la piste conductrice, mais dans le cas du méandre, il est mieux réparti en présence de réflecteur, mais très perturbé en intégrant le diélectrique intermédiaire. D'un autre côté, pour la solution avec l'antenne retenue, la présence du diélectrique améliore la distribution du champ autour de l'OMT. Cette différence est principalement liée aux repliements du méandre, dans lesquels le champ est concentré (figure 4.48 (c)). Ainsi, lorsque l'OMT est placé au centre du booster, on n'aura pas les mêmes effets qu'avec une solution sans diélectrique intermédiaire, et on observera une dégradation importante du gain. Ces résultats impliquent, dans les deux cas, une amélioration ou une dégradation en termes de portée de lecture.

**Figure 4.48** Distribution du champ H autour de l'OMT vue de haut (a) antenne retenue avec réflecteur et sans diélectrique (b) méandre avec réflecteur et sans diélectrique (c) antenne retenue avec réflecteur et avec diélectrique (d) méandre avec réflecteur et avec diélectrique

De ce fait, pour comparer ces effets, on évalue, les performances de lecture en fonction de l'épaisseur " $H_d$ " des trois diélectriques lorsque l'orientation du tag est à  $45^\circ$ . La longueur maximale des boosters est toujours fixée à 50 mm.

**Figure 4.49** Impact du diélectrique intermédiaire sur la portée de lecture (a) solution avec l'antenne retenue (b) solution en méandre

Comme attendu, l'introduction d'un diélectrique dans la solution avec l'antenne retenue améliore considérablement sa performance de lecture. Plus la hauteur augmente, plus la portée de lecture augmente jusqu'à atteindre une valeur maximale de 2.6 m, 3.2 m et 3.9 m respectivement, pour le diélectrique en caoutchouc, en PTFE et en mousse.

Contrairement à cela, l'ajout de diélectrique dégrade les performances de lecture de la solution en méandre, même pour des hauteurs plus importantes, sauf pour le diélectrique en mousse qui

possède des propriétés diélectriques très proche de l'air, avec une portée de lecture maximale de 2.48 m, lorsque son épaisseur est à 75 mm. Ces résultats peuvent être exploités pour trouver une solution adéquate pour les besoins du projet MINIATUR, en faisant un compromis entre la hauteur du diélectrique intermédiaire, les dimensions maximales du booster et la portée de lecture.

## IV.8. Solution optimisée

En se basant sur les résultats précédents, et sur les différentes contraintes évoquées dans le cahier des charges, le choix de la solution finale s'est portée sur un booster à base de l'antenne retenue de faible coût, et à base de substrat FR4, intégrant un plan réflecteur et un diélectrique intermédiaire. Dans cette nouvelle configuration, la solution a été validée en tenant en compte du compromis entre la hauteur  $H_d$  d'un diélectrique intermédiaire en PTFE, séparant le booster et le réflecteur et la taille maximale autorisée, et cela afin d'obtenir une portée de lecture suffisante, indépendamment de l'orientation angulaire du tag sur l'outil. Dans ce compromis, la longueur maximale du booster a été fixée à 65mm, et la hauteur  $H_d$  à 30 mm. La dimension du diélectrique intermédiaire a été fixée à 30cmx30cm, qui correspond à une longueur maximale standard, et le plan réflecteur de même dimension. Les valeurs des paramètres finaux sont présentées dans le tableau 4.17

Les performances de la solution finale sont présentées sur la figure 4.50. Ces résultats prennent en compte un gap de 3 mm entre l'outil tagué et le booster. L'adaptation pour différentes orientations angulaires reste acceptable, variant de -15 dB à -7 dB. Quant aux diagrammes de rayonnement, ils gardent une même allure même avec des orientations angulaires de tag différentes, et les valeurs de gain varient de -13.3 dBi à -1.5 dBi, pour un maximum à une position angulaire de  $0^\circ$ , et un minimum à  $315^\circ/180^\circ$ . En termes de portée de lecture, le maximum est observé à  $15^\circ$ , pour une valeur de 6.5 m, et le minimum à  $315^\circ$ , pour une valeur de 1.49 m.

Figure 4.50 Performance de la solution finale (a) adaptation (b) diagramme de rayonnement en termes de gain (c) portée de lecture

Compte tenu des besoins du projet MINIATUR, on peut déduire de ces résultats, que la solution finale remplit les exigences évoquées, en termes de portée lecture et de tolérance.

## IV.9. Conclusion

En somme, nous avons vu dans ce chapitre, différents types de solutions permettant d'améliorer la performance d'un tag RFID miniature, sur un petit objet métallique. Deux catégories de solutions ont été envisagées. Une première catégorie à base de réflecteur métallique et une deuxième, à base d'antenne en court-circuit. Pour chaque catégorie, des études approfondies ont été effectuées afin d'aboutir à une solution performante, de faible coût et facile à intégrer. Les études sur la première catégorie ont été l'occasion d'avoir une idée claire sur l'impact d'un booster sur la performance de lecture globale d'un tag miniature, sur des petits objets métalliques et aux paramètres à prendre en considération, dans le développement de la solution finale. En s'appuyant sur ces résultats, nous ayons abouti, avec la deuxième catégorie, à des

solutions présentant des performances très intéressantes, non seulement en termes de taille mais surtout, d'intégration.

Cependant, en tenant compte des contraintes liées au coût, mais surtout de l'incertitude sur l'orientation du tag sur l'objet, les performances de ces deniers étaient insuffisantes. En conséquence, pour améliorer les performances tout en gardant une portée de lecture suffisante, nous avons associé les deux catégories. Dans ce sens, l'association d'un réflecteur métallique avec l'antenne en court-circuit, nous a permis d'obtenir une portée de lecture supérieure plus intéressante et tolérante à l'orientation angulaire du tag sur l'outil. Pour continuer dans l'optimisation de l'inventaire de petits outils métalliques, nous présenterons dans le chapitre suivant la validation expérimentale du prototype finalisé et fabriqué, mais surtout la possibilité de lire non plus un mais plusieurs outils tagués. C'est le sujet principal du chapitre suivant.

Confidentiel

## Références

- [4.1] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*. 2005.
- [4.2] C. a. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, vol. 28, no. 3. 2012.
- [4.3] D. Pozar, *Microwave Engineering Fourth Edition*. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [4.4] Kai CHANG, *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, vol. 6. Wiley-Interscience, 2005.
- [4.5] S. Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, vol. 5. Institution of Engineering and Technology, 1984.
- [4.6] H. Suzuki, M. Fujiwara, K. Iwatsuki, A. Hirata, and T. Nagatsuma, “Photonic millimetre-wave generator using intensity and phase modulators for 10 Gbit,” *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 6, pp. 3–4, 2005.
- [4.7] H.-W. Son and C. S. Pyo, “Design of RFID tag antennas using an inductively coupled feed,” *IEEE RFID Virtual J.*, vol. 41, no. 18, pp. 994–996, 2005.
- [4.8] M.-C. Tsai, C.-W. Chiu, H.-C. Wang, and T.-F. Wu, “Inductively Coupled Loop Antenna Design for UHF RFID On-Body Application,” *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 143, no. September, pp. 223–242, 2013.
- [4.9] K. Fujimoto and H. Morishita, *Modern Small Antennas*. Cambridge, 2013.
- [4.10] C. W. P. Huang, A. Z. Elsherbeni, J. J. Chen, and C. E. Smith, “FDTD Characterization of Meander Line Antennas for Rf and Wireless Communications,” *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 13, no. 12, p. 1649, 1999.
- [4.11] O. Losito and V. Dimiccoli, “Travelling Planar Wave Antenna for Wireless Communications,” *Wirel. Commun. Networks - Recent Adv.*, no. 1, 2012.
- [4.12] T. Endo, Y. Sunahara, S. Satoh, and T. Katagi, “Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas,” *Electron. Commun. Japan, Part II Electron. (English Transl. Denshi Tsushin Gakkai Ronbunshi)*, vol. 83, no. 1, pp. 52–58, 2000.
- [4.13] G. Schantz, “A Brief History of UWB Antennas,” *IEEE A&E Syst. Magazine*, no. April, pp. 22–26, 2004.
- [4.14] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd Editio. 1992.
- [4.15] D. A. A. El-aziz, T. G. Abouelnaga, E. A. Abdallah, and Y. S. E. Abdo, “Analysis and Design of UHF Bow-Tie RFID Tag Antenna Input Impedance,” *Open J. Antennas Propag.*, no. June, pp. 85–107, 2016.
- [4.16] M. Abraham and R. Becker, *The classical theory of electricity and magnetism*, 1st ed. 1985.
- [4.17] G. Marrocco, “The art of UHF RFID antenna design Impedance-matching and size-reduction techniques,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 50, no. 1, pp. 66–79, 2008.
- [4.18] K. V. S. Rao, P. V Nikitin, and S. F. Lam, “Impedance Matching Concepts in RFID Transponder Design,” no. 1.

- [4.19] K. Lin, S. Chen, R. Mittra, and L. Fellow, "A Looped-Bowtie RFID Tag Antenna Design for Metallic Objects," vol. 61, no. 2, pp. 499–505, 2013.
- [4.20] R. Kanan and A. Azizi, "UHF RFID Transponders Antenna Design for Metal and Wood Surfaces," *2009 IEEE Int. Conf. RFID*, pp. 270–277, 2009.
- [4.21] J. D. Griffin, S. Member, G. D. Durgin, A. Haldi, B. Kippelen, and S. Member, "RF Tag Antenna Performance on Various Materials Using Radio Link Budgets," vol. 5, no. 2, pp. 247–250, 2006.

Confidential

Confidentiel

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse sont dédiés au développement d'une solution qui permet de lire des tags RFID miniatures confinés dans une armoire métallique. Dans ce sens, deux volets principaux, bien que différents mais parfaitement complémentaires, ont été développés.

- Le premier volet est consacré à la conception d'environnement de lecture dédié, à savoir, une armoire entièrement métallique, close et passive. L'objectif principal de ce premier volet est de transmettre un signal RFID dans l'armoire, afin de lire les tags confinés.
- Le deuxième volet a traité la lecture des tags RFID miniatures attachés sur de petits objets métalliques.

Ainsi, avant d'aboutir à une solution pertinente et robuste, il a été nécessaire de comprendre en premier lieu les principes de base de la technologie RFID UHF, dans le premier chapitre. Ce dernier a été complété par un état de l'art sur la lecture de tag RFID dans un environnement électromagnétique sévère et les avancées sur la lecture des tags RFID stockés à l'intérieur d'une armoire métallique, et ce par un lecteur situé à l'extérieur de l'armoire.

La suite des travaux a été consacrée à l'étude et au développement de solutions qui permettent de transférer sans fil de l'énergie, pour activer des tags RFID à l'intérieur d'armoire métallique. Pour ce faire, nous nous sommes basés sur les mesures effectuées au sein de NEXESS, et aux études théoriques sur les systèmes de transfert d'énergie sans fil (TESF). Ainsi, nous avons étudié et évalué trois structures antennaires différentes en termes de performance, de réalisation et d'intégration. Ces études ont abouti à une solution robuste et performante, à base de réflecteurs métalliques. Cette solution finale a été ensuite intégrée dans une structure innovante, brevetée, comprenant une station de lecture fixe et une armoire métallique mobile.

Concernant le deuxième volet, à savoir la lecture de tag RFID miniature sur des petits objets métalliques, nous avons commencé par l'identification du tag RFID adéquat, compte tenu de la contrainte industrielle. Ainsi, le chapitre III expose les différents types d'antennes utilisées pour l'identification des objets métalliques ainsi que les solutions pour miniaturiser un tag RFID. Cette étude nous a permis, au final, de favoriser l'utilisation du tag céramique DashXXS, qui est un tag disponible commercialement et retenu par le partenaire industriel. Le chapitre a été complété par la modélisation du tag, afin de fixer un modèle pour la suite des travaux, et surtout de mieux comprendre le comportement électromagnétique de l'antenne, lorsque cette dernière est associée aux outils métalliques. Au final, nous avons montré que ce type de tag est très limité en termes de portée de lecture. Par conséquent, un dispositif supplémentaire est indispensable, afin d'améliorer les performances des tags RFID miniature pour les petits objets métalliques. Ce dispositif joue le rôle de Booster

Le chapitre IV a été consacré aux études des dispositifs « booster ». Il s'agit des dispositifs supplémentaires qui permettent d'améliorer la performance de lecture des tags RFID miniatures. Dans cette étude, nous avons évalué différents types de solutions, selon leurs performances, intégrations et coûts. Ces études ont permis, en premier lieu, de confirmer l'impact d'un booster sur la performance de lecture globale et d'identifier les paramètres à prendre en considération dans le développement de la solution finale. Au final, en associant un

réflecteur métallique à une antenne en court-circuit, nous avons obtenu un dispositif qui offre des performances de lecture intéressante et surtout tolérante aux différentes contraintes de lecture, notamment l'orientation angulaire du tag sur l'outil et au positionnement de ce dernier sur le booster.

Le chapitre V a été dédié à la validation expérimentale, qui a permis de confirmer la fiabilité des études menées en simulation sur la solution booster optimale, en montrant une bonne corrélation entre les résultats expérimentaux et les résultats par simulation. Ce chapitre est complété par l'optimisation de la solution pour une lecture d'un ensemble de tags RFID confinés dans le même volume. Dans ce sens, nous avons abordé les problèmes liés au couplage entre plusieurs tags de façon théorique et par simulation. A la suite de cette étude, nous avons identifié une configuration permettant de lire plusieurs tags RFID. La solution a été réalisée et validée par des mesures en situation réelle, à savoir, dans une armoire métallique.

## Perspectives

A l'issue de ce travail de thèse, l'application principale visée est la lecture de tags RFID, pour la gestion des outils de maintenance notamment dans le domaine aéronautique. Toutefois, afin de se rapprocher le plus possible d'un produit industrialisable, spécialement pour la solution booster, l'une des perspectives la plus évidente est d'améliorer l'impact global de la solution, notamment sur les effets indésirables du réflecteur métallique.

En effet, comme nous avons constaté dans la dernière partie de notre travail, le réflecteur métallique ajoute un effet d'ombrage qui détériore le taux de détection de l'ensemble des outils. Ainsi, un travail supplémentaire sera nécessaire, afin de trouver un compromis entre la lecture globale des outils de maintenance, et l'impact de la solution booster. Dans ce sens, deux approches peuvent être envisagées. Une approche analytique, qui consiste à développer un modèle électromagnétique, qui permettra d'identifier et modéliser par simulation les différents effets de l'ombrage du réflecteur métallique sur la distribution du champ électromagnétique dans l'armoire, et par conséquent, permettra de proposer une solution optimale et satisfaisante. La deuxième approche quant à elle est principalement expérimentale. En effet, on peut évaluer l'impact de la géométrie (dimensions, forme, position, ...) du réflecteur métallique, directement sur le taux de détection global des outils de maintenance, et cela par des mesures en situation réelle.

D'un point de vue applicatif, les deux aspects de ce travail de thèse peuvent être adaptés à la gestion des outils de maintenance mais dans des environnements de lecture de taille réduite telles que les caisses à outils. Dans ce cas la principale problématique réside dans la maîtrise de l'établissement de l'onde électromagnétique dans la caisse, que cela soit avec un lecteur intégré, ou pour une lecture depuis l'extérieur. Une façon d'aborder le problème serait d'intégrer une solution de lecture en champ proche. Toutefois, une attention particulière doit être prise en compte afin d'éviter les pertes par couplage, que cela soit au niveau du transfert d'énergie entre les systèmes de relais éventuels, mais aussi entre les tags et l'antenne du lecteur.

À plus long terme, l'étude que nous avons réalisée ouvre la voie à des applications dans la gestion de traçabilité des objets de petites tailles et/ou à forte valeur ajoutée, notamment dans le domaine médical, tels que des échantillons biologiques, des produits sanguins ou encore des tissus organiques, ...

## Listes des publications

### Congrès internationaux avec comité de sélection et actes

I. Rakotomalala and S. Tedjini, "UHF Near-Field Wireless Power Transfer , Application To RFID System," URSI, no. June,2018.

I. Rakotomalala and P. Lemaitre-auger, "Passive Enhancement of Read Range of Miniaturized UHF RFID Tags," SpliTech, vol. 5th, pp. 7–10,2020.

I. Rakotomalala, "Transmission Lines to Enhance the Reading of UHF RFID Tags on Small Metallic Objects," 2019 IEEE Int. Conf. RFID Technol. Appl., pp.46–48.

I. Rakotomalala, S. Tedjini, R. Colella, F. P. Chietera, and L. Catarinucci, "On Increasingof read range of miniaturized UHF tags," Eur. Microw. Conf. EuMC, vol. 50, pp. 3–6, 2020.

I. Rakotomalala, P. Lemaitre Auger, and S. Tedjini, "UHF Near-Field Wireless RFID Power Transfer Through Two Distant Rectangular Waveguides," Eur. Microw. Conf. EuMC, 2019.

### Colloque national avec comité de lecture

I. Rakotomalala, P. L. Auger, and S. Tedjini, "Amélioration de la Portée de Lecture de Tags RFID UHF Miniatures avec un Dispositif Passif," Envirem, pp. 1–4, 2019.

I. Rakotomalala, P. Lemaitre Auger, and S. Tedjini, "Transfert d ' Energie Sans Fil en Champ Proche , Application pour la RFID UHF," Journées Natl. Microondes, pp. 17–18, 2019.184

## LECTURE DE TAG RFID MINIATURES DANS UN ENVIRONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE SEVERE

**Mots clés** Antennes, Antenne méandre, Booster, Lecture multiple de tag, Tag RFID-UHF miniature, Environnement métallique confiné, Transfert d'énergie sans fil,

**Résumé** La conception et la réalisation de tags RFID, notamment UHF, optimisés pour une application donnée a été, et reste un moteur de nombreux travaux de R&D, aussi bien au niveau académique qu'au niveau industriel. Lors de la dernière décennie ces développements se sont concentrés sur deux visions complémentaires, mais assez différentes en termes d'objectif final. L'une favorisant l'optimisation de l'antenne du tag alors que l'autre se concentrait sur les performances de la puce RFID. Dans cette thèse nous allons explorer une voie nouvelle qui vise la lecture de tags de dimensions très réduites pour des objets de nature métallique, placés dans un environnement métallique fermé et entièrement passif. Le travail présenté dans cette thèse est organisé en deux axes. Le premier est consacré à l'étude et au développement de solutions pour transférer sans contact de signaux RFID dans le but d'alimenter des tags RFID dans un environnement métallique confiné. Le deuxième est dédié à la lecture des tag RFID miniature pour des petits objets métalliques, à savoir le développement de solutions passives, permettant de lire efficacement des tags RFID miniatures placés sur des petits objets métalliques. Dans les deux aspects de notre travail, des considérations pratiques tel que le coût, l'intégration et la performance ont été prises en compte dans le but d'obtenir une solution finale, que l'on peut produire à grande échelle pour l'industrie.

## READING MINIATURE RFID TAGS IN A HARSH ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT

**Keywords** Antennas, Meander antenna, Booster, Waveguide, Multiple tag reading, , Miniature UHF RFID tag, Confined metallic environment Wireless power transfer

**Abstract** The design and production of RFID tags, particularly UHF, optimized for a given application has been and remains a driving force behind many R&D projects, both at the academic and industrial levels. Over the last decade, these developments have focused on two complementary visions, but quite different in terms of final objective. One favored the optimization of the tag antenna while the other focused on the performance of the RFID chip. In this thesis, we explore a new way to read very small tags for metallic objects, placed in a closed and entirely passive metallic environment. The work presented in this thesis is thus organized in two axes. The first one is dedicated to the study and development of solutions for the contactless transfer of RFID signals in order to feed RFID tags in a confined metallic environment. The second one is dedicated to the development of passive solutions to efficiently read miniature RFID tags placed on small metallic objects. In both aspects of our work, practical considerations such as cost, integration and performance have been addressed in order to achieve a final solution that can be produced on a large scale for the industry.