



Université de LILLE1

ECOLE DOCTORALE SCIENCES POUR L'INGENIEUR

Thèse de Doctorat

Micro et nanotechnologies, acoustique et télécommunications

Soutenue par :

Kamel GUERCHOUCHE

Le 08 Juillet 2016

**Conception et réalisation d'antennes RFID UHF
compactes large bande pour l'électronique ubiquitaire :
application au domaine verrier**

Directeur de thèse : Christophe LOYEZ, Chargé de Recherche CNRS HDR IEMN

Rapporteurs :	A. BENLARBI-DELAÏ	Professeur de l'université Pierre Marie Curie, Directeur du L2E
	C. MIGLIACCIO	Professeur de l'université de Nice Sophia Antipolis
Examineurs :	N. ROLLAND	Directrice de l'IRCICA
	E. HERTH	Ingénieur de Recherche CNRS, IEF
	P. MARIAGE	Maître de conférences, Université Lille 1
	C. LOYEZ	Chargé de recherche CNRS HDR IEMN
Invité :	J. TARET	Responsable service Innovation, SAVERGLASS

Remerciements

Ces travaux de recherche ont été réalisés au sein de l'Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée de Lille (IRCICA) en collaboration avec SAVERGLASS dans le cadre d'une convention CIFRE. Je tiens tout d'abord à remercier Madame Nathalie ROLLAND, Professeur de l'université de Lille 1 et directrice de l'IRCICA de m'accorder sa confiance et d'avoir accepté de présider ma soutenance de thèse.

Je tiens également à remercier Madame Claire MIGGLIACCIO, Professeur de l'université de Nice Sophia Antipolis, et Monsieur Aziz BENLARBI-DELAÏ, Professeur de l'université Pierre Marie Curie et Directeur du L2E qui m'ont fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs de ce travail.

Un grand merci à Monsieur Etienne HERTH, Ingénieur de Recherche CNRS, Monsieur Philippe MARRIAGE, Maître de conférences à l'université Lille 1 et Monsieur Jean-Michel TARET, Responsable service Innovation de SAVERGLASS pour avoir cordialement accepté de faire partie des membres de jury de ma thèse.

Je remercie très chaleureusement mon directeur de thèse Monsieur Christophe LOYEZ, chargé de recherche CNRS et responsable du groupe CSAM. Tes conseils avisés, ta disponibilité et ta patience ont été pour moi déterminants sur différents volets de ma thèse et m'ont poussé à élever mes ambitions. Je tiens à te témoigner ma profonde reconnaissance de ne pas hésiter à me faire profiter de ton expérience scientifique et humaine.

Je remercie également Madame Virginie CHEVALDONNET, responsable R&D à SAVERGLASS et Monsieur Christophe GAUFFRE, responsable de projets à SAVERGLASS. Merci pour votre confiance, votre disponibilité et votre prédisposition à mettre à tous les moyens nécessaires à l'aboutissement de ce travail.

Je remercie Monsieur Lamine Kone, ingénieur de recherche à TELICE d'avoir mis à notre disposition la plateforme CEM pour les mesures et Monsieur Rédha Kassi responsable de la plateforme Télécom à IEMN pour sa disponibilité lors des différentes phases de mesures.

Mes remerciements vont particulièrement à Monsieur Bernard VERBEKE, technicien à l'IRCICA et Monsieur David FRANQEVILLE, technicien à SAVERGLASS, je vous remercie chaleureusement pour votre aide lors des phases d'intégrations et d'avoir été patient aux plans de tests parfois à rallonge.

Un grand merci à tous mes collègues, que j'ai eu à côtoyer ou travailler avec, durant cette thèse particulièrement mes camarades du groupe CSAM à l'IRCICA et du service R&D à SAVERGLASS. Je remercie vivement tous les partenaires industriels et académiques avec lesquels j'ai eu la chance de travailler et qui ont manifesté un intérêt de près ou de loin à mes travaux, je pense particulièrement à Nxp semiconductor, Heraeus, Alien Technology, CAMUS, Femto ST et Logopak.

Au final je tiens à remercier ma famille, mes parents à qui je témoigne toute ma reconnaissance et sans qui je ne serai pas arrivé à réaliser un grand objectif de ma vie, mes sœurs qui m'ont toujours soutenu par leur complicité et leur confiance. Elles m'ont toujours motivé à donner le meilleur de moi-même. Je ne peux remercier suffisamment ma femme, Audrey LAGACHE, qui a su me comprendre dans cette période importante de ma vie et qui a montré un soutien indéfectible, il est temps pour moi de penser à nous et d'essayer de t'apporter toujours de la joie comme tu sais bien le faire.

Introduction générale	8
Chapitre I : Généralités sur la technologie RFID	12
I.1 Historique	12
I.2 Introduction	12
I.3 Problématique	13
I.3.1 Objectifs scientifiques	13
I.3.2 Application au domaine verrier	13
I.3.3 Contexte.....	14
I.3.4 RFID et bouteilles de verres.....	16
I.4 Classification des technologies RFID et choix de la technologie.....	17
I.5 Les systèmes RFID sans puces (Chipless).....	19
I.5.1 Réflexion dans le domaine temporel TDR (Time Domain Reflectometry)	20
I.5.2 Chipless transpondeurs à Signature spectrale (Spectral signature).....	21
I.5.3 Conclusion.....	22
I.6 Normes et réglementations	22
I.6.1 Normes.....	22
I.6.1.1 Norme ISO 18000-6 ([860 – 960] MHz)	23
I.6.1.2 EPC Global Class 1 Gen 2	24
I.6.2 Réglementations des puissances émises	26
I.6.3 Le choix des puces	27
I.7 Principe de fonctionnement et Définition des éléments de bases.....	28
I.7.1 Introduction	28
I.7.2 Eléments de bases	29
I.7.2.1 Station de base	29
I.7.2.2 Etiquette RFID.....	29
I.7.3 Puces RFID.....	31
I.7.3.1 Introduction.....	31
I.7.3.2 Description des blocs fonctionnels d'une puce RFID	31
I.7.3.3 Transfert d'énergie	33
I.7.3.4 Différents types de packagings	34
a. Packaging die :	34
b. Packaging standard (boitier standard).....	35
c. Packaging strap :	35
d. Boucle magnétique :	35
I.7.3.5 Comparaisons des performances des puces RFID	36
I.8 Fabrication de tag RFID UHF.....	36
I.8.1 Fabrication d'antenne	37
I.8.1.1 Technique d'intégration	37
I.8.1.2 Sérigraphie.....	37
I.8.1.3 La technique de gravure	37

I.8.2 Connexion antenne/puce.....	38
I.8.2.1 Technique de microsoudure.....	38
I.8.2.2 Flip chip.....	38
a. L'adhésive ACA (anisotropically conductive adhesive) :	38
b. Adhésif conducteur sous forme de colle :	39
c. L'adhésif NCP (Non-Conductive Paste) :	39
I.9 Résumé des procédés de réalisation	39
I.10 Commandes d'un système RFID Compatible EPCglobal Class-1 Gen-2.....	40
I.10.1 La commande de sélection (Select).....	40
I.10.2 Les commandes d'inventaires (Inventory commands)	40
I.10.3 Commandes d'accès (Access commands) :.....	41
I.10.4 Commandes optionnelles (optionals commands).....	41
I.11 Conclusion.....	42
Chapitre II. Caractérisation de matériaux	44
II.1 Introduction	44
II.2 Caractérisation de diélectriques	45
II.2.1 Méthode de caractérisation, Etat de l'art.....	46
II.2.1.1 Méthode en espace libre.....	46
II.2.1.2 Méthodes des lignes de transmissions	47
II.2.1.3 Méthode de la capacité M.I.M (Métal Isolant Métal)	47
II.2.1.4 Méthodes résonnantes.....	48
II.2.2 Méthode de caractérisation : le T résonnant.....	49
II.2.2.1 Théorie de la caractérisation de matériaux avec une ligne microonde	49
d. Effet de l'épaisseur :.....	50
e. Effet de la dispersion électrique :.....	51
II.2.2.2 Variation de l'impédance d'une ligne microruban chargée par un substrat	52
II.2.2.3 Pertes diélectrique d'une ligne microruban chargée par un substrat.....	54
II.2.2.4 Calcul de la permittivité relative effective à partir de valeurs caractéristiques mesurées de la ligne microruban	56
II.2.2.5 Principe de fonctionnement de la méthode.....	57
II.2.4 Influence du liquide	65
II.2.5 Conclusion.....	68
II.3 Caractérisation de matériaux conducteurs.....	68
II.3.1 Introduction	68
II.3.2 Conducteurs transparents	70
II.3.3 Encres conductrices à bases de nanoparticules	72
II.3.4 Caractérisation des dépôts de polymères et encres conductrices.....	73
II.3.4.1 Polymère conducteur de type PEDOT sérigraphiable	74
II.3.4.2 Encre à base de PEDOT type jet d'encre.....	78
II.3.5 Mesures de l'épaisseur des dépôts	78
II.3.6 Mesure de la conductivité des dépôts.....	79
II.4 Conclusion	81

Chapitre III. Simulations et réalisations d'antennes RFID UHF	83
III.1 Introduction	83
III.1 Paramètres fondamentaux d'antennes	84
III.1.1 Paramètres circuit	84
III.1.1.1 Impédance	84
III.1.1.2 Bande passante.....	88
III.1.1.3 Facteur de qualité.....	89
III.1.1.4 Coefficient de réflexion et coefficient de transmission	90
III.1.2 Paramètres de rayonnement	93
III.1.2.1 Densité de puissance	93
III.1.2.2 Puissance totale rayonnée.....	94
III.1.2.3 L'intensité de rayonnement	95
III.1.2.4 Diagramme de rayonnement.....	96
III.1.2.5 Directivité	98
III.1.2.6 Gain.....	99
III.1.2.7 Efficacité totale de l'antenne	101
III.1.2.8 Polarisation	103
III.2 Equation de Friis	106
III.3 L'équation radar	107
III.3.1 Communication par radiodiffusion	107
III.3.2 la section radar d'une antenne	109
III.3.3 modulation de la section radar	110
III.4 Portée d'un système RFID :	112
III.4.1 Portée liaison montante (forward link) :	112
III.4.2 Portée liaison descendante (backward link)	113
III.5 Méthodes de mesure et validation d'antenne RFID	115
III.5.1 Mesure d'impédance d'antenne RFID UHF.....	115
III.5.2 Mesure du gain absolu d'une antenne RFID UHF.....	119
III.5.3 Mesure de la section radar d'un tag RFID UHF	122
III.6 Optimisation d'antenne RFID UHF	124
III.6.1 Introduction	124
III.6.2 Logiciel de simulation RFID.....	125
III.6.2.1 CST (Computer Simulation Technology)	125
III.6.2.2 HFSS	127
III.6.3 Méthode d'adaptation d'impédance et optimisation d'antenne RFID UHF.....	128
III.6.3.1 Optimisation d'antenne RFID UHF avec la technique d'adaptation inductance Série/ inductance parallèle	128
III.6.3.2 Optimisation et adaptation de l'antenne à l'aide de sa forme géométrique	134
III.6.4 Optimisation d'antenne RFID UHF large bande sur Verre	136
III.6.4.1 Adaptation de l'antenne papillon pour fonctionnement sur verre	136
a. Cas d'une bouteille vide :	137
b. Cas d'une bouteille pleine :	137
III.6.4.2 Antenne méandre sinusoïdale repliée sur verre	140
a) Introduction du concept de l'étude	140

b) Contraintes de fonctionnement de tag sur bouteille vide et pleine et proposition d'une nouvelle approche d'optimisation.....	141
III.6.4.3 Antenne papillon réalisée avec une encre à base de nanoparticules d'argent et du PEDOT :....	158
a) Optimisation des paramètres.....	158
b) Présentation des résultats.....	161
c. Comparaison entre une antenne PEDOT et une antenne classique	164
III.6.5 Antenne dipôle méandre sur Polyamide	168
a) Présentation du contexte :.....	168
b) Présentation des résultats :	169
Conclusion	173
Conclusion générale.....	175
Annexe 1	177
Annexe 2	179
Bibliographie	181
Table des illustrations	186

Introduction générale

La RFID, identification par radio fréquence, est une technologie qui permet l'identification des objets, personnes ou animaux à l'aide des ondes radio (sans contact). Le principe est basé sur la rétrodiffusion d'un signal émet à partir de la station de base (interrogateur) vers l'étiquette RFID (tag), le tag communique ainsi son identifiant par rétro-modulation du signal reçu par l'interrogateur. Ce signal permet après modulation et décodage au niveau de l'interrogateur d'avoir l'identifiant EPC (Electronic Product Code) du tag RFID. C'est le principe de base de la RFID passive qui contribue à l'élan de l'électronique ubiquitaire pour la traçabilité des articles à base de technologies d'auto-identification.

L'identification automatique ou Auto-ID, regroupe toutes les techniques d'identifications automatiques des objets ou des personnes (sans besoin d'intervention humaine). Elles regroupent plusieurs techniques dont la RFID fait partie. Les plus remarquables sont le code à barre (qui représente la catégorie la plus utilisée vu leurs prix qui est d'environ 0.002 euro [1.1]), les codes 2D, le marquage par bande magnétique, la reconnaissance optique ou vocale, ou encore la biométrie.

La RFID apporte plus de souplesse par rapport aux autres technologies, car les données peuvent ne pas être figées (pour certaines puces reprogrammables). Ajouté à cela le fait que la lecture ne se fait pas forcément en visibilité directe, et que la capacité de stockage est importante. Autant d'avantages qui justifient l'intérêt grandissant des industriels pour la RFID.

Les procédés d'identifications automatiques se basent sur le principe que chaque objet possède un identifiant unique consultable à distance par différents moyens selon la technologie utilisée. Cela permet notamment la traçabilité d'objets très divers. On peut ainsi retracer le chemin de n'importe quel objet pris à n'importe quel endroit de son cycle de vie. Un identifiant unique (UID) est affecté à chaque produit contrairement au code à barre qui contient la même information pour la même série d'objets (objet class, qu'on verra par la suite). L'architecture flexible de la RFID permet de faire la lecture et l'écriture plusieurs fois par l'interrogateur à des distances de lecture supérieures aux autres techniques classiques d'identification automatique (Auto-ID). Ce qui constitue une solution potentielle de traçabilité efficace au sein de l'unité de production, du circuit de distribution et également pour les clients finaux. Le système de communication par radiofréquence

permet de définir un protocole de communication et un système de sécurité plus au moins complexe (selon la technologie) pour la protection des données. Une telle protection permet de faire face aux marchés parallèles néfastes au chiffre d'affaire et à l'image de marque des industriels. La RFID est appelée à être utilisée dans des domaines de plus en plus variés, ce qui confronte l'évolution de la RFID à de nouvelles problématiques.

L'objectif de cette thèse est de répondre à une partie de ces problématiques en développant une technique de conception de tag RFID UHF adaptable à un environnement industriel contraint. Il est aujourd'hui crucial de développer des solutions technologiques sans contact évoluant dans des environnements hétérogènes dont les performances sont peu sensibles à la constitution des articles à tracer. Ces limitations aujourd'hui constatées sont autant de verrous à l'évolution de la RFID vers la notion d'électronique ubiquitaire.

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à une étude de l'état de l'art de l'ensemble des techniques de traçabilité sans contact basées sur la RFID. Ces techniques sont différentes par leurs domaines fréquentiels, débit de communication et portée de lecture. Le déroulement de ce chapitre vise donc, sur la base d'un état de l'art des technologies RFID, d'orienter l'étude vers la technologie la mieux adaptée à un cahier des charges répondant à une problématique académique mais également industrielle. Suite au choix de la technologie la plus appropriée, nous détaillons son principe de fonctionnement à travers les différents volets scientifiques et réglementaires. Dans le cadre applicatif du domaine verrier, nous introduisons les objectifs principaux tels que l'encombrement optimal, le besoin d'avoir un tag bi-résonnant permettant la traçabilité des articles de verre pour une traçabilité globale tout au long du cycle de vie.

Le deuxième chapitre concerne la caractérisation radioélectrique des matériaux conducteurs et diélectriques impliqués dans la solution RFID imaginée et développée. Nous nous intéressons en premier lieu au développement d'une méthode de mesure des paramètres radioélectriques d'un substrat de forme complexe afin de mieux modéliser le substrat constituant l'article à étiqueter et de mieux l'adapter à son environnement. Nous présentons une méthode originale basée sur la perturbation de résonance d'un dispositif micro rubans imprimé sur un substrat flexible. A l'aide de cette méthode, nous démontrons la possibilité de déterminer les paramètres radioélectriques d'articles de verre creux tels que les

bouteilles de verre. L'intérêt de cette méthode est de pouvoir également estimer l'impact de la présence du liquide sur la distribution du champ électromagnétique et donc sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité.

L'antenne RFID est généralement réalisée à base d'éléments conducteurs classiques tels que le cuivre : nous présentons dans ce chapitre quelques alternatives à base d'encres ou de polymères conducteurs que nous avons sélectionnés et caractérisés pour les dépôts de motifs d'antennes.

Le chapitre 3 commence par un rapport synthétique de l'état de l'art de conception d'antennes en général. Les différents concepts et figures de mérite les plus importants du point de vue rayonnement et circuit sont répertoriés afin de clairement spécifier la démarche scientifique suivie lors de la phase de conception d'antenne. Cette première partie présente également la définition de l'environnement de travail et de simulation utilisés dans le cadre de ce travail.

Afin de valider et optimiser par rétro-simulation les antennes développées, nous présentons dans la deuxième partie de ce chapitre les différentes méthodes de mesure développées dans le cadre de cette thèse.

Nous introduisons également les techniques pertinentes d'optimisation d'antennes RFID UHF avec plusieurs réalisations à maturité industrielle. Egalement, nous avons étudié la problématique du développement d'antennes opérant dans des conditions radicalement différentes (fonctionnement avec ou sans présence de liquide). Nous détaillons et mettons l'accent sur les différentes sources de dégradation. Les solutions proposées pour optimiser la faible sensibilité du tag RFID UHF à son environnement sont également présentées. Nous démontrons expérimentalement la faisabilité de tags avec des performances répondant au cahier des charges. Les perspectives de ce travail sont nombreuses et nous présentons certaines d'entre elles déjà amorcées telles que des solutions de développement de tags biocompatibles et biodégradables qui s'inscrivent dans la perspective de l'électronique ubiquitaire verte pour la traçabilité et l'authentification.

Chapitre I : Généralités sur la technologie RFID

I.1 Historique

La première application connue de la technologie RFID (Radio Frequency Identification) a vu le jour pendant la seconde guerre mondiale en 1939 [1.2]. C'est une application mise au point par les Anglais pour différencier les avions alliés des ennemis. Alors que le Radar (également découvert pendant la seconde guerre mondiale) permettait de détecter des cibles, la technologie IFF (Identify Friend or Foe – Identifier Ami ou Ennemi), est un complément pour savoir si l'engin détecté est ennemi ou allié, en plaçant à son bord une balise qui répond au signal reçu par son identifiant : c'est le principe utilisé à ce jour dans le contrôle du trafic aérien.

Ce n'est que vers les années 1970 que la RFID fut appliquée dans le domaine civil, et a commencé à prendre de l'ampleur dans les années 1990 notamment grâce à la RFID télé-alimentée. Aujourd'hui, cette notion d'étiquette électronique envahit l'industrie de l'identification et de la traçabilité et ouvre la voie à différentes nouvelles applications comme les dispositifs à anti-démarrage électronique pour les véhicules automobiles et les cartes à puce de transport. Diverses études sont menées au cours de ces dernières années pour intégrer cette nouvelle technologie d'identification sans contact dans la grande distribution et évoluer vers l'internet des objets [1.2]. Dans la perspective du suivi généralisé des produits et l'optimisation de la chaîne logistique, mais aussi pour une garantie de sûreté et d'authenticité aux clients finaux.

I.2 Introduction

Avant tout projet d'identification automatique des articles à des fins d'automatisation de production, suivi et optimisation des processus, un industriel se pose toujours la question de savoir quelle technologie est la mieux adaptée à son besoin. Différents aspects sont à prendre en compte, à savoir, le coût, le retour sur investissement, l'encombrement, les vitesses et distance de lecture. Dans ce premier chapitre, nous commençons par introduire le contexte général et l'objectif de cette thèse avec une discussion sur les besoins et contraintes de l'environnement applicatif qui concerne la traçabilité des articles en verre creux. Nous passons en revue de manière succincte les différentes technologies RFID existantes et les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles en premier lieu. Nous

nous focalisons ensuite sur la technologie RFID UHF compatible avec le standard EPC Global Class 1 Génération 2 (EPC C1 Gen2) avec ces différents aspects technologiques de communication, de régulation et de réalisation.

I.3 Problématique

Une des problématiques de cette thèse est le développement de tags RFID UHF large bande compatibles à l'international et insensibles à l'environnement dans le cadre de leur application tout au long de leur cycle de vie. Les contraintes d'esthétiques et d'encombrements sont tout aussi importantes et constituent un réel verrou technologique vue les exigences de forte efficacité de rayonnement et de largeur de bande qui sont affectées par la diminution de taille.

I.3.1 Objectifs scientifiques

L'objectif premier de cette thèse est de lever les contraintes liées au dysfonctionnement des tags RFID, dans les gammes de fréquence UHF, par la présence du liquide. En effet, pour la généralisation de traçabilité pour certains produits à forte teneur liquide, un développement spécifique est nécessaire pour adapter les tags à de tels environnements contraints. De plus, si on prend l'exemple de traçabilité des articles de verre creux dans le cadre de traçabilité des vins et spiritueux, la bouteille dans son cycle de vie évolue de vide au niveau du verrier à pleine au niveau de l'embouteilleur. Pour une traçabilité complète, il est nécessaire d'avoir un tag fonctionnant dans les deux cas, pour cela il est nécessaire de développer une antenne à double structure résonnante permettant une adaptation à la puce indépendamment de la constitution de la bouteille. Il est nécessaire également de prendre en compte les contraintes environnementales pour une électronique verte permettant une solution de traçabilité non prohibitive pour le recyclage.

I.3.2 Application au domaine verrier

Dans le cadre de cette thèse, un objectif résultant de l'étude générale menée consiste à développer une solution RFID compacte, la plus discrète possible et opérationnelle dans des conditions extrêmes pour assurer la traçabilité d'emballages en verre creux. Cette traçabilité constitue de réelles perspectives d'avenir en matière de gestion et de suivi de stocks et de lutte contre la contrefaçon. Le verrier (fabricant du verre) est le principal acteur

de ce marché. Dans le cadre du projet FUI Traçaverre (2012-2016), le partenaire industriel SAVERGLASS a à cœur de mettre en œuvre un moyen de traçabilité des bouteilles fabriquées et transformées au sein de ses unités de productions (SAVERGLASS, TOURRES & Cie, APLHAGLASS, SAVERGLASS LLC aux Emirats Arabes Unis et ALPHADEC), dans la perspective :

- d'avoir un moyen de traçabilité et de suivi fiable, qui permettrait de localiser les points de dysfonctionnements et de pannes pour pouvoir intervenir rapidement.
- d'avoir un moyen de suivi des produits (stocks et productions).-
- d'offrir un service supplémentaire de traçabilité et d'authentification des produits à ses clients, grâce à la bouteille connectée comme support.

Ceci a pour ambition de faciliter le travail de gestion pour :

- l'embouteilleur dont la fonction est de mettre son produit (contenu) dans l'emballage.
- les réseaux de distributions.
- les réseaux de ventes et consommateurs.

I.3.3 Contexte

Ce projet vient en complément d'une technique déjà mise en place par SAVERGLASS pour la traçabilité du verre, qui consiste en l'apposition d'un code Datamatrix (code 2D) gravé sur le verre, qui permet de sérialiser la bouteille, tout en indiquant son horodatage de la sortie du four et de la ligne de production. Cette technique donne la possibilité de suivre la date et la provenance des bouteilles pour pouvoir localiser rapidement un éventuel dysfonctionnement. Par exemple, si lors de la phase de contrôle, on détecte des défauts dans des bouteilles, la lecture du Datamatrix permet d'en identifier la provenance et d'analyser la source de dysfonctionnement.

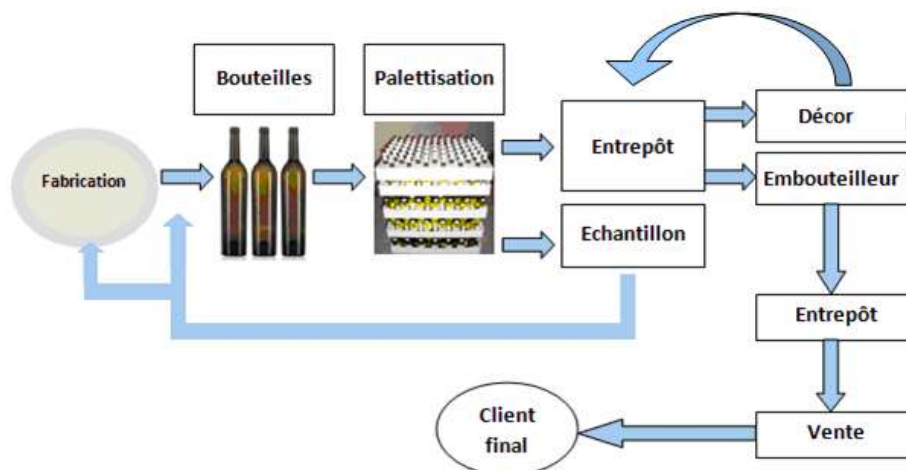


Fig. I.1 Cycle de vie d'une bouteille

Chapitre I : Généralités sur la technologie RFID

La figure I.1 illustre le parcours standard d'une bouteille dès sa fabrication, jusqu'au client final. En vue d'avoir une traçabilité complète, SAVERGLASS a déjà développé une stratégie en déployant un code DATAMATRIX, qui représente l'avantage de pouvoir être imprimé au bout chaud (terme employé pour définir la zone où le verre est encore à une $T^{\circ} > 400^{\circ}\text{C}$). Cela permet d'enregistrer la date, l'heure et le numéro de la ligne d'où proviennent les bouteilles. L'inconvénient majeur du code DATAMATRIX est la lecture optique qui exige une vue directe du lecteur pour pouvoir lire les données, ainsi que la distance de lecture qui est de quelques centimètres seulement, en conditions parfaitement contrôlées. Or, une bouteille dans un convoyeur, palette ou étalage n'a pas toujours la même orientation et la même environnemente optique. Tous ces problèmes ne se posent pas dans le cas de la RFID, l'idée est donc de combiner cette technologie avec celle du DATAMATRIX, puisqu'on ne peut pas intégrer des étiquettes RFID au bout chaud.

Les bouteilles subissent successivement :

- leur marquage de code Datamatrix
- un traitement de surface à chaud (optionnel suivant les caractéristiques requises)
- un recuit (environ 600°C pendant $\frac{3}{4}$ d'heure à 2 heures selon spécificités)
- un traitement à froid (suivant les caractéristiques recherchées)
- des étapes de contrôles systématiques, automatiques et visuels, et statistiques.
- une étape de palettisation
- enfin le stockage

A ce jour, on peut lire le code DATAMATRIX dans des machines de contrôle automatique. On pourrait profiter alors de la rotation des bouteilles dans celles-ci. L'idéal est de mettre l'étiquette RFID dans la dernière étape de contrôle pour éviter de perdre des étiquettes posées sur des bouteilles susceptibles d'être défectueuses. L'information contenue dans le code DATAMATRIX étant enregistrée dans l'identifiant du tag RFID, ceci en utilisant un lecteur code DATAMATRIX communicant avec une station de base pour l'écriture du tag : le processus de traçabilité peut alors être assuré par la RFID. Une autre étiquette posée sur la palette permettrait de suivre la traçabilité des bouteilles en lots. Les palettes sont placées dans des entrepôts pour être ensuite, soit livrées à l'embouteilleur, soit envoyées pour le décor. Les bouteilles sont ré-entreposées entre chaque opération de décor et avant d'être livrées à l'embouteilleur. On prend certaines palettes comme échantillons pour un autre contrôle qualité surtout pour les produits haut de gamme, si les bouteilles sont bonnes elles

seront remises sur le convoyeur sinon elles sont recyclées. L'embouteilleur vend les produits emballés, via sa propre organisation interne ou externe de distribution, à des grands marchands, pour être distribués ensuite dans les grands, moyens et petits magasins. L'enjeu de cette traçabilité est d'avoir une visibilité en temps réel de tous les produits à travers une base de données sur un serveur central, ce qui permettrait de gagner énormément de temps, pour la gestion et le suivi des stocks. La technologie RFID permet de mettre en place des systèmes contre la contrefaçon par le verrouillage de puces après la vente, par exemple, ou leur désactivation et l'utilisation d'un code de protection contre l'écriture, ce qui peut permettre de faire face au marché parallèle.

1.3.4 RFID et bouteilles de verres

Les changements significatifs des contraintes environnementales des bouteilles de verre, rend délicat la conception d'une solution RFID compatible et fonctionnelle dans tout le cycle de vie de la bouteille. Il n'existe pas actuellement sur le marché d'étiquettes RFID intégrables directement dans le verre. Certaines entreprises proposent des solutions qui permettent d'assurer la traçabilité à partir de l'embouteilleur avec des étiquettes intégrées sur les bouchons ou l'habillage des bouteilles. On peut citer notamment l'entreprise Italienne Lab-ID qui propose des bouchons avec des étiquettes RFID intégrées (bouchon intelligent), incluant des tags fonctionnant en HF (13.56 MHz) [1.3]. L'étiquette peut contenir plusieurs informations comme la date de l'embouteillage, le type de raisin, le pourcentage d'alcool... etc. Le client final peut lire ces informations avec un Smartphone en utilisant la technologie NFC (Near Field Communication). Ce qui apporte plus d'assurance qualité et d'authenticité aux clients, mais ce procédé n'est pas adapté pour la logistique et l'optimisation de production. Les compagnies de vin ont exprimé leurs préoccupations de préserver la qualité de leurs vins lors de la manipulation, transport et distribution. La contrainte principale est le changement de température qui peut avoir des effets très néfastes sur la qualité du vin. FALKEN Secure Networks (FSN) propose un tag RFID semi actif intégré dans un boîtier et à insérer dans des palettes et cartons [1.4], ce tag associé à un capteur de température enregistre trois variations de température pendant la journée. L'enregistrement de ces variations de température dans une base de données permet un meilleur suivi pour préserver la qualité du vin. Afin d'avoir une protection unitaire de chaque bouteille, on associe à la base des bouteilles un tag passif double fréquence (IPICO Dual-Frequency). Le

système fonctionne en double fréquence pour avoir un bon fonctionnement en présence du liquide, la communication de liaison montante (lecteur vers tag) fonctionne en 125 KHz et la liaison descendante en 6.8 MHz pour augmenter le débit. Falken Secure a développé également un système RFID pour la traçabilité des barils utilisés par les vignerons. Il existe d'autres travaux pour la traçabilité des bouteilles de vins : on peut citer ici par exemple les étiquettes proposées par NEC Corp et Toyo Saiken Kaicha qui sont intégrées dans des bouchons types et fonctionnent à 2.45 GHz [1.5].

Les différentes recherches des solutions de traçabilité sans contact des produits en verre creux ont montré que malgré l'intérêt évident des acteurs de ce marché à ce type de technologie il n'existe pas une solution passive directement intégrable sur verre. On trouve donc soit des technologies semi-passives pour pallier la perte de lecture par l'absorption du liquide au dépend du prix de l'étiquette intelligente, ou l'étiquette est intégrée au bouchon et ne permet d'avoir les informations de traçabilité qu'à partir de l'étape d'embouteillage.

L'objectif de cette thèse est de développer des solutions de tags RFID UHF passifs compacts et large bande directement intégrables sur verre. Ces tags offrent ainsi la possibilité de traçabilité des bouteilles vides et pleines avec une étiquette à prix réduit et des solutions biocompatibles et biodégradables contribuant à la généralisation de ces solutions dans le cadre de l'électronique ubiquitaire pour des applications d'internet des objets.

I.4 Classification des technologies RFID et choix de la technologie

Comme tout autre système de communications utilisant les ondes radioélectriques, il existe des plages de fréquences spécifiques pour chaque application (radar, mobile, radio.....Etc.). L'union internationale des télécommunications (UIT), réglemente le domaine des radiocommunications. Des agences de normalisations nationales et internationales et des instances de régulation locales complètent ces régulations (voir en dessous).

En conséquence, la RFID s'est vue attribuer quatre domaines fréquentiels LF, HF, UHF et SHF.

Dénomination	Fréquence associées	Fréquence RFID
LF : Low Frequency	30-300 KHz	125, 134-135 KHz
HF : High Frequency	3-30 MHz	13.56 MHz
UHF : Ultra High Frequency	300-3000 MHz	433 MHz, 860-960 MHz 2.45 GHz
SHF : Supra Haute Frequency	3-30 GHz	5.8 GHz

Tableau I.1 Fréquences RFID

Chapitre I : Généralités sur la technologie RFID

Selon la fréquence de fonctionnement, la RFID fonctionne selon deux principes différents :

- Pour les bandes LF et HF, le transfert d'énergie se fait par couplage inductif. Les antennes de la station de base et du tag se comportent alors comme de simples bobines (en champ proche : $L < \lambda/2\pi$), L est la distance de lecture et λ c'est la longueur d'onde. Pour communiquer son identifiant, le tag fait varier une charge influant sur l'inductance de la bobine et donc sur le couplage avec le lecteur.
- Le fonctionnement en UHF et SHF repose sur le principe de rétrodiffusion, le tag se trouve donc dans le champ lointain. Le même signal envoyé par la station de base est renvoyé par le tag après modulation d'amplitude par variation du coefficient de réflexion [I.6]. Ces gammes de fréquence permettent d'avoir des portées et débits plus importants.

Fréquences	Low Frequency (LF) 125 KHz 134-135 KHz	High Frequency (HF) 13.56 MHz	Ultra High Frequency (UHF) 433 MHz 860-960 MHz	Super High Frequency (SHF) 2.45 GHz 5.8 GHz
Principe de fonctionnement	Couplage inductif		Rétrodiffusion	
Taille de tag	Grand	Moyen	Petit	Petit
Caractéristiques	Portée < 0.5m Débit < 1 kbit/s Peu atténuable par l'eau et le métal	Portée < 1 m Débit=26 kbit/s Peu atténuable par l'eau, beaucoup par le métal	Portée < 10 m Débit=30kbits/s Importante atténuation en présence de métal et de l'eau	Portée < 2 m Débit > 100 Kbits/s Importante atténuation en présence de métal et de l'eau.
Quelques domaines d'application	Le suivi des animaux, clé de voiture	Carte à puce, badge, carte de transport	Grande distribution, télépéage.	Suivi des produits, télépéage.

Tableau I.2 comparatif de tous les domaines fréquentiels de la RFID [I.7][I.8].

NB : Les portées sont données en moyenne selon les différents pays, l'utilisation de tag battery-assisted et actif en UHF et SHF permet d'avoir des portées nettement supérieures (> 100m), mais ne correspond pas à notre application.

La fréquence UHF 2.45 GHz est souvent regroupée avec les SHF, vues leurs caractéristiques similaires.

Si l'on compare l'utilisation de la RFID dans les différents domaines fréquentiels pour les applications des verres creux, on peut noter que les LF et HF s'atténuent moins dans l'eau.

Il peut donc apparaître avantageux d'opter pour ces fréquences en présence d'eau et/ou de métal. Néanmoins, l'inconvénient est que la taille des tags est importante à ces fréquences.

De plus, les débits sont faibles et la portée n'excède pas 1m. Pour les UHF, les tailles des tags sont réduites et sont donc plus facilement intégrables dans des petites structures et le coût de fabrication est plus raisonnable. Les débits offerts sont plus importants (bande passante plus large), avec possibilité de lecture multiple plus rapide. Les performances sont dégradées en présence de l'eau et de métal par rapport aux LF ou HF, ce qui diminue considérablement la portée [I.9]. Pour les fréquences 2,45 GHz et 5,8 GHz, il est davantage possible de réduire la taille des tags mais au prix de portées inférieures à cause de la consommation des circuits CMOS (qui composent les chips) qui augmente avec la fréquence [I.10]. Ce qui fait qu'on a une puissance de seuil (puissance minimale nécessaire pour l'alimentation de tag) plus importante en SHF qu'en UHF, de l'ordre de 120 μ W pour les SHF et 15 μ W pour les UHF, ajouter à cela les niveaux de puissance autorisés qui sont plus stricts en SHF. Pour toutes ces raisons, les fréquences les mieux adaptées sont les UHF. Les fréquences UHF allouées à la RFID sont 433 MHz et de 860 MHz à 960 MHz. Pour des raisons de tailles de tags et le faible débit à 433 MHz, nous choisissons de travailler dans la plage fréquentielle 860 MHz- 960 MHz. Néanmoins chaque pays autorise une plage de fréquence plus au moins importante dans cette bande. Aucun pays n'autorise l'intégrale de cette bande. Toutefois et ceci constitue une contrainte forte, il est primordial d'assurer le fonctionnement du tag RFID sur l'ensemble de cette bande pour assurer sa commercialisation internationale.

I.5 Les systèmes RFID sans puces (Chipless)

Ce sont des systèmes qui ne contiennent pas des puces RFID ni aucun autre circuit électronique, les tags de type chipless exploitent des propriétés physiques et chimiques de

certaines structures et matériaux pour encoder les données [I.11]. Ce type de tag sans puce permet d'avoir des coûts de fabrication très bas, cela est dû au fait que le coût de puce et d'assemblage antenne/puce, représentent une proportion considérable sur le coût total d'un tag.

Néanmoins, les systèmes chipless ne permettent d'encoder qu'une quantité de données limitées souvent inférieure à 32 bits [I.11] ce qui peut être suffisant pour certaines applications, comme l'identification de la classe d'objet. Actuellement, il n'existe sur le marché que les tags chipless de type SAW (Surface Acoustics Wave) [I.11].

En premier lieu, on donne une description succincte des deux grandes familles des systèmes Chipless, puis on donne deux exemples détaillés de chaque type. Les systèmes RFID Chipless utilisent des tags RFID sans IC (Integrated Circuit). Il faut alors des systèmes tels que de par leurs caractéristiques physiques ou chimiques ceux-ci renvoient un signal unique comme réponse au signal de l'interrogateur, cette réponse est alors appelée signature du tag qui va servir après décodage à extraire l'ID du produit. Deux techniques sont utilisées pour identifier la signature d'un tag.

I.5.1 Réflexion dans le domaine temporel TDR (Time Domain Reflectometry)

Cette technique utilise des structures qui renvoient le signal envoyé par le lecteur sous forme d'impulsion. En fonction d'un retard sur le signal de retour induit par des éléments localisés sur une structure bien connue, on arrive à décoder le signal et à avoir l'ID du tag.

Chipless Millimeter Wave Identification (MMID) : ce type de système chipless se base sur la différence de réponse et donc de signature de différentes géométries ou formes d'un système résonnant (système multi résonant). On fait un balayage fréquentiel par un lecteur RFID adapté puis on récupère la réponse spectrale (la forme de la réponse en fonction de la fréquence) cette réponse est encodée par le tag chipless en amplitude et en phase ce qui permet d'avoir deux paramètres de décodage au niveau du lecteur.

Le schéma ci-dessous illustre le principe de fonctionnement de ce type de système.

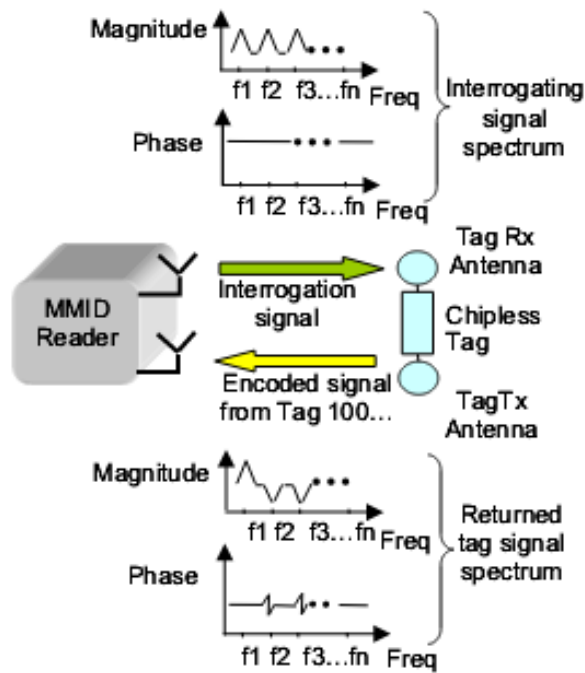


Fig. I.2 Principe de fonctionnement de système MMID [I.12].

I.5.2 Chipless transpondeurs à Signature spectrale (Spectral signature)

Ce type de tag encode les données dans le domaine fréquentiel en utilisant des structures résonnantes. Chaque bit de données est associé à la présence ou l'absence d'un pic de résonance d'une fréquence donnée dans le spectre. Il existe dans la littérature cinq types de chipless RFID basés sur la signature spectrale (transpondeur chimique, Ink-tatto, circuit planaire, courbe d'espace et LC Résonant) classés selon leurs natures en tags chimique ou tags en circuit planaire. L'avantage de ce type de chipless est qu'ils sont complètement imprimables.

La figure I.2 montre deux multi-résonateurs avec des spirales localisées autour d'une ligne de transmission. Ce type de système fonctionne comme un filtre coupe bande qui atténue certaines fréquences, ce qui se traduit au niveau du récepteur par une puissance faible pour les fréquences atténuées et une ondulation d'amplitude. L'inconvénient de ce type de système réside dans l'utilisation de deux antennes à polarisations croisées pour l'émission et la réception au niveau du lecteur pour assurer l'isolation. Cela a pour effet d'imposer la position et l'orientation du système.

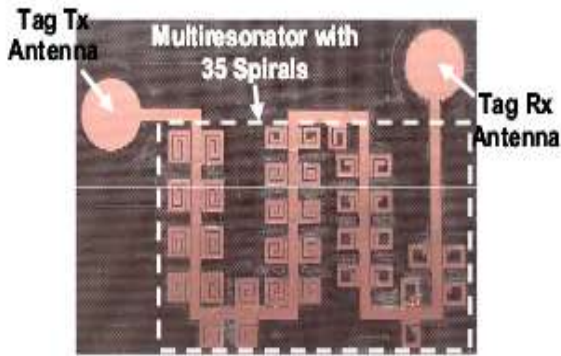


Fig. I.3 Chipless RFID Tag de 35 bits

longueur=88mm, largeur=65mm [I.13]

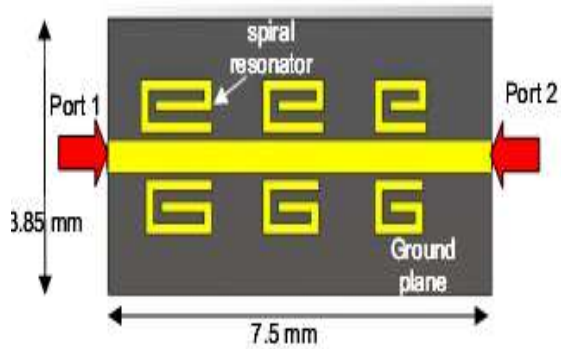


Fig. I.4 Chipless RFID Tag de 6 bits

longueur=7.5 mm, largeur=3.85mm

I.5.3 Conclusion

La RFID Chipless présente plusieurs avantages notamment en matière de coût et de simplicité d'implémentation. La plage de fréquence possible pour la RFID chipless s'étend de 3,1 à 10,7 GHz ce qui donne la possibilité de coder plusieurs bits d'information mais le lecteur doit être à son tour large bande et avec suffisamment de sélectivité pour pouvoir différencier les différents bits, ce qui engendre une limitation considérable pour la quantité d'information à stocker. Sur les figures I.3 et I.4, on remarque le rapport de taille important entre les Tags Chipless à 6 bits et à 35 bits. En effet, pour atteindre la capacité de stockage EPC minimale de 96 bits, il faut des dimensions plus importantes qu'un tag RFID avec une puce.

I.6 Normes et réglementations

I.6.1 Normes

L'intérêt des normes avant tout, c'est d'avoir un consensus international pour l'utilisation d'éléments et de technologies normés (standardisés) pour assurer l'interopérabilité dans différents pays. Les spécifications des normes peuvent concerner le domaine fréquentiel alloué, le protocole de communication, codage, modulation...Etc. Ce qui permet d'avoir des composants bon marché, du fait de la concurrence des industriels pour la fabrication des composants avec des mêmes caractéristiques (pas de monopole du marché).

- L'ISO/IEC (International Standards Organisation/International Electrotechnique Commission), établit la plupart des normes RFID. Avant l'établissement d'un nouveau

document officiel de normalisation par IS (International Standard), les recommandations de normalisation sont débattues par des groupes d'experts au sein de comités techniques (TC) ou comités techniques jointes (JTC), sous-comités (SC) et groupe de travail (WG). Les comités nationaux comme AFNOR (France), ANSI (USA) entérinent ces recommandations avant la publication du document officiel.

La RFID appartient à la famille des systèmes d'identification automatique (Auto ID), c'est le JTC1/SC 31 qui s'occupe de ces normes. Le sous-comité 31 s'occupe de la famille des normes ISO 18000-x, dont ISO 18000-6, définit les normes de la RFID en UHF [860 – 960] MHz et ISO-18000-7 Pour la RFID 433 MHz, et ISO 18000-4 pour la RFID 2.45 GHz. Dans le cas général, une norme n'est pas suivie par une obligation légale, sauf pour certaines normes très sensibles qui touchent la santé publique par exemple.

I.6.1.1 Norme ISO 18000-6 ([860 – 960] MHz)

Comme énoncé ci-dessus, la norme ISO 18000-6 est dédiée à la normalisation des applications RFID UHF [860 – 960] MHz. Il existe trois types de normes possibles spécifiées par ISO 18000-6, le type A, B et C [I.14]. Ces spécifications varient selon le sens de communication, de la station de base aux tags (on parle alors de liaison montante), ou du tag à la station de base (liaison descendante).

- Le type A gère les collisions avec la méthode time slots, le codage bits est de type PIE (Pulse Interval Encoding), modulation ASK (Amplitude Shift Keying) pour la liaison montante.
- Le type B gère les collisions à l'aide d'une méthode appelée « arbre binaire de sélection ». le codage bits appliqué est le codage Manchester, la modulation de la porteuse est la même que la norme A (ASK).

Pour la liaison descendante, les procédures régissant les signaux sont communs aux types A et B. Pour communiquer son identifiant, le tag re-rayonne une partie du signal reçu, cette technique est appelée rétrodiffusion (back scattering en anglais). En variant l'adaptation de l'antenne du tag à sa charge, on passe de deux extrêmes correspondant à l'état de basse réflectivité, cas où le tag reçoit le signal pour la télé-alimentation et le signal de commande, et la haute réflectivité, cas où le tag communique son identifiant. Le codage bits utilisé est de type FM0 (Bi-phase Space).

La norme donne également quelques recommandations sur format du message (trames), comme la spécification d'un préambule de 16 bits, qui permet notamment de palier le problème d'asynchronisme de liaison entre tag et la station de base.

- La norme ISO 18000-6 type C a été adoptée pour être en conformité avec EPC Global Class 1 Gen 2.

I.6.1.2 EPC Global Class 1 Gen 2

Cette norme appartient aux grandes familles des classes des produits EPCglobal. Le MIT (Massachusetts Institute of Technology) en collaboration avec plusieurs industriels a donné naissance à un centre baptisé AutoID Center (Auto Identification Center), ayant pour mission de développer le système Electronic Product Code (EPC). Ce système de codage doit assurer un code unique pour chaque produit EPC, une base de données plus large et des tags peu coûteux : EPC global a défini des classes, différentes selon les fonctionnalités possibles :

- **Classe 0** : les tags sont uniquement de types passifs, dont le code EPC comporte 64 bits.
- **Classe 1 génération 1** : se résume aux tags passifs avec un code EPC sur 96 bits, et des mémoires à lecture seule ROM (Read Only Memory), WORM (Write Once Read Memory).
- **Classe 1 génération 2** : avec des mémoires Read/Write (E2PROM) avec des codes EPC sur 96, 128 ou 256 bits [I.15]. Cette classe donne la possibilité notamment d'avoir une indépendance vis-à-vis du réseau et d'inscrire la totalité des informations sur la puce, au lieu de déporter sur un réseau distant qui renvoie des données à des références.
- **Classe 2** : des tags semi-actifs (battery assisted) avec communication large bande.
- **Classe 3** : possibilité de communication entre tags selon le principe de **per to per** communication
- **Classe 4** : tags actifs, fonctionnant en émetteur/récepteur au lieu d'un simple Répondeur (Responder), avec une communication large bande.

La norme la plus répandue est EPC Global Class 1 Gen 2, pour son rapport qualité/prix, en effet elle permet de mettre en œuvre des dispositifs de suivi performants et peu coûteux.

La classe 1 génération 2 spécifie pour la liaison montante :

Un codage PIE (Pulse Interval Encoding) inversé, les différents types de modulation ASK (Amplitude Shift Keying) sont possibles : double side band (DSB ASK), Single Side Bande (SSB ASK) et Phase Reversal (PR ASK).

Pour la liaison descendante, on a deux codages bits possibles : le FM0 de l'ISO 18000-6, ou le codage bit Miller. Après codage de bits, on a deux types de modulations ASK ou PSK (Phase Shift Keying), assuré par la variation de la surface effective de l'antenne du tag (ΔRCS). La norme spécifie une méthode de gestion de collisions selon un principe time slot probabiliste qui permet de lire 800 tags /s en Europe avec un niveau d'émission de 2W ERP, avec la méthode Listen Before Talk (LBT) et 1600 Tags/s en Amérique avec 4W EIRP.

La clé pour l'adoption de la RFID est la mise en place d'un régime universel pour identifier les objets, EPC est considéré comme une norme bien établie pour les systèmes de numérotation. Le système est conçu pour accueillir tous les systèmes de numérotation, comme le Serial Shipping Container Code (SSCC) et Global Location Number (GLN), tous ces systèmes sont définis dans des bits d'entête.

La figure 5 montre un exemple de système de numérotation EPC 96 bits.

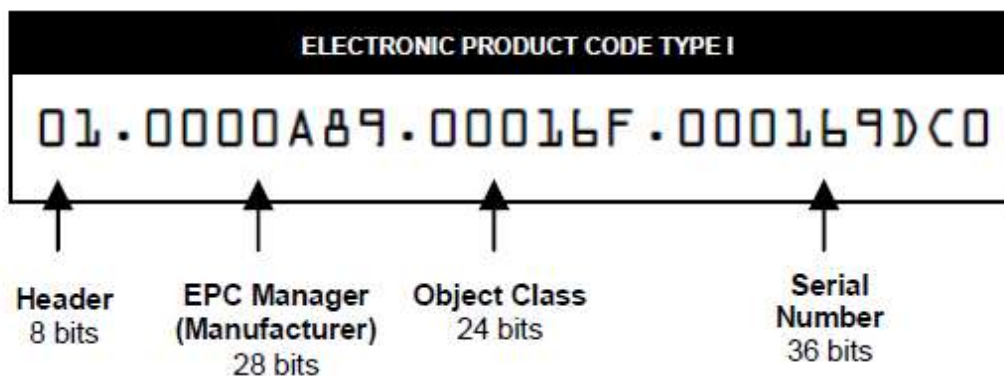


Fig. I.5 Système de numérotation EPC 96 bits [I.16]

- Header : entête en français, il définit ce qui va suivre le type, la version, la longueur des champs suivantsEtc.
- EPC Manager : définit l'entreprise responsable de l'affectation des codes.
- Objet Class : définit le type ou la catégorie d'article.
- Serial Number : définit le numéro unique de l'article dans une classe donnée.

Sachant qu'un caractère numérique est codé sur 4 bits, il faudra donc $36 \times 4 = 144$ bits (Serial Number) pour encoder les données d'une DATAMATRIX de taille 18X18 qui contient déjà des informations relatives à l'horodatage des articles.

I.6.2 Réglementations des puissances émises

Les réglementations locales diffèrent d'un pays à l'autre et relèvent de la souveraineté nationale. Par conséquent, ce sont des organismes d'état qui spécifient les gabarits spectraux, contraintes et restrictions en puissance auxquels les équipements RFID doivent répondre vigoureusement, en prenant en considération les recommandations des organismes internationaux et européens. Les restrictions finales sont cependant fixées par des organismes étatiques : en effet chaque pays a des contraintes spécifiques dues notamment à l'occupation de certains domaines fréquentiels par les systèmes militaires. En France, deux organismes gèrent ces paramètres : l'AFNR (Agence National des Fréquences) et l'ARCEP (Autorité de Régulation des Communications Electronique et des Postes). L'union internationale des télécommunications (UIT), à travers son secteur des radiocommunications (UIT-R), émet des recommandations concernant les systèmes de radiocommunications. Au niveau européen le CEPT (Commission Européenne des Postes et des Télécommunications), avec des experts au sein de l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute), émet des recommandations via l'ERC (European Radiocommunications Committee). Les normes européennes ayant des spécifications liées à la RFID sont dans le document ETSI de la famille EN 300 – xxx « Electromagnétique Compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) ». Les documents concernant la RFID UHF sont :

- EN 300 220 : fréquences de 25 MHz à 1 GHz (433 MHz et 860-960 MHz).
- EN 300 440 : fréquences de 1 GHz à 40 GHz (2.45 GHz et 5.8 GHz).

Pour illustrer les différences de réglementations selon les pays, prenons par exemple le cas de la France et l'USA, pour les fréquences de 860 – 960 MHz. La France en autorise la gamme de fréquence 869.4 – 869.65 MHz avec $P_{ERP} = 500\text{mW}$, et la gamme de 865.6 – 867.6 MHz avec $P_{ERP} = 2\text{W}$ (LBT), tandis qu'aux USA on autorise de 902 – 928 MHz avec une PIRE = 4W
 P_{EIRP} : Equivalent Isotropically Radiated Power, ou encore, si on considère P_{bas} la puissance fournie par la station de base et G_b le gain de l'antenne de la station de base alors, $P_{EIRP} = P_{bas}G_b$. C'est la puissance que doit fournir une station de base munie d'une antenne à gain

unitaire, pour avoir le même niveau d'émission avec une station de base de puissance P_{bas} et une antenne de gain G_b , en français PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.

P_{ERP} : Effective Radiated Power (puissance effective rayonnée), grandeur utilisée pour quantifier le gain d'émission par rapport à un système utilisant une antenne de type $\lambda/2$ de gain égale à 1,64 en linéaire.

$$P_{ERP} = (P_{bas} \cdot G_b) / G_{ant \lambda/2}$$

Par conséquent on a $P_{EIRP} = G_{ant \lambda/2} P_{ERP}$

2 W ERP = 3,28 W EIRP. Les réglementations aux USA sont moins strictes qu'en France, en effet, on a plus de largeur fréquentielle et un niveau de puissance plus élevé.

I.6.3 Le choix des puces

Le choix de la puce se porte sur la norme de la Class 1 Gen 2 pour différentes raisons :

Pour avoir les moindres coûts de fabrication, le choix se limite aux puces passives qui devraient répondre largement aux attentes en matière de traçabilité. La classe 0 ne permet que la lecture du TID (tag identifiant) pré-encodé par le fabricant. Dans notre application malgré l'architecture globale incluant une base de données qui associerait à chaque identifiant les informations souhaitées, on sera tout de même contraint de faire l'écriture au moins une fois sur la mémoire de la puce. Le choix donc se limite à la classe 1 qui est constituée de deux versions différentes : génération 1 et génération 2 (Gen 2).

La lecture des tags de la classe 1 Gen 2 est deux fois plus rapide que la lecture des tags de génération 1. Le protocole de la Classe 1 Gen 2 permet la lecture multiple des tags, contrairement aux tags de la classe 1 qui contient soit des mémoires à lecture seule (ROM) ou des mémoires programmables une fois seulement WORM : Wright Once Real Multiple. Gen2 offre plus de possibilités de sécurisation avec 32 bits pour un mot de passe qui permet d'avoir un accès sécurisé à la mémoire et 16 bits TID Header généré aléatoirement par le tag après qu'il soit inventorié, et qui peut être utilisé par le lecteur pour la sécurité de lecture et d'écriture. La classe 1 génération 2 offre plus de flexibilité de lecture/écriture et une meilleure sécurisation des identifiants des tags. Il existe sur le marché plusieurs puces fonctionnant selon la norme EPC global : on trouve des tags avec des mémoires EPC de 96 bits, 128 bits, 256 bits, 512 bits... Etc.

Le tableau ci-dessous donne quelques exemples de puces disponibles sur le marché :

Nom	Fréquence	Impédance	Puissance min L : lecture E : écriture	Mémoire
IPJ_Monza3	860_960 MHz	1529Ω 775fF	L :-15dBm E :-12dBm	Mémoire EPC 96 bits
IPJ_Monza4	860_960 MHz	1650Ω 24fF	L :-17.4dBm E :-14.6dBm	Mémoire EPC 128/496 Bits
IPJ_Monza5	860_960 MHz	1650Ω 24pF	L :-17.8dBm E :-13.75dBm	Mémoire EPC 128

Tableau I.3 données bibliographique de quelques puces

On remarque dans les données du tableau qu'on a besoin de plus de puissance pour l'écriture (E) que pour la lecture (L), $P_{\min}(E) > P_{\min}(L)$.

Les puissances minimales peuvent varier en fonction de l'architecture de liaison antenne/puce. Les données de ce tableau sont relatives à la plus simple structure (un seul port). La mémoire EPC varie d'une puce à l'autre, les mémoires de codage et de sécurisation également. Il est nécessaire de bien choisir le modèle de puce avant la conception de l'antenne car celle-ci doit être adaptée à la charge de la puce.

Pour information, un code EPC 96 bits permet la sérialisation de $2^{24} = 16,7$ millions d'objets et de $2^{36} = 68$ milliards de produits pour chaque classe d'objets.

I.7 Principe de fonctionnement et Définition des éléments de bases

I.7.1 Introduction

Les deux maillons essentiels de la RFID sont la station de base et l'étiquette intelligente (tag en anglais). Nous allons détailler le fonctionnement de ces éléments dans la section suivante.

I.7.2 Eléments de bases

I.7.2.1 Station de base

Appelée aussi Interrogateur, Lecteur/Reader ou initiateur, la station de base effectue la lecture et l'écriture des tags, elle contient un émetteur/Récepteur, une interface de contrôle et dans la plupart des lecteurs, une interface de type RS 232, afin de transmettre les données reçues à un terminal externe pour le traitement et l'exploitation. Sauf pour le cas des tags actifs, l'énergie nécessaire à l'alimentation du tag est issue du signal de la station de base. La station de base selon son usage peut avoir plusieurs formes : portique, tunnel, lecture mobile...Etc. Il est important de bien choisir l'interrogateur pour être compatible avec la puce utilisée (normes) et le type d'antenne utilisé en tenant compte principalement du type de polarisation, directivité/gain et l'angle d'ouverture. On trouve dans le commerce des stations de base avec différents types d'antennes : Dipôle, Yagui, Patch ... Etc., avec différentes polarisations : linéaire verticale/horizontale et circulaire. On verra par la suite en introduisant les pertes de polarisation qu'il est important de choisir le type d'antenne de la station de base en fonction de la position du lecteur et l'orientation du tag par rapport à l'interrogateur pour avoir le moins de pertes possible. Il existe cependant des interrogateurs pouvant assurer les différents types de polarisations en associant deux dipôles perpendiculaires, offrant ainsi la possibilité d'avoir les polarisations linéaires verticale et horizontale ou circulaires en introduisant un déphasage de $\pi/2$.

I.7.2.2 Etiquette RFID

Tag RFID en anglais, appelé aussi balise. Elle est composée d'une petite puce électronique, reliée à une antenne, qui permet de recevoir le signal venant de la station de base et réémettre un signal contenant son identifiant. C'est pour ce principe de fonctionnement qu'elle est aussi appelée Transpondeur (Transmitter/ Responder). On trouve dans la littérature d'autres dénominations, employées par les anglais, comme Data carrier, label, smart label, et PIT qui signifie Programmable Identification Tag, qui est une catégorie spécifique d'étiquettes susceptible d'être reprogrammables.

La puce électronique est de taille très réduite ($<1\text{mm}^2$), contient une mémoire généralement de type EEPROM (Electric Erasable Programmable Read-Only Memory), qui est une mémoire effaçable électriquement et reprogrammable : le seul inconvénient est leur forte consommation d'énergie durant l'opération d'écriture. Il existe aussi d'autres types de

mémoires comme les FRAM (Ferromagnétique Random Access Memory), qui consomment moins d'énergie que les EEPROM mais coûtent plus chers et ne sont pas encore répandues dans le marché. On note aussi les SRAM (Static Random Access Memory) qui nécessitent une alimentation permanente pour la rétention des données.

On peut classer les Tag RFID en trois grandes catégories, selon le moyen d'alimentation :

1. Tag passif : est à l'origine de la croissance exponentielle de l'utilisation de la RFID à partir des années 80. L'absence d'une source d'alimentation embarquée rend le tag moins coûteux. Le tag reçoit son énergie par le signal du lecteur (Station de base). Le signal ainsi reçu sert à l'alimentation du tag en mode lecture/écriture et renvoie une partie du signal à la station de base pour récupérer l'identifiant du tag sous forme de rétro-modulation.

2. Tags battery assisted : contiennent une batterie à leurs bornes, utilisés généralement lorsque le signal de la station de base ne permet pas d'apporter l'énergie nécessaire aux tags pour des raisons de limitation de puissance ou pour des applications qui nécessitent plus de portée qu'un système passif. L'alimentation par batterie pour ce type de puce ne permet pas un fonctionnement autonome. Pour fonctionner le tag a besoin d'avoir un signal de commande du lecteur c'est ce qu'on appelle « Reader Talk First ».

3. Tags actifs : peuvent être considérés comme des petits objets communicants. Ils contiennent une batterie et un émetteur/récepteur, permettant ainsi d'avoir une liaison en duplex intégral avec la station de base et d'augmenter considérablement le débit de communication.

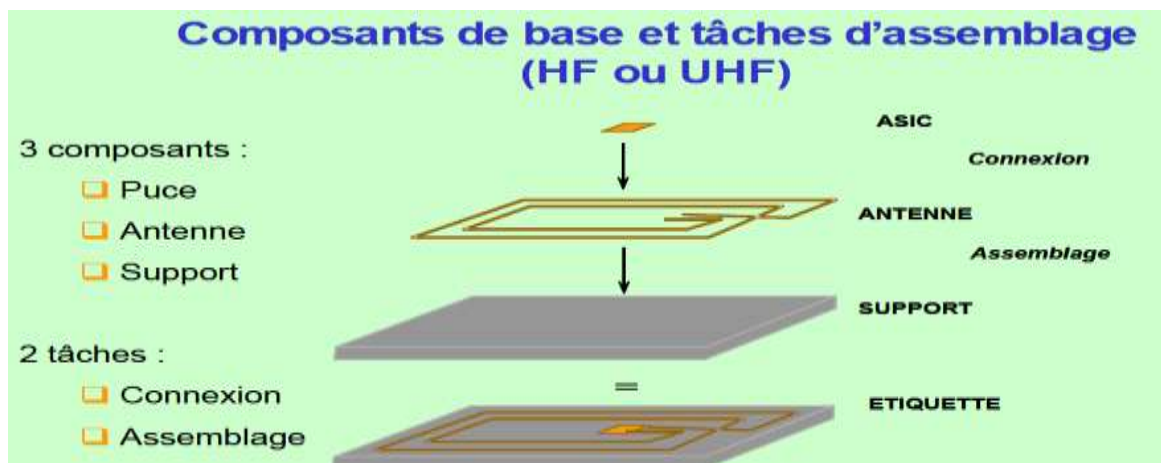


Fig. I.6 composition d'un tag RFID [I.17]

La figure I.6 montre l'assemblage d'un tag RFID, qui est composé de trois éléments essentiels : la puce, l'antenne et le support sur lequel on imprime l'ensemble (substrat).

Les coûts se répartissent plus au moins de la façon suivante [I.17] :

- 25% pour la puce de silicium, dont le coût dépend de la surface du silicium utilisée et des niveaux technologiques impliqués dans la réalisation.

- 35% pour l'inlay qui comprend l'antenne et les connexions avec la puce, d'autres matériaux conducteurs comme des encres conductrices permettent d'avoir des coûts moins élevés par rapport aux antennes en métal (cuivre, aluminium...etc.). Dans ce projet on peut exploiter l'expertise de Saverglass dans le décor des bouteilles pour l'impression de formes d'antenne sur les bouteilles ce qui permettrait de diminuer les coûts de fabrication de tag.

Il existe différentes techniques pour réaliser les connexions entre l'antenne et la puce comme wire bonding, flip-chip et colle conductrice.

- 40% pour le support et le packaging des étiquettes (plastique, adhésif... Etc.).

Le prix visé par le standard EPC Classe 1 est de 0.05 € [I.17], les étiquettes les moins chères existant sur le marché coûtent 0.10 €, le coût de 0.05 € reste un défi technologique dans les années à venir, pour l'utilisation en masse de la RFID dans la grande distribution.

Dans le paragraphe suivant, nous allons traiter deux aspects concernant le bilan énergétique et l'échange de l'information. Un ordre chronologique est respecté dans la mesure du possible dès l'établissement de la communication jusqu'à la récupération de l'UID du tag. Pour être plus concret prenons un modèle de puce qui existe sur le marché : il s'agit de la puce Impinj Monza 3, opérant selon la norme 18000-6C. Cette puce appartient donc à la Class 1 Gen 2, qui contient un niveau de sensibilité faible permettant d'avoir une portée de l'ordre de 10m dans les meilleures conditions.

I.7.3 Puces RFID

I.7.3.1 Introduction

Les fabricants des puces RFID proposent des puces sous plusieurs types de packaging : die, boîtiers standards, Strap ou en boucle à couplage inductif. Le choix du type de packaging à utiliser va conditionner la méthode de fixation de la puce à l'antenne et par conséquent cela a une incidence directe sur le processus de mise en œuvre de l'étiquette et le coût final de fabrication.

I.7.3.2 Description des blocs fonctionnels d'une puce RFID

Le schéma bloc fonctionnel est illustré par la figure suivante :

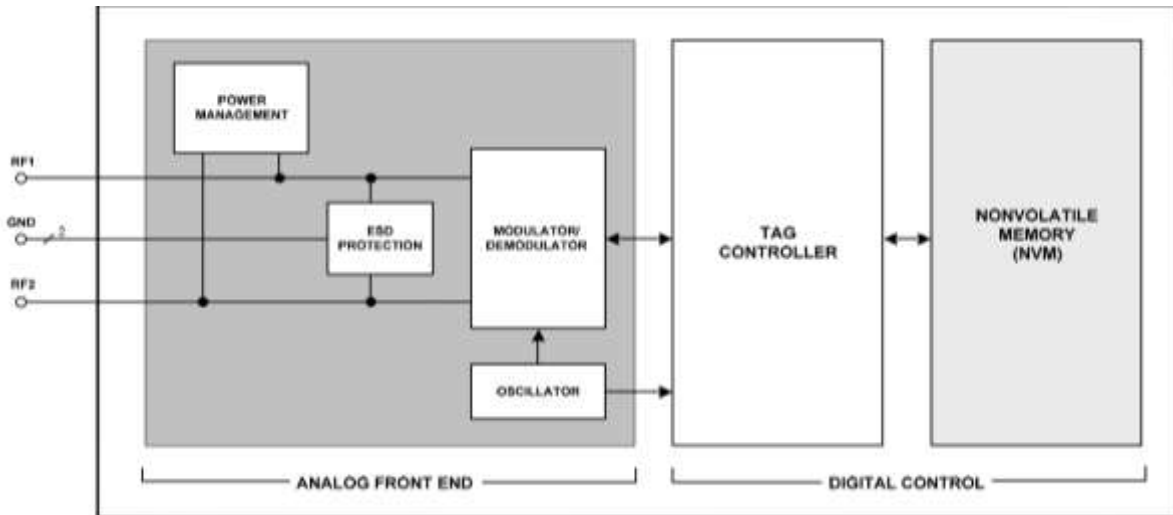


Fig. I.7 Schéma bloc fonctionnel de Monza 3 [18]

Les principales données bibliographiques sont regroupées dans le tableau ci-dessous

Bande de fréquence	860 – 960 MHz
Seuil minimal de lecture	-15 dBm
Seuil minimal d'écriture	-12dBm
Température de fonctionnement	-40 – 80 °C
Reprogrammation	Jusqu'à 100 000 fois
Intensité maximal du champ supporté	+20dB _m
Impédance équivalente de la puce	1529Ω 775fF

Tableau I.4 données bibliographique de la puce Impinj Monza 3

- Power management (gestion de l'alimentation) : en présence du champ électromagnétique de la station de base, cet étage s'occupe de la conversion de ce champ induit en une tension continue qui sert à alimenter la puce. Il contient essentiellement un pont redresseur, une capacité et un stabilisateur.

- ESD Protection : si le champ électrique est très intense et que la tension aux bornes de la puce dépasse un certain seuil (3.5 V pour cette puce), le bloc ESD Protection court-circuite la charge afin de préserver la puce.

- Modulator/demodulator : cet étage assure la démodulation des trois formes possibles (EPC Global Class 1 Gen 2) du signal de liaison montante : DSB-ASK, SSB-ASK ou PR-ASK. Il assure également la modulation du signal rétrodiffusé vers la station de base de type ASK ou PSK.

- Tag Controller : c'est la partie logique de la puce qui exécute les séquences de commandes.

- Nonvolatile Memory : une mémoire non volatile est une mémoire qui garde ses données même hors tension. Dans ce cas il s'agit d'une mémoire reprogrammable avec deux blocs : une mémoire EPC de 96 bits et une mémoire réservée qui contient deux mots de passe sur 32 bits chacun : acces password et kill password. Cette zone mémoire peut être verrouillée en lecture et écriture contrairement à la mémoire EPC qui peut être verrouillée seulement en écriture. Le TID (tag identification) est implémenté sur une mémoire de type ROM et sa valeur (unique pour chaque puce) est fournie par le constructeur.

Les entrées RF1 et RF2 sont des ports permettant de relier deux antennes sur la même puce ce qui donne la possibilité d'exploiter la diversité d'antennes pour augmenter la sensibilité de la puce, (notamment pour régler le problème d'orientation de polarisation qu'on abordera par la suite), en associant par exemple deux antennes de polarisation linéaire verticale et horizontale.

1.7.3.3 Transfert d'énergie

L'interrogateur envoie un signal sinusoïdal servant à apporter l'énergie nécessaire pour le tag afin qu'il soit télé-alimenté considérant :

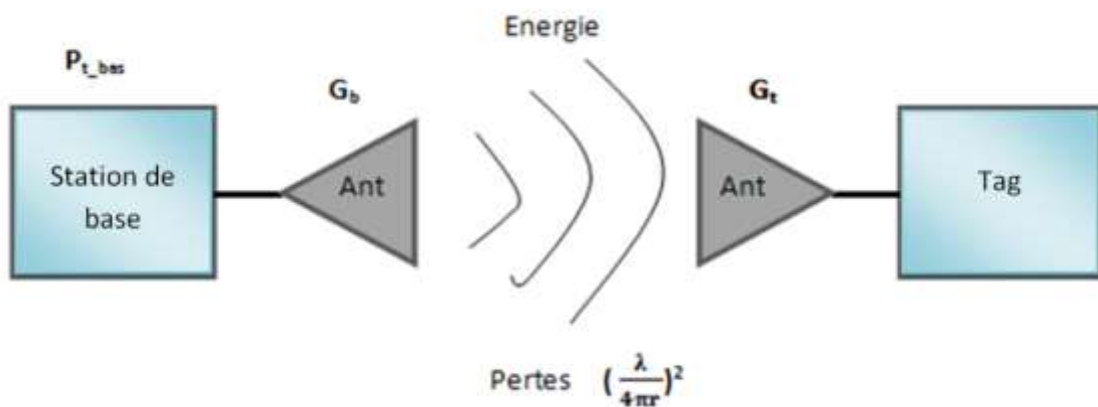


Fig. 1.8 transfert d'énergie de la station la base vers le tag.

P_{t_bas} : la puissance fournie par la station de base.

G_b : le gain de l'antenne de la station de base.

G_t : gain de l'antenne de tag.

λ : la longueur d'onde du signal émet $\lambda=2\pi f$ (f la fréquence).

P_{r_tag} : la puissance reçue par le tag.

r : la distance qui sépare l'interrogateur du tag.

$$P_{r_tag} = P_{EIRP} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Tel que $P_{EIRP} = P_{t_bas} G_b$

Cette relation s'appelle l'équation de Friis : elle indique la relation existant entre la puissance totale rayonnée par la station de base P_{EIRP} et la puissance disponible sur la charge (puce) disposée aux bornes de l'antenne, lorsque l'impédance de l'antenne est parfaitement adaptée à celle de la puce. Nous détaillerons les paramètres de cette équation dans le chapitre III.

Cette relation suppose une adaptation parfaite de l'antenne du tag à sa charge, les deux antennes de la station de base et du tag sont en vision directe (pas de trajets multiples), les polarisations sont compatibles et bien alignées, et l'efficacité de rayonnement de l'antenne est de 100%.

1.7.3.4 Différents types de packagings

Les différents types de packagings seront présentés ci-dessous :

- a. **Packaging die** : Le packaging die est le format le plus compact d'une puce RFID fournie par un fabricant. Ces dimensions dépendent de la technologie employée, généralement inférieures à $800\mu\text{m} \times 800\mu\text{m}$ ($485\mu\text{m} \times 435\mu\text{m}$ pour les puces Nxp semiconductor).

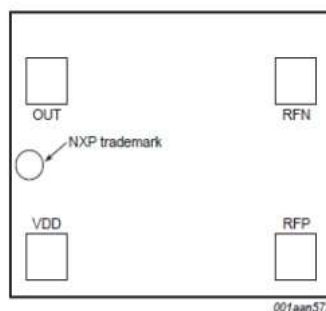


Fig. I.9 Puce RFID G2iM (Nxp semiconductors) de taille $485\mu\text{m} \times 435\mu\text{m}$ [I.19].

b. Packaging standard (boitier standard) : on peut également trouver des puces RFID avec différents types de packagings standards de l'électronique, tel que SOT23 et SOT866. La figure ci-dessous montre la puce G2iM en packaging SOT866.

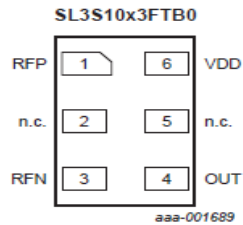


Fig. I.10 Puce RFID G2iM en packaging SOT866 [I.19].

c. Packaging strap : afin d'avoir plus de tolérance et de répondre aux cadences industrielles les puces RFID sont également disponibles sous forme de packaging Strap, où la puce est préalablement reliée à des accès en cuivre ou aluminium imprimés sur un substrat, généralement le PET (polyethylene terephthalate).

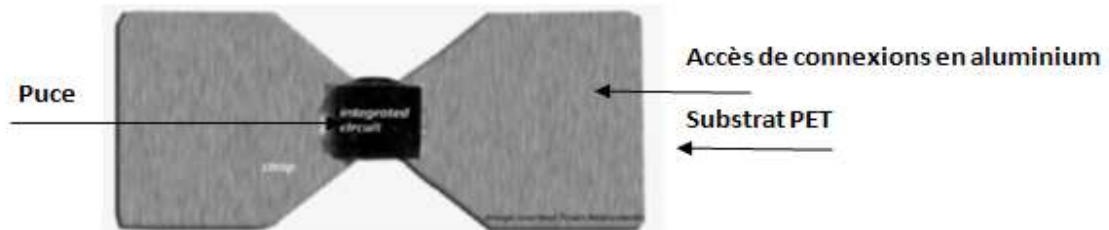


Fig. I.11 Puce RFID en packaging Strap [I.20].

d. Boucle magnétique : dans la perspective toujours de répondre aux cadences industrielles et avoir plus de tolérance, mais également pour faciliter l'adaptation de l'impédance de la puce à celle de l'antenne on utilise un packaging en boucle magnétique. Dans ce cas il n'y a pas de contact électrique direct entre la boucle magnétique et l'antenne, le transfert d'énergie s'effectue à l'aide d'un couplage magnétique.

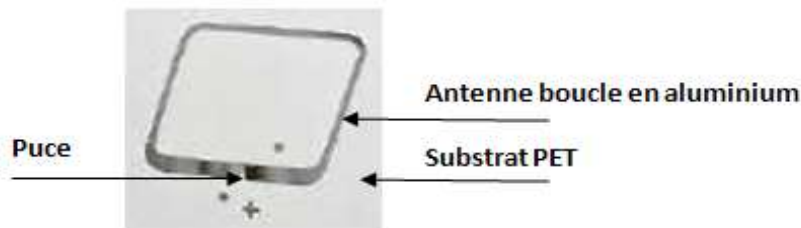


Fig. I.12 AKtag UHF Tag (Tagsys).

I.7.3.5 Comparaisons des performances des puces RFID

Caractéristique	Sensibilité de lecture (dBm)	Sensibilité d'écriture (dBm)	Impédance d'entrée (Ohm)	Mémoire EPC	Sécurité	T (°C)	Taille (mm)
G2iL / G2iL+ [I.21]	-18	-7.5	866 MHz - 25-j237 915 MHz - 23-j224 953 MHz - 21-j216	128 bits	++	-40°C 85°C	0.485x0.435x120
G2iM / G2iM+ [I.19]	-17.5	-7	866 MHz - 27-j234 915 MHz - 24-j222 953 MHz - 23-j213	128 - 448 bits	+++	-40°C 85°C	0.615x0.475x0.12
HIGGS 3 [I.22]	-20		866 MHz - 30-j212 915 MHz - 27-j201 953 MHz - 26-j196	96 - 480 bits	++	-40°C 85°C	
HIGGS 4 [I.23]	-20.5		866 MHz - 20-j191 915 MHz - 18-j181 953 MHz - 17-j175	128 bits	++	-40°C 85°C	
Monza3 [I.24]	-15	-11	866 MHz - 32-j228 915 MHz - 32-j216 956 MHz - 32-j207	96 bits	++	-40°C 85°C	
Monza4 [I.25]	-17.4	-14.6	866 MHz - 13-j151 915 MHz - 11-j143 956 MHz - 10-j137	128 - 496 bits	++	-40°C 85°C	
Monza5 [I.26]	-17.8	-13.75	866 MHz - 27-j219 915 MHz - 24-j207 956 MHz - 22-j199	96 - 128 bits	+++	-40°C 85°C	
EM4124 [I.27]	-19	-8	866 MHz - 25-j276 915 MHz - 22-j261 953 MHz - 20-j251	96 bits	++	-40°C 85°C	0.636x0.582x0.15
EM4126 [I.28]	-19	-8	866 MHz - 25-j276 915 MHz - 22-j261 953 MHz - 20-j251	208 bits	++	-40°C 85°C	0.636x0.582x0.15
EM4324 [I.29]	-9		866 MHz - 19-j188 915 MHz - 18-j178 953 MHz - 17-j170	96 bits	++	-40°C 85°C	1.117x1.056x0.28

Tab I.5 Comparaison entre les puces RFID UHF compatible EPCglobal Class-1 Gen-2 les plus répandues du marché.

En plus des températures de fonctionnement annoncées dans le tableau les puces RFID résistent à des températures pouvant aller jusqu'à 200 °C pendant plusieurs minutes.

Nous choisirons de travailler avec la puce G2iM de Nxp car elle contient une mémoire EPC suffisante pour notre application et un niveau de sécurité élevée.

I.8 Fabrication de tag RFID UHF

La fabrication d'un tag RFID passe par plusieurs étapes dont l'impression de l'antenne sur un substrat, la connexion antenne/puce et ajout d'adhésif pour faire des étiquettes autocollantes. Nous allons parler brièvement des techniques de fabrication existantes sur le marché.

I.8.1 Fabrication d'antenne

I.8.1.1 Technique d'intégration

C'est une nouvelle technique qui connaît une utilisation grandissante. L'intégration de l'antenne se fait par Sonotrode qui est constitué d'un émetteur ultrasonique avec un passage dans la tête où les lignes d'impression sont guidées sur le substrat. L'émetteur ultrasonique est utilisé pour chauffer la matière d'impression. La matière en fusion est guidée sur le substrat pour reproduire le motif de l'antenne.

I.8.1.2 Sérigraphie

C'est une technique très répandue en industrie d'impression comme le papier peint, panneau, textile, verre...Etc. Le principe de la sérigraphie consiste à réaliser un dépôt en faisant passer une encre à travers les mailles restées ouvertes d'un tamis (appelé écran) à l'aide d'une racle. L'écran de sérigraphie est à base de fibres synthétiques ou naturelles ou constitué de fils métalliques tendus sur un cadre. La résolution des mailles de l'écran et la résistance des fibres sont sélectionnées sur la base de la résolution de l'impression et de la viscosité de l'encre. Le modèle est appliqué manuellement ou mécaniquement. La zone d'impression doit rester libre. Le matériel du modèle peut être une émulsion sensible à la lumière, en éclairant ce revêtement à travers un film d'impression l'émulsion durcit sur toute la zone éclairée et la zone non éclairée qui correspond au motif d'impression est lavé à l'eau. On peut ainsi imprimer à travers les mailles libres sur le substrat sous l'écran à l'aide d'une raclette en caoutchouc.

I.8.1.3 La technique de gravure

La technique de gravure est le standard utilisé pour l'impression de circuits électroniques, cette technique est utilisée également pour l'impression de l'antenne sur une carte sans fil ou tout autre substrat. On prend un substrat couvert d'une couche de 35-70 μm d'épaisseur de cuivre puis on enrobe la couche du cuivre avec une photorésistance sensible à la lumière qui est séchée et illuminée à travers un film positif. La photo du film positif correspond à l'empreinte de l'antenne. Le substrat est alors immergé dans une solution chimique qui révèle le cuivre de toute la surface exposée à la lumière. Il ne reste donc que l'antenne gravée sur le substrat. Il existe également des techniques de gravure mécanique.

I.8.2 Connexion antenne/puce

Selon la technique et la matière utilisée pour la fabrication de l'antenne, il existe différentes méthodes qui permettent la connexion de la puce à l'antenne.

I.8.2.1 Technique de microsoudure

Cette technique est généralement utilisée pour les antennes filaires ou les bobines. Il existe des machines de microsoudure laser qui ont une précision de l'ordre du micron à l'aide du laser Yag [I.30]. Les techniques de microsoudures laser et à ultrason ont prouvé leurs efficacités à effectuer des microsoudures précises mais leur utilisation reste délicate pour des environnements non contrôlés comme le domaine verrier où une précision $<30 \mu\text{m}$ pour la manipulation de puces RFID en packaging die est difficile à cause des vibrations.

I.8.2.2 Flip chip

La technique flip chip consiste à réaliser l'interconnexion entre l'antenne et la puce avec un adhésif qui peut être conducteur ou non conducteur [I.31]. La technique Flip chip est très répandue dans le domaine de l'électronique imprimée car l'utilisation des procédés classiques de soudure n'est pas possible dans le cas des encres polymères conductrices à cause de problèmes d'adhésions. Nous présentons ci-dessous les adhésifs les plus utilisés pour la connexion Flip chip des puces.

- a. **L'adhésive ACA (anisotropically conductive adhesive)**: constitué de particules conductrices à sens unique. Il s'agit d'un support adhésif isolant constitué d'un mélange d'une colle thermoplastique et thermodurcissable chargé par des particules conductrices disparates sur sa surface. Cette colle est placée entre les deux circuits à connecter puis on vient appliquer la chaleur et la pression nécessaire pour faire le contact. Le principe de fonctionnement est illustré sur la figure ci-dessous :

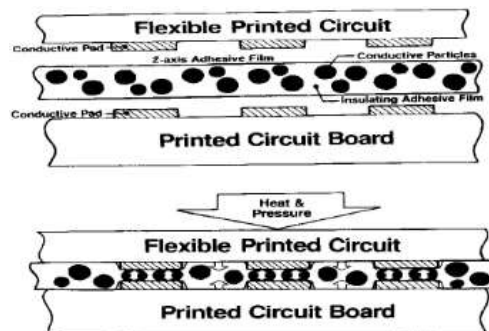


Fig. I.13 Principe de fonctionnement de l'adhésive ACA.

Après application de la chaleur et de la pression les connectiques des deux circuits se retrouvent liées par l'adhésif et les particules conductrices piégées entre les deux.

Comme la compression est seulement dans la direction de l'axe Z et aussi la faible teneur de remplissage en particule conductrice, la liaison électrique se fait que dans cet axe, ce qui présente l'avantage de ne pas avoir un court-circuit entre les accès adjacents. Ce phénomène est très intéressant pour les puces RFID dont la distance entre deux connectiques est très petite (252,4 μm pour les puce Nxp G2il) d'où un risque de court-circuit très important.

b. Adhésif conducteur sous forme de colle :

La pâte conductrice anisotrope (ACP) est peu utilisée, malgré les avantages qu'elle présente avec un prix de revient inférieur et un processus de fabrication plus souple. La distribution conforme des particules est très difficile à obtenir, ce qui entraîne soit un mauvais raccordement électrique soit des courts-circuits.

c. L'adhésif NCP (Non-Conductive Paste) :

C'est un adhésif non conducteur, sa fonction consiste à maintenir un contact mécanique entre les plots de contacts de la puce et l'empreinte de connexion de l'antenne prévue à cet effet.

I.9 Résumé des procédés de réalisation

Nous avons passé en revue dans les paragraphes précédents les procédés de réalisation possibles d'un tag RFID classique, constitué d'un substrat, d'une antenne imprimée et d'une puce connectée à l'antenne. Ce type de tag se présente généralement sous forme d'étiquettes autocollantes à l'aide d'ajout d'adhésif sur le substrat. Il existe différentes formes de transpondeurs RFID autre qu'une étiquette autocollante avec des procédés de fabrication spécifiques pour chaque type. En effet, on peut trouver des transpondeurs sous forme de disque ou capsule plastique, capsule de verre...etc. Chaque transpondeur peut être adapté à une application spécifique et résiste à différentes conditions de température, pression, etc... ce qui implique des différences de coût notables.

I.10 Commandes d'un système RFID Compatible EPCglobal Class-1 Gen-2

Un système RFID est conforme avec la norme EPC Global Gen 1 Class 2 si est seulement s'il répond à toutes les spécifications de la norme et les réglementations locales dans chaque pays [I.32]. Un tag RFID compatible avec la norme EPC Global Class 1 Gen 2 doit savoir gérer un certain nombre de fonctionnalités définies par le standard. Ces fonctionnalités sont définies par des commandes obligatoires que le tag doit savoir interpréter et auxquelles il doit savoir répondre. On présente ci-dessous la liste et la définition succincte de ces commandes. Les détails des commandes obligatoires d'un système RFID sont consultables dans EPCglobal Class-1 Gen-2 standard [I.32]. Les commandes sont classées selon trois volets : commandes de sélections, commandes d'inventaire, commandes d'accès et les commande optionnels qui ne sont pas obligatoires pour la compatibilité avec le standard.

I.10.1 La commande de sélection (Select)

Elle permet la sélection d'une population de tags basée sur un critère donné par l'utilisateur. Il est possible par exemple de sélectionner tous les tags dont l'EPC code se termine par 11001, ce qui correspond à un certain type de produit. Cette commande peut également utiliser des opérations d'union, d'intersection ou de négation, permettant alors de faire des combinaisons de sélection. L'utilisation de cette commande permet par exemple dans un environnement où il y a plusieurs populations de tags de n'interroger (faire l'inventaire) que les tags qui répondent à un critère donné.

I.10.2 Les commandes d'inventaires (Inventory commands)

Cette commande permet de faire différents types d'inventaires avec plusieurs requêtes possibles :

Query : une commande pour initier une session d'inventaire et désigne quels tags doivent répondre à la session.

QueryAdjust : spécifier une session d'inventaire avec un nombre de populations connu et des paramètres de sessions figées.

QueryRep : la commande donne l'instruction aux tags de décrémenter leurs conteurs pour éviter des collisions. A l'initiation de la commande Query, la population des tags qui répondent aux critères de sélections et d'objectifs d'inventaires prennent un numéro de la

plage $(1 - 2^Q - 1)$, tel que 2^Q est le nombre maximal de tags à inventorier. C'est le tag à l'état 0 qui répond à la session en cours d'inventaire.

ACK : un tag qui rentre en communication avec le lecteur envoie un numéro RN16 (Random number) de 16 bits de longueur qui sert d'un identifiant temporaire de communication avec le lecteur. La commande ACK permet de renvoyer le RN16 du lecteur au tag. Si l'ACK capté par le tag est correct, il transmet le code EPC au lecteur.

NAK: Plusieurs états définissent le statut du tag : Ready, arbitrate, replay, acknowledged, open, secured.... La commande NAK permet de basculer le statut d'un tag de n'importe quel état à l'état « arbitrate » et le tag reprend un autre numéro d'inventaire et un autre RN16.

I.10.3 Commandes d'accès (Access commands) :

Les commandes d'accès permettent l'accès aux contenus mémoire et d'effectuer différentes opérations qu'on va décrire succinctement ci-dessous.

Req_RN : permet le changement du statut d'un tag.

Read : la commande **read** permet la lecture du contenu de la puce. Les zones mémoires accessibles à la lecture sont : la mémoire EPC, TID et la mémoire utilisateur (user memory).

Write : la commande **write** permet l'écriture dans les zones mémoire EPC et la mémoire utilisateur.

Kill : la commande **Kill** permet de définitivement désactiver le tag.

Lock : elle permet de verrouiller les mots de passe individuels, de prévenir ou permettre la lecture ou l'écriture du mot de passe. Elle donne également la possibilité de verrouiller individuellement des zones mémoires.

I.10.4 Commandes optionnelles (optionals commands)

Un tag ou un lecteur RFID UHF conforme EPC-Global Class-1 Gen-2 ne doit pas nécessairement gérer les commandes optionnelles. On donnera ci-dessous la description de ces commandes.

Access : la commande **access** permet aux tags qui ont un **access password** différent de zéro de changer de mode de « Open » à « Secured ».

BlockWrite : la commande **BlockWrite** permet la lecture dans les mémoires EPC et la mémoire utilisateur. Avec la commande **Blockwrite** le lecteur envoie au tag des mots de 16 bits par bloc.

BlocErase : La commande **BlocErase** permet d'effacer un contenu mémoire (EPC et mémoire utilisateur).

BlockPermalock : La commande **BlockPermalock** permet de verrouiller tout ou une portion de la mémoire utilisateur.

En plus des commandes obligatoires on a des commandes propriétaires aux fabricants et spécifiques aux clients. En effet en plus des commandes spécifiées dans le standard de la norme EPC-Global Class-1 Gen-2, certaines puces offrent des fonctionnalités avancées. On peut citer en exemple les puces Nxp G2iM et G2iM+. G2iM gère les options de base d'un système RFID UHF (860 MHz – 960 MHz) et G2iM+ contient en plus des options avancées comme la possibilité d'étendre la mémoire EPC de 128 bits à 448 bits avec des blocs de 64 bits et la possibilité de spécifier des niveaux de sécurisation différents pour chaque bloc (Open, Protected, Private). **Tag tamper alarm** : pour indexer l'état de connexion des pins VDD et OUT (ouvert ou fermé).

Le statut de la connexion physique peut être lu à distance dans le registre de configuration, ce système fonctionne comme un sceau de sécurité sans fil. La détection par le lecteur RFID de la rupture de la liaison peut par exemple déclencher une alarme. **Digital switch** : une fonction qui permet d'activer un périphérique externe. **External supply mode** : permet de passer en mode battery assisted est d'augmenter la portée jusqu'à 60m de distance.

Nous avons passé en revue les fonctionnalités de base d'un système RFID conforme EPCglobal Class-1 Gen-2 et quelques options avancées. On remarque que l'écriture et la lecture à distance de la mémoire EPC qui est l'option généralement associée à un système RFID n'est qu'une option basique parmi tant d'autres et qu'on dispose de plusieurs commandes d'accès, de sécurisation (anti -vol, codage d'accès, verrouillage mémoire...) et d'inventaire.

I.11 Conclusion

Dans ce premier chapitre, une recherche bibliographique permet de dresser l'état de l'art des technologies RFID existantes et les possibilités offertes par chacune d'entre elles. Cette étude dresse également la liste des limitations applicatives et permet d'opter pour la technologie la plus adaptée selon l'application visée.

En particulier, cette étude a permis de choisir la technologie la plus adaptée pour l'application de traçabilité d'articles en verre creux. Le choix s'est porté sur la technologie

Chapitre I : Généralités sur la technologie RFID

UHF et plus précisément sur la norme EPC Global Class 1 Gen 2 qui est un standard international. En effet, le système doit permettre une opérabilité de fonctionnement à l'international afin de répondre aux exigences industrielles.

Par ailleurs, cette opérabilité internationale vise également l'électronique ubiquitaire pour la traçabilité des articles dans la perspective de l'internet des objets.

Rappelons ici que le choix de la puce est primordial pour optimiser le fonctionnement du tag et s'adapter ainsi à l'application visée.

Chapitre II. Caractérisation de matériaux

II.1 Introduction

Lors de la phase de conception d'un système électronique, il est nécessaire de connaître les caractéristiques radioélectriques des substrats utilisés avec précision.

Nous présentons dans ce chapitre une méthode de caractérisation radioélectrique de substrat adaptée aux formes géométriques complexes, permettant ainsi de faire des mesures in-situ des substrats à caractériser.

Le cas d'étude est ici un article industriel réel correspondant à une bouteille de verre creux ayant subi pendant son cycle de vie plusieurs variations et transformations.

La caractérisation du verre (qui fait office de substrat diélectrique pour l'antenne) a pour objectif de déterminer les caractéristiques radioélectriques de celui-ci (permittivité relative, tangente de pertes). Ceci constitue une étape primordiale avant la conception de l'antenne. Il est également indispensable pour l'application industrielle de quantifier l'impact d'autres contraintes telles que la présence de liquide (cas de la bouteille pleine).

Cette dernière condition induit une forte atténuation du signal reçu par le tag ainsi qu'un décalage fréquentiel notable devant être pris en compte lors de la phase de conception. De même, il convient de prendre en compte les conditions les plus hostiles pour pouvoir garantir une distance minimale de lecture et d'écriture. En particulier, les conditions de lecture multiple doivent aboutir à un taux de lecture proche de 100%.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude des produits conducteurs sous forme d'encres et de polymères utilisés dans des processus additifs d'impression considérant différentes technologies d'impression. Nous commençons par un état de l'art des produits conducteurs utilisés ou susceptibles de répondre aux applications d'antennes RFID. Nous présentons par la suite les conditions d'application et de caractérisation de dépôt à base d'encres choisies (jet d'encre, sérigraphie,...) pour la réalisation des antennes développées dans le cadre de cette thèse.

II.2 Caractérisation de diélectriques

L'évolution de la nanotechnologie et la miniaturisation des circuits électroniques permettent l'intégration de systèmes électroniques sur des nouveaux matériaux qui présentaient jusqu'alors peu d'intérêt pour les applications radiofréquences et dont les caractéristiques radioélectriques sont inconnues. Des méthodes de caractérisation sont donc nécessaires pour pouvoir extraire les paramètres radioélectriques telles que la (permittivité relative ϵ_r , et les pertes tangentielles $\tan(\delta)$,...). Ces paramètres sont importantes car elles ont un impact direct sur les performances et le bon fonctionnement des systèmes implémentés sur ces matériaux (circuits imprimés, antennes... etc.). Il existe dans la littérature plusieurs méthodes permettant la caractérisation radioélectrique des matériaux. L'objectif de cet état de l'art est donc de choisir la meilleure méthode adaptée à la caractérisation du verre. On peut nommer deux grandes classes de méthode de caractérisation : la première permet de classer les méthodes selon la plage fréquentielle de fonctionnement. On note donc les méthodes larges bandes qui permettent d'avoir les paramètres radioélectriques sur une large bande, et les méthodes bande étroite qui permettent d'avoir les paramètres sur un seul point fréquentiel. L'autre moyen de classer les méthodes de caractérisations se base sur le mode de caractérisation de l'échantillon. On dit de la méthode est destructive si elle nécessite un modelage spécifique du matériau à caractériser pour l'adapter à la méthode choisie. On parle de méthode non destructive dans le cas contraire. L'objectif étant de quantifier les paramètres ϵ_r et $\tan(\delta)$ des bouteilles de verre nues et décorées, on est donc contraint d'adopter une méthode de caractérisation non destructive.

Si on note ϵ_m la permittivité global du matériau, celle-ci s'exprime comme suit :

$$\epsilon_m = \epsilon_0 \epsilon_d \left(1 - j \tan \delta_d - j \frac{\sigma_d}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r} \right) \quad (\text{II.1})$$

Tel que

ϵ_0 : La permittivité dans le vide

ϵ_d : La permittivité relative complexe du diélectrique à caractériser

$\tan \delta_d = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'}$: C'est le rapport entre la partie réelle et imaginaire de ϵ_d , appelé aussi facteur de pertes. Ce paramètre caractérise l'atténuation d'une onde électromagnétique dans un milieu diélectrique (un diélectrique parfait est transparent par rapport à l'onde électromagnétique, $\tan \delta_d = 0$).

σ_d : La conductivité électrique, qui est l'inverse de la résistivité ($\sigma_d = \frac{1}{\rho_d}$)

Dans le cas où le matériel est un diélectrique, $\sigma_d \approx 0$, cette relation devient :

$$\varepsilon_m = \varepsilon_0 \varepsilon_d (1 - j \tan \delta_d) \quad (\text{II.2})$$

II.2.1 Méthode de caractérisation, Etat de l'art

II.2.1.1 Méthode en espace libre

La méthode en espace libre permet la caractérisation des échantillons en large bande. Le principe consiste à envoyer une onde sur le matériau. Ainsi, en mesurant les puissances réfléchies et transmises, on peut extraire les paramètres radioélectriques de l'échantillon.



Figure II. 1 Illustration d'un banc de mesure pour la caractérisation en espace libre [II.1].

Cette méthode est classée comme étant non destructive car elle ne nécessite pas un contact direct avec l'échantillon, ni un remodelage spécifique pour correspondre au banc de mesures. Néanmoins elle présente des contraintes incompatibles pour les bouteilles en verre, à savoir la nécessité d'avoir un échantillon plat (épaisseur homogène) et une dimension suffisante pour ne pas avoir des phénomènes de diffraction (d'où l'utilisation des antennes cornet à lentille pour la focalisation du faisceau).

II.2.1.2 Méthodes des lignes de transmissions

Les méthodes des lignes de transmissions (réflexion/transmission) sont basées sur la détermination des paramètres de propagation (impédance caractéristique Z_c et constante de propagation γ) en présence du matériau à caractériser. Pour extraire ces paramètres de propagation, on utilise soit les paramètres S en réflexion/transmission, soit uniquement par réflexion (sonde coaxiale) [II.2]. Il existe dans la littérature plusieurs configurations de lignes de transmission pouvant être exploitées pour l'extraction des paramètres radioélectriques des matériaux : lignes coaxiales, lignes micro-ruban, lignes coplanaires et lignes triplaques.

II.2.1.3 Méthode de la capacité M.I.M (Métal Isolant Métal)

La méthode de la capacité MIM repose sur la construction d'une capacité dont l'isolant centrale se compose du diélectrique à caractériser. Le métal représente les deux armatures de la capacité et l'isolant représente l'échantillon à caractériser.

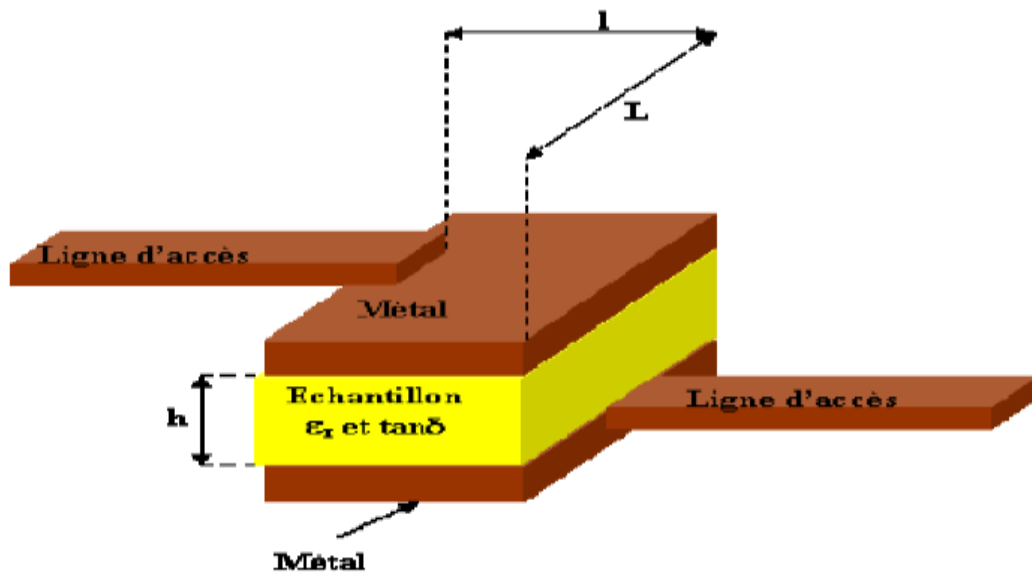


Figure II. 2. Schéma d'une capacité M.I.M [II.3].

En utilisant cette méthode, on remonte à la permittivité relative du diélectrique à l'aide du modèle du condensateur plan avec des effets de bord qui dépendent de la permittivité relative du diélectrique. On déduit les pertes conductrices à l'aide du coefficient de qualité Q qui correspond à l'inverse de $\tan\delta$. Cette méthode reste inadaptée pour la caractérisation des bouteilles en verre.

II. 2.1.4 Méthodes résonnantes

Les méthodes résonnantes (ou perturbation de la résonance) sont des méthodes de caractérisations à bande étroite basées sur les paramètres de résonance, à savoir, la fréquence de résonance (f_r) ou le coefficient de qualité (Q). L'extraction de (f_r) ou de(Q) se fait à partir des paramètres de réflexion ou de transmission. Plusieurs structures résonnantes existent [II.3][II.4], comme les résonateurs dit « whispering-gallery », guides d'ondes, cavité résonnante, résonateur Fabry-Perot etc. Les méthodes résonnantes sont les plus précises et les plus fiables pour l'extraction des paramètres ϵ_r et $\tan\delta$ [II.5]. Le principe de ces méthodes est la perturbation d'une résonance principale d'un composant résonnant avec l'échantillon à caractériser. La variation de la résonance étant uniquement dépendante des paramètres radioélectriques de l'échantillon introduit, nous pouvons ainsi remonter à ces paramètres par des calculs numériques ou par rétro-simulation. La méthode choisie (T résonnant) dans ce travail se situe dans cette famille de méthodes résonnantes. Son processus de mise en œuvre et d'adaptation sera détaillé dans la suite de ce document. Les méthodes résonnantes de caractérisation radioélectrique sont généralement destructives : l'échantillon (matériaux) à caractériser doit avoir une forme particulière adaptée au banc de mesure. Néanmoins la méthode développée pour mesurer les bouteilles en verre est optimisée pour pouvoir épouser la forme de la bouteille et ainsi faire plusieurs mesures sur des bouteilles entières.

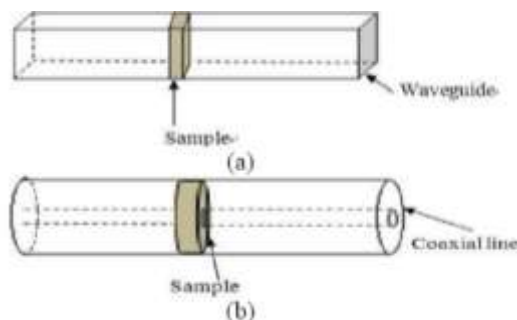


Fig. II. 3. Méthode de caractérisation avec un guide d'onde rectangulaire (a) et ligne coaxiale (b) en transmission [II.6].

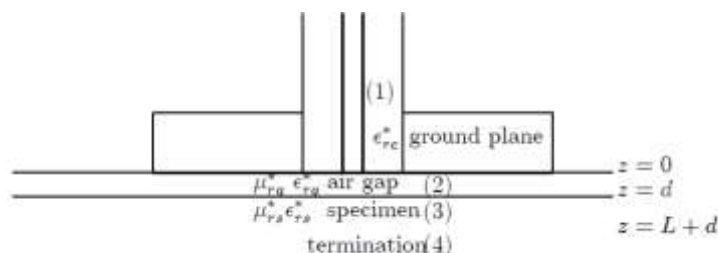


Fig. II.4. Méthode de caractérisation avec une ligne coaxiale en réflexion [II.2].

II.2.2 Méthode de caractérisation : le T résonnant

II.2.2.1 Théorie de la caractérisation de matériaux avec une ligne microonde

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission (Z_0) dépend de la permittivité relative du substrat la constituant ϵ_r . Néanmoins vu que la ligne de transmission propage un mode quasi TEM dû à la présence de deux milieux différents (le diélectrique et l'air) la permittivité diélectrique vue par l'onde est une permittivité relative effective $\epsilon_{r\text{ eff}}$ qui est inférieure à ϵ_r .

Le T résonnant, composé d'une ligne en stub par rapport à une ligne principale, a de multiples résonances pour les fréquences correspondantes à $\frac{\lambda}{4} + n\frac{\pi}{2}$, tel que n est un nombre entier positif. On a donc une première résonance pour un quart de la longueur d'onde correspondant à la longueur de la ligne : $l = \frac{\lambda}{4}$.

La vitesse de phase est donnée par :

$$V_P = f\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r\text{ eff}}}} \quad (\text{II.3})$$

Cette relation permet l'extraction de la permittivité relative effective de la ligne microruban qui est donnée par : $\epsilon_{r\text{ eff}} = \left(\frac{c}{f\lambda}\right)^2$

Si on néglige l'effet de la dispersion de la permittivité relative effective en fonction de la fréquence nous pourrions trouver la permittivité relative du diélectrique à partir de la valeur de $\epsilon_{r\text{ eff}}$ en utilisant la relation ci-dessous proposée par E. Hammerstad et Ø. Jensen [II.4]. Cette méthode présente la meilleure précision de l'état de l'art avec une erreur relative inférieure à 0.2%.

$$\epsilon_{r\text{ eff}}(u, \epsilon_r) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W}\right)^{-ab} \quad (\text{II.4})$$

$$Z_0(u) = \frac{n_0}{2\pi} \ln \left(\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \frac{2^2}{u}} \right) \quad (\text{II.5})$$

Avec

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right) \quad (\text{II.6})$$

$$b(r) = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (\text{II.7})$$

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left(- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right) \quad (\text{II.8})$$

$$u = \frac{W}{h} \quad (\text{II.9})$$

Applicable pour $\varepsilon_r < 128$ et $0.01 \leq W/h \leq 100$, tel que W est la largeur de la ligne et h est la hauteur du substrat.

La mesure de l'impédance caractéristique de la ligne microonde par VNA permet en utilisant les formules ci-dessus de Z_0 et $\varepsilon_{r \text{ eff}}$ de remonter par à la valeur de ε_r du diélectrique.

d. Effet de l'épaisseur :

Les relations d'impédance et de permittivité relative citée ci-dessus ne prennent pas en compte l'effet de l'épaisseur de la ligne conductrice. L'effet de l'épaisseur peut être compensé en élargissant analytiquement la ligne avec les relations suivantes [II.7] :

a.1) pour un milieu homogène :

$$\Delta u_1 = \frac{t}{\pi} \ln \left(1 + \frac{4 \exp(1)}{t \coth^2 \sqrt{6.517u}} \right) \quad (\text{II.10})$$

a.2) pour un milieu mixte :

$$\Delta u_r = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\cosh \sqrt{\varepsilon_r - 1}} \right) \Delta u_1 \quad (\text{II.11})$$

En tenant compte de la correction d'épaisseur en élargissant la ligne on a :

$$u_1 = u + \Delta u_1 \quad \text{et} \quad u_r = u + \Delta u_r \quad (\text{II.12})$$

Les nouvelles relations de l'impédance caractéristique et de la permittivité relative deviennent ainsi :

$$Z_0(u, t, \varepsilon_r) = \frac{Z_0(u_r)}{\sqrt{\varepsilon_{r\text{eff}}(u_r, \varepsilon_r)}} \quad (\text{II.13})$$

$$\varepsilon_{r\text{eff}}(u, t, \varepsilon_r) = \varepsilon_{r\text{eff}}(u, \varepsilon_r) \left[\frac{Z_0(u_1)}{Z_0(u_r)} \right]^2 \quad (\text{II.14})$$

e. Effet de la dispersion électrique :

Plusieurs travaux ont été menés pour déterminer la relation entre la permittivité relative effective vue par le système et la permittivité relative du substrat [II.8][II.9]. Néanmoins la relation citée plus haut n'est applicable que dans le cas quasi statique et en négligeant la dispersion due à la différence de distribution du courant électrique sur la ligne microruban en fonction de la fréquence. Cette dispersion entraîne une variation de la permittivité relative effective et de l'impédance caractéristique de la ligne en fonction de la fréquence. L'impédance caractéristique de la ligne et la permittivité relative effective varient en fonction de la fréquence de manière non linéaire. Le modèle de dispersion proposé par E. Hammerstad et Ø. Jensen est le suivant :

$$\varepsilon_{r\text{eff}}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{r\text{eff}}(0)}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)^2} \quad (\text{II.15})$$

Tel que :

$$f_p = \frac{Z_0}{2\mu_0 h} \quad (\text{II.16})$$

$$G = \frac{\pi^2}{12} \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_{r\text{eff}}(0)} \sqrt{\frac{2\pi Z_0}{n_0}} \quad (\text{II.17})$$

La variation de l'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_0(f) = Z_0(0) \sqrt{\frac{\varepsilon_{r\text{eff}}(0)}{\varepsilon_{r\text{eff}}(f)} \frac{\varepsilon_{r\text{eff}}(f) - 1}{\varepsilon_{r\text{eff}}(0) - 1}} \quad (\text{II.18})$$

Plusieurs modèles analytiques sont proposés dans la littérature pour l'analyse de la ligne microruban. Ces travaux proposent des modèles pour l'impédance caractéristique de la ligne microruban, de la permittivité relative effective et des pertes en fonction des grandeurs physiques de la ligne microruban.

Pour prendre en compte l'effet de la variation de la distribution du courant sur la ligne, il faut considérer l'effet de la dispersion sur la permittivité relative et l'impédance caractéristique de la ligne ($\epsilon_{r\,eff}(f)$ et $Z_0(f)$). Une correction de la largeur de la ligne pour tenir compte de l'effet de l'épaisseur de la ligne est également nécessaire. Néanmoins il n'y a pas de consensus général sur un modèle adapté à tous les substrats ni un modèle général tenant compte de la dispersion des hautes fréquences sur la ligne microruban.

II.2.2.2 Variation de l'impédance d'une ligne microruban chargée par un substrat

Nous avons démontré que nous pouvons caractériser les paramètres radioélectriques d'un substrat constituant la ligne microruban (substrat entre la ligne microruban et le plan de masse). Mais cette méthode est destructive et nécessite un réusinage de différents bancs de mesures à chaque substrat à caractériser. En vue d'avoir une méthode de caractérisation flexible et adaptable, il est préférable de caractériser un substrat chargeant le T résonnant comme sur la figure II.5

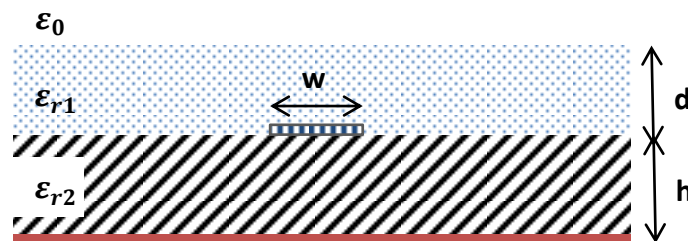


Figure II.5. Substrat d'épaisseur d superposé sur une ligne microruban.

Le substrat à caractériser est celui chargeant la ligne microruban de permittivité relative ϵ_{r1} .

Les conditions aux limites et de continuité de la structure dans le domaine fréquentiel sont données comme suit :

$$\tilde{\phi}(\beta, 0) = 0 \quad (\text{II.19})$$

$$\tilde{\phi}(\beta, \infty) = 0 \quad (\text{II.20})$$

$$\tilde{\phi}(\beta, h + 0) = \tilde{\phi}(\beta, h - 0) \quad (\text{II.21})$$

$$\varepsilon_{r1} \frac{d}{dy} \tilde{\phi}(\beta, h + 0) = \varepsilon_{r2} \frac{d}{dy} \tilde{\phi}(\beta, h - 0) - \frac{\tilde{f}(\beta)}{\varepsilon_0} \quad (\text{II.22})$$

$$\tilde{\phi}(\beta, h + d + 0) = \tilde{\phi}(\beta, h + d - 0) \quad (\text{II.23})$$

$$\frac{d}{dy} \tilde{\phi}(\beta, h + d + 0) = \varepsilon_{r1} \frac{d}{dy} \tilde{\phi}(\beta, h + d - 0) \quad (\text{II.24})$$

Ou $\tilde{\phi}$ et \tilde{f} sont respectivement les transformées de Fourier du potentiel et de la distribution de charge. β est la variable de la transformée de Fourier, d est l'épaisseur du substrat couvrant la ligne microruban, h est l'épaisseur du remplissage de la ligne microruban.

ε_{r1} est la permittivité relative du diélectrique à caractériser. ε_{r2} est la permittivité relative du diélectrique constituant la ligne microruban (connu).

En utilisant l'équation générale de Poisson nous pouvons avoir l'expression de la distribution du potentiel $\tilde{\phi}(\beta, h)$ en fonction de $\tilde{f}(\beta)$.

$$\nabla^2 \tilde{\phi}(\beta, h) = -\frac{1}{\varepsilon} \rho(\beta, h) \quad (\text{II.25})$$

L'expression de la capacité en fonction de β est donnée par :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{2\pi Q^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(\beta) \tilde{\phi}(\beta, h) d\beta \quad (\text{II.26})$$

qui est dans ce cas, et en remplaçant $\tilde{\phi}(\beta, h)$ par sa valeur, donne [II.10] :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\pi \varepsilon_0 Q^2} \int_0^{\infty} \frac{[\tilde{f}(\beta)]^2 d(\beta h)}{\left[\varepsilon_{r1} \frac{\varepsilon_{r1} \tanh(\beta h) + 1}{\varepsilon_{r1} + \tanh(\beta h)} + \varepsilon_{r2} \coth(\beta h) \right] (\beta h)} \quad (\text{II.27})$$

avec

$$Q = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx \quad (\text{II.28})$$

$$\tilde{f}(\beta) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) e^{j\beta x} dx \quad (\text{II.29})$$

Q est la charge totale dans la ligne microruban

$f(x)$ est la distribution de charges dans la ligne microruban.

Nous donnons ci-dessous un exemple de distribution de charge pour les hautes fréquences :

$$f(x) = \begin{cases} 1 + \left| \frac{2x}{W} \right|^3, & -\frac{W}{2} \leq x \leq \frac{W}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

En considérant la distribution de courant donné par II.30 et en utilisant II.28 et II.29 nous aurons :

$$\frac{\tilde{f}(\beta)}{Q} = 1.6 \left[\frac{\sin(\beta W/2)}{\beta W/2} \right] + 2.4/(\beta W/2)^2 \left[\cos\left(\frac{\beta W}{2}\right) - \frac{2 \sin\left(\frac{\beta W}{2}\right)}{\left(\frac{\beta W}{2}\right)} + \frac{\sin^2\left(\frac{\beta W}{2}\right)}{\left(\frac{\beta W}{2}\right)^2} \right] \quad (\text{II.31})$$

En remplaçant l'expression de (II.31) dans (II.27) nous pouvons obtenir par calcul numérique la valeur de C et donc la valeur de l'impédance de la ligne Z donnée par $1/C_0 \times C$, tel que C_0 est la capacité de la ligne microruban à vide.

II.2.2.3 Pertes diélectrique d'une ligne microruban chargée par un substrat

La structure présente des pertes diélectriques dues à une faible conductivité du diélectrique. Les pertes diélectriques s'expriment en dB/unité de longueur et sont données par la relation suivante [II.11]:

$$\alpha_d = \frac{54.6}{\lambda_0} \left[\frac{\varepsilon'}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right)^2} - 1 \right) \right]^{1/2} \quad (\text{II.32})$$

Chapitre II : Caractérisation de matériaux

Pour le diélectrique à faibles pertes Tel que $\varepsilon'' \ll \varepsilon'$ la relation peut être simplifiée comme suite :

$$\alpha_d \approx \frac{27.3}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon'} \tan \delta = \frac{27.3}{\lambda_0} \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \sqrt{\varepsilon'}} \quad (\text{II.33})$$

Si la ligne microruban est recouverte d'un diélectrique différent, le milieu est inhomogène et présente une permittivité relative effective ε_e . Les pertes diélectriques d'un milieu inhomogène sont données par :

$$\alpha_d \approx \frac{27.3}{\lambda_0} \frac{\sigma_e}{\omega \varepsilon_0 \sqrt{\varepsilon_e}} \quad (\text{II.34})$$

Si on considère que le diélectrique recouvrant la ligne microruban est d'épaisseur fini et comparable à la longueur d'onde, l'énergie sera donc distribuée sur trois milieux différents : Le diélectrique de remplissage (ε_{r2}), le diélectrique recouvrant (ε_{r1}) et l'air (ε_0).

Considérant ε_{e1} la permittivité relative de la ligne microruban, on définit ainsi q_2 comme l'indice de fraction de remplissage tel que :

$$q_2 = \frac{\varepsilon_{e1} - 1}{\varepsilon_{r2} - 1} \quad (\text{II.35})$$

Dans le cas où nous avons un substrat de superposition, nous aurons trois coefficients de remplissage qui pondèrent la contribution de chaque milieu à la permittivité relative effective et à la conductivité relative effective vues par la ligne microruban :

$$\sigma_e = q_1 \sigma_1 + q_2 \sigma_2 + (1 - q_1 - q_2) \sigma_0 \quad (\text{II.36})$$

$$\varepsilon_e = q_1 \varepsilon_{r1} + q_2 \varepsilon_{r2} + (1 - q_1 - q_2) \varepsilon_0 \quad (\text{II.37})$$

Comme $\sigma_0 \ll \sigma_1$ et σ_2 nous simplifions la relation de ε_e : $\varepsilon_e = q_1 \varepsilon_{r1} + q_2 \varepsilon_{r2}$.

Nous obtiendrons la valeur de q_1 avec les relations II.35 et II.37 :

$$q_1 = \frac{\varepsilon_e - \varepsilon_{e1}}{\varepsilon_{r1} - 1} \quad (\text{II.38})$$

Les pertes diélectriques totales vues par la ligne microruban sont données par :

$$\alpha_d = \frac{27.3}{\lambda_0 \sqrt{\varepsilon_e}} \left[\left(\frac{\varepsilon_{e1} - 1}{\varepsilon_{r2} - 1} \right) \varepsilon_{r2} \tan \delta_2 + \left(\frac{\varepsilon_e - \varepsilon_{e1}}{\varepsilon_{r1} - 1} \right) \varepsilon_r \tan \delta_1 \right] \quad (\text{II.39})$$

II.2.2.4 Calcul de la permittivité relative effective à partir de valeurs caractéristiques mesurées de la ligne microruban

Pour extraire les paramètres radioélectriques d'un échantillon à caractériser, nous effectuons tout d'abord la mesure des paramètres S de la structure à vide, sans échantillon, puis en second temps nous mesurons les paramètres en présence de l'échantillon.

Les constantes de propagation sont notées successivement γ_{air} , γ_{mat} et γ_{struc}

$$\gamma_{air} = \alpha_{cond} + j\beta_{air} \quad (\text{II.40})$$

Dans le cas d'une ligne microruban imprimée sur un substrat d'indice d2

$$\gamma_{mat} = \alpha_{cond} + \alpha_{d2} + j\beta_{d2} = \alpha_{cond} + \gamma_d \quad (\text{II.41})$$

Si maintenant on superpose un substrat d'indice d1 à caractériser sur la ligne microruban nous aurons :

$$\gamma_{struc} = \alpha_{cond} + \alpha_{d1} + \alpha_{d2} + j\beta_{dtotal} = \alpha_{cond} + \gamma_{dtotal} \quad (\text{II.42})$$

$\alpha_{d1} + \alpha_{d2} = \alpha_{dtotal}$ sont les pertes diélectriques totales.

La relation entre la permittivité relative effective complexe est donnée par : $\gamma_{dtotal} = \beta_{air} \sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r\,eff}}$. La constante de propagation totale de la structure devient ainsi :

$$\gamma_{struc} = \alpha_{cond} + j\beta_{air} \sqrt{\tilde{\varepsilon}_{r\,eff}} \quad (\text{II.43})$$

$$\tilde{\epsilon}_{r\text{ eff}} = \left(\frac{\gamma_d}{j\beta_{air}}\right)^2 = \left(\frac{\beta_d}{\beta_{air}}\right)^2 - \left(\frac{\alpha_d}{\beta_{air}}\right)^2 - 2j\frac{\alpha_d\beta_d}{\beta_{air}^2} \quad (\text{II.44})$$

$$\epsilon_r = \left(\frac{\beta_{dtotal}}{\beta_{air}}\right)^2 - \left(\frac{\alpha_{dtotal}}{\beta_{air}}\right)^2 \quad (\text{II.45})$$

$$\tan\delta_d = 2\frac{\alpha_{dtotal}\beta_{dtotal}}{\beta_{dtotal}^2 - \alpha_{dtotal}^2} \quad (\text{II.46})$$

II.2.2.5 Principe de fonctionnement de la méthode

Nous choisissons de caractériser les échantillons en bande étroite à l'aide d'une structure de transmission dont la forme est celle d'un T résonnant (Figure II.6). Cette structure de propagation se compose d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique proche de 50 Ohm associée à une ligne quart d'onde perpendiculaire à celle-ci, l'ensemble évoquant un T. Avant de procéder à la caractérisation du verre, on procède à une étape préliminaire de calibration dont l'objectif est de valider expérimentalement le principe de la méthode du T résonnant sur la base d'un échantillon dont les caractéristiques du matériau sont connues. Pour ce faire, on grave une ligne micro ruban sur un substrat donné. Le substrat choisi ici est le Duroid 58800 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Epaisseur de substrat = 0.8 mm
- Epaisseur de métallisation = 18 μm
- Permittivité relative à 10 GHz : $\epsilon_r = 2.2$
- Tangente de pertes à 10 GHz: $\tan\delta = 0.0009$
- Largeur des lignes = 3 mm adaptées 50 Ohm
- Longueur du stub = 60.4mm
- Longueur du substrat = 72mm
- Largeur du substrat = 60mm

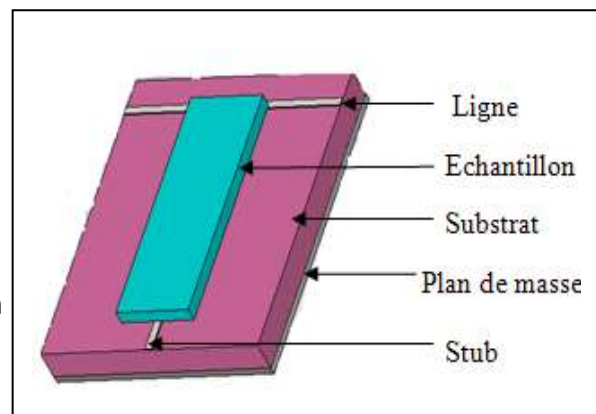


Figure II.6 T Résonnant avec échantillon.

Le substrat choisi pour le T résonnant est le Duroid 58800 qui a la particularité d'être flexible et pouvant donc être adapté pour épouser une quelconque forme de bouteille.

Chapitre II : Caractérisation de matériaux

La ligne micro-ruban résonne au quart de la longueur d'onde ($\frac{\lambda}{4} + k \frac{\lambda}{2}$, $k \in N$), on peut donc la dimensionner pour résonner à la fréquence qui nous intéresse (autour de laquelle on souhaite connaître les caractéristiques).

Avec l'analyseur de réseau (VNA), on mesure les paramètres S de l'échantillon. Avec la connaissance des paramètres S du T résonnant à vide, on peut remonter aux caractéristiques radioélectriques de l'échantillon mesuré en utilisant un logiciel de simulation électromagnétique (HFSS, CST etc.). On utilise ici CST et on procède par dichotomie afin d'extraire les caractéristiques du matériau : on fait varier la permittivité relative (ϵ_r) jusqu'à ce que la fréquence de résonance obtenue par simulation coïncide parfaitement avec le résultat expérimental. Après avoir ainsi déterminé la valeur appropriée de la permittivité ϵ_r , on effectue la même procédure sur le paramètre $\tan\delta$ cette fois pour voir coïncider le coefficient de qualité Q à la résonance.

Lorsqu'on a la même ouverture (bande de fréquence observée sur le coefficient de réflexion), cela correspond à la valeur de $\tan\delta$ recherché ($Q=1/\tan\delta$). Nous pouvons également utiliser la phase du coefficient de transmission pour déterminer les pertes diélectriques pour cela nous faisons varier $\tan\delta$ jusqu'à avoir le même déphasage que celui mesuré par VNA. Il est nécessaire de ne prendre que la phase sur la ligne en stub pour ce faire, nous calibrons les câbles de mesures et la ligne centrale (horizontale) pour ramener le plan de mesure au niveau du stub.

Nous exploitons ainsi les performances de simulation 3D des logiciels les plus performants existants pour caractériser très précisément les paramètres radioélectriques d'un substrat quelconque à l'aide de valeur de mesure directe sur le diélectrique. Cette méthode peut aussi bien être appliquée sur un diélectrique de dimension distribuée non uniforme comme illustré sur la figure (II.14) et cela sans avoir recourt à des modèles mathématiques complexes comme démontré ci-dessus.

Le T a été dimensionné pour résonner à vide à la fréquence de 910 MHz, soit la fréquence centrale du standard RFID UHF (860 MHz- 960 MHz). Les paramètres radioélectriques varient en fonction de la fréquence mais cette variation reste peu importante pour 100 MHz de

bande. Cela justifie donc le choix de la méthode du T résonnant qui permet d'obtenir une bonne précision sur les paramètres radioélectriques, de plus peu de modifications sont nécessaires pour l'adapter aux mesures sur les bouteilles en verre.

La figure ci-dessous montre les résultats de mesures et de simulation du T à vide : on constate une excellente concordance qui montre que cette structure en T résonnant réalisée à l'IEMN est parfaitement modélisée sous CST.

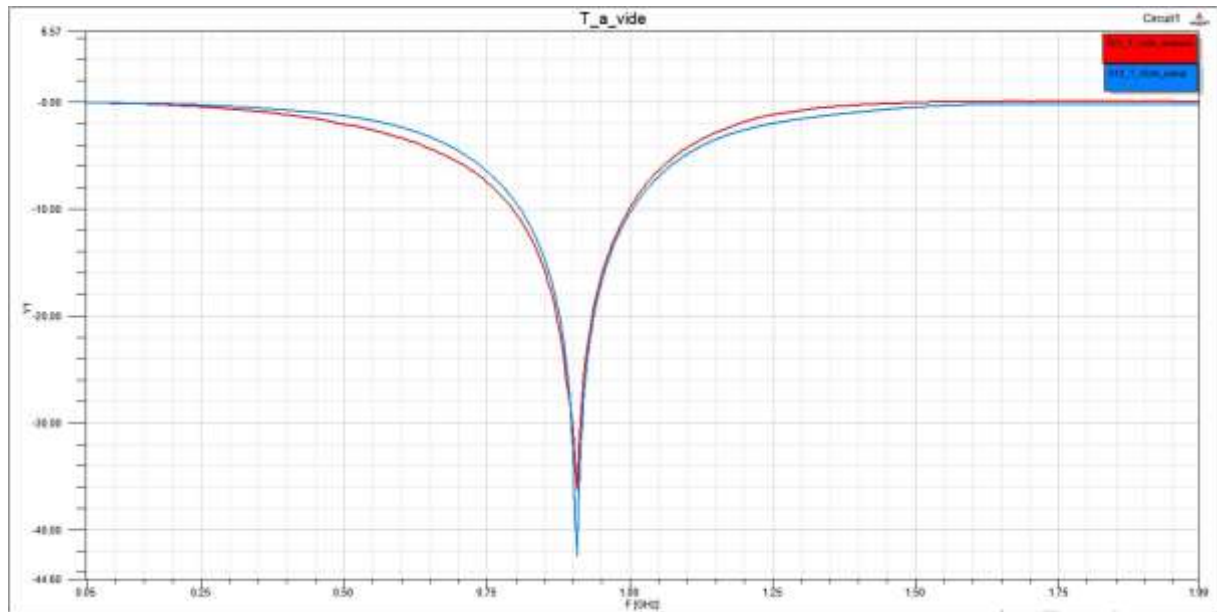


Figure II.7 Résultats de mesures et de simulation du T à vide.

Comme la structure choisie est une structure de propagation pour laquelle les champs sont confinés autour du stub, on suppose qu'en déformant le T, pour l'adapter à la concavité de la bouteille, le couplage entre les deux accès de la structure sera insuffisant pour impacter les résultats. La manœuvre de courbure du T est possible sans briser le dispositif car celui-ci a été réalisé spécifiquement sur un substrat souple et léger (duroid).

La figure II.8 montre les deux modèles de simulations d'un T plat et d'un T courbé pour être adapté à une bouteille de rayon externe de 36 mm.

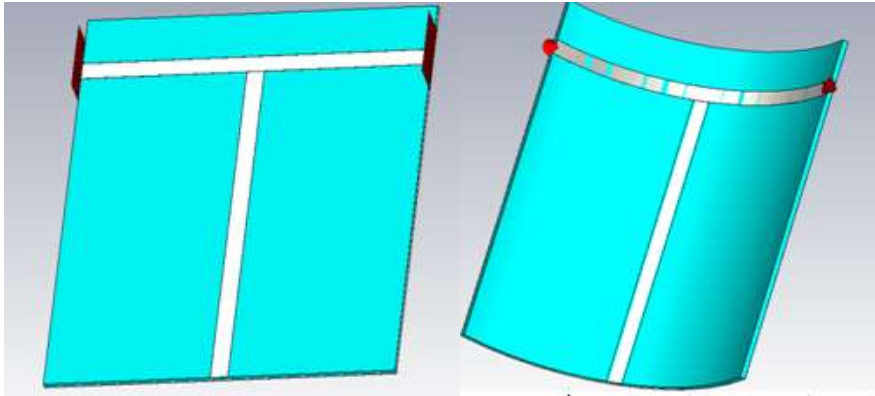


Figure II.8 T résonnant à plat et courbé

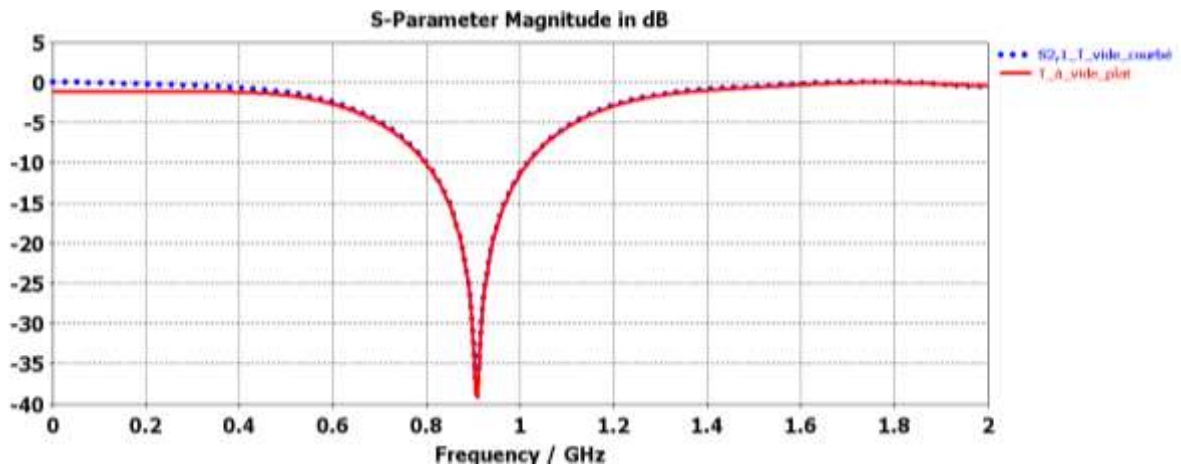


Figure II.9 S21 du T plat en rouge et T courbé en pointillé bleu.

On remarque sur cette figure que l'on obtient les mêmes résultats expérimentaux pour le cas des deux configurations (T courbé et T plat) : on peut donc utiliser le modèle de T résonnant courbé (adapté pour les mesures de bouteilles en verre) sans que le principe de résonance du T ne soit affecté.

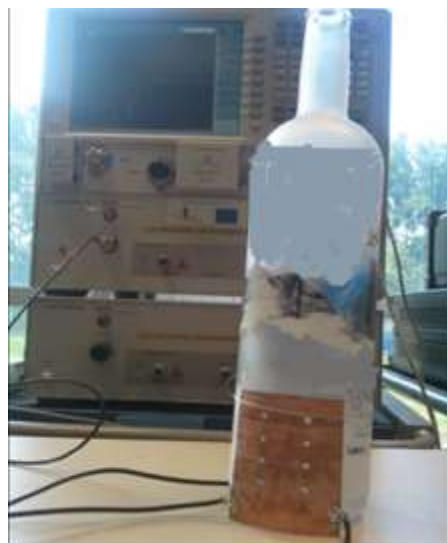


Figure II.10 Illustration des mesures effectuées sur les bouteilles avec VNA.

La fréquence de décalage de la résonance du T résonnant dépend de la valeur de ϵ_r et des dimensions de l'échantillon. Néanmoins, à partir d'une dimension donnée et quand les champs sont complètement confinés dans le diélectrique, la résonance ne varie plus en fonction des dimensions de l'échantillon considéré. Nous avons effectué des simulations avec différentes tailles (largeurs) d'échantillons de 5mm, 10mm, 15mm... afin de vérifier cette hypothèse et déterminer la dimension minimale à partir de laquelle la résonance reste constante. La figure II.11 illustre les résultats obtenus mettant en évidence qu'à partir de 30 mm, la résonance du T ne varie plus en fonction des dimensions de l'échantillon.

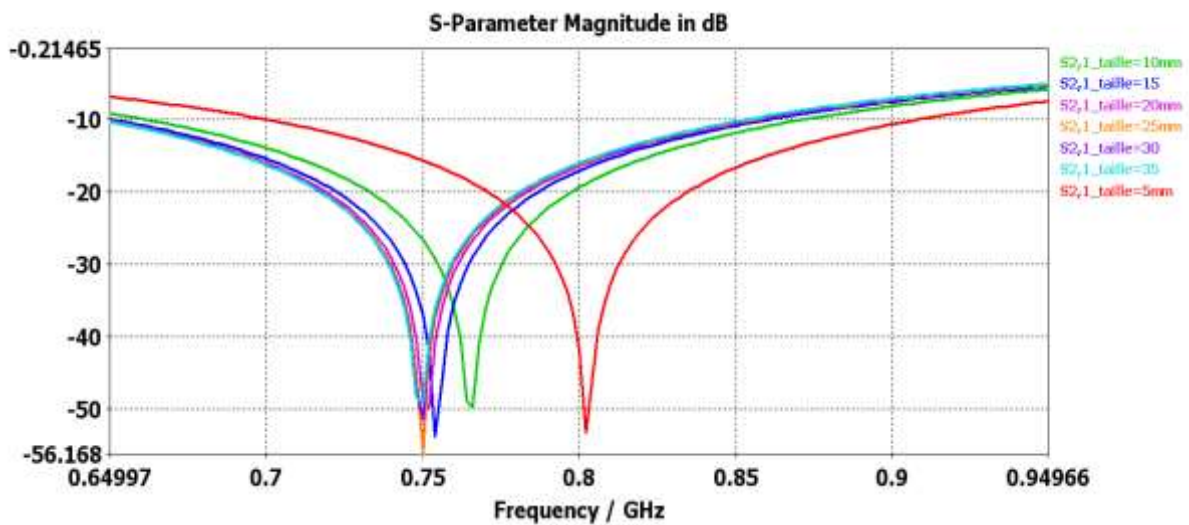


Figure II.11 Variation de la fréquence de résonance en fonction de la largeur de l'échantillon.

Nous présentons sur la figure II.12 une coupe sur le plan perpendiculaire du stub illustrant la concentration du champ électrique E dans le cas quasi TEM.

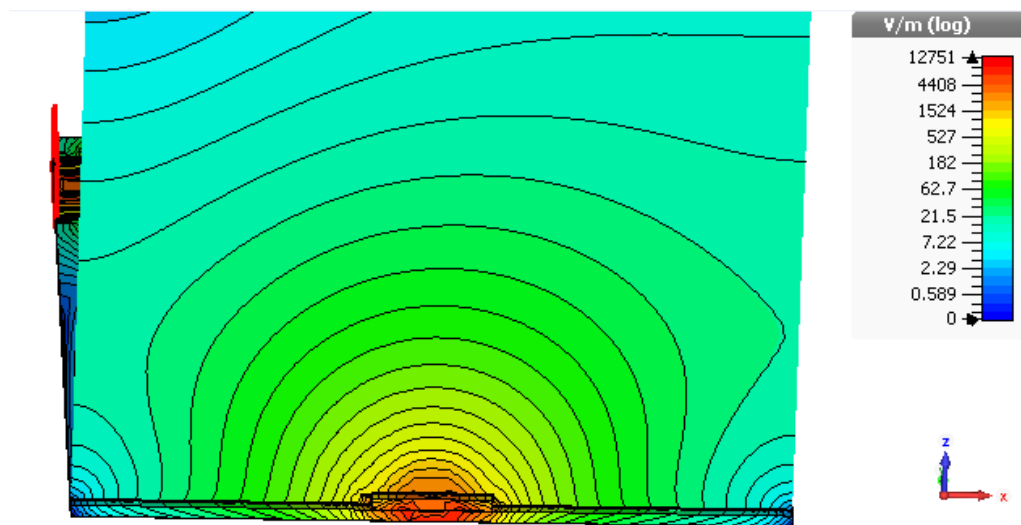
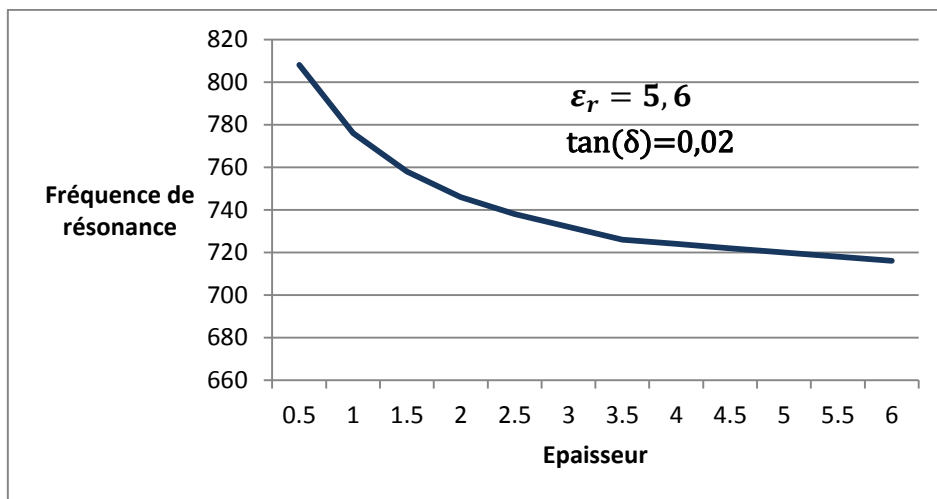


Figure II.12 champ électrique sur un plan vertical d'une ligne microruban.

Nous remarquons sur la figure II.12 que le module du champ électrique varie d'un facteur de 10^4 du centre de la ligne jusqu'à l'extrémité de la structure, ce qui explique que la fréquence de résonance ne varie plus en fonction de la largeur au-delà de 30mm. Le même raisonnement peut être fait pour l'épaisseur de l'échantillon à caractériser, à savoir la résonance varie en fonction de l'épaisseur jusqu'à la saturation. Cette particularité peut être exploitée pour estimer l'épaisseur de l'échantillon par la fréquence de résonance mesurée. La figure II.13 ci-dessous illustre ce principe.



II.13 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur.

Cette relation épaisseur/fréquence de résonance est très importante car une fois les caractéristiques radioélectriques d'une bouteille connues, la valeur de l'épaisseur du verre à l'endroit du dépôt d'antenne est importante pour l'optimisation du tag. Pour des raisons de saturation de mémoire (du fait d'un maillage très fin de la structure), le modèle de simulation équivalent aux mesures effectuées sur les bouteilles est présenté comme suit :

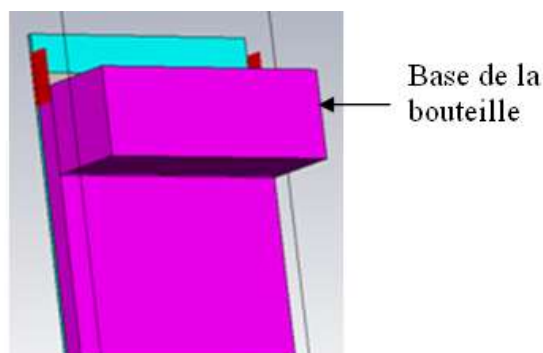


Figure II.14 Modèle de simulation équivalent des bouteilles.

Chapitre II : Caractérisation de matériaux

Ce modèle se substituera à la configuration de la bouteille complète. De plus on a vu qu'à partir de 30mm de largeur de l'échantillon, la résonance ne change plus. Ce modèle aura donc les mêmes résultats que ceux obtenus avec la configuration initiale (bouteille complète). Avant de mesurer les bouteilles de Saverglass, on valide la méthode en mesurant des échantillons connus (avec des caractéristiques radioélectriques données par le fournisseur). On donne ici le résultat de mesure et de simulation du substrat taconic Rf 60A présentant les valeurs de $\epsilon_r = 6.15 \pm 0.25$ et $\tan\delta = 0.0038$, à 10 GHz.

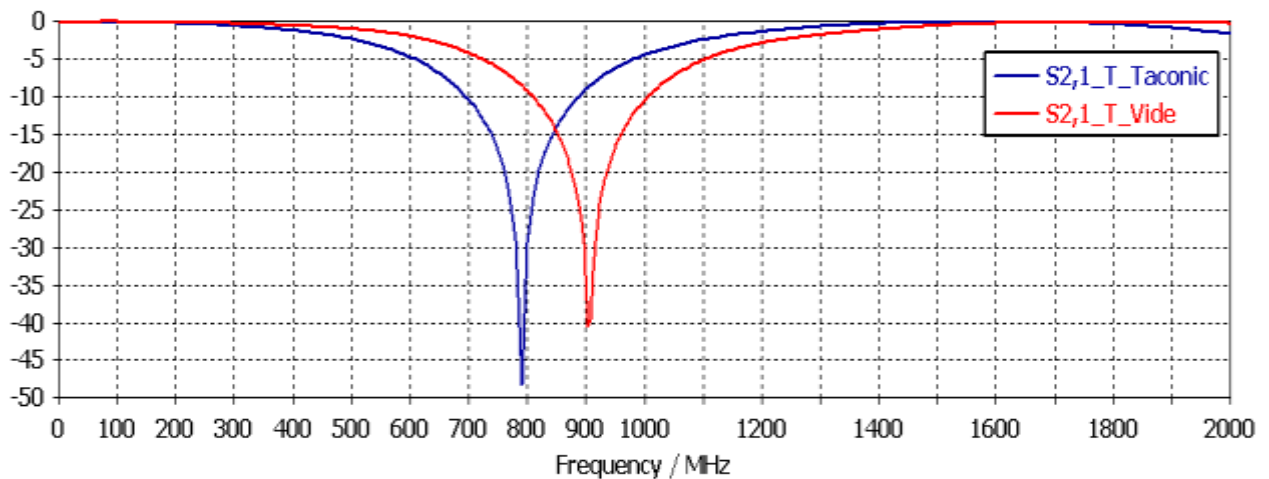


Figure II.15 illustration du phénomène de décalage de la fréquence de résonance.

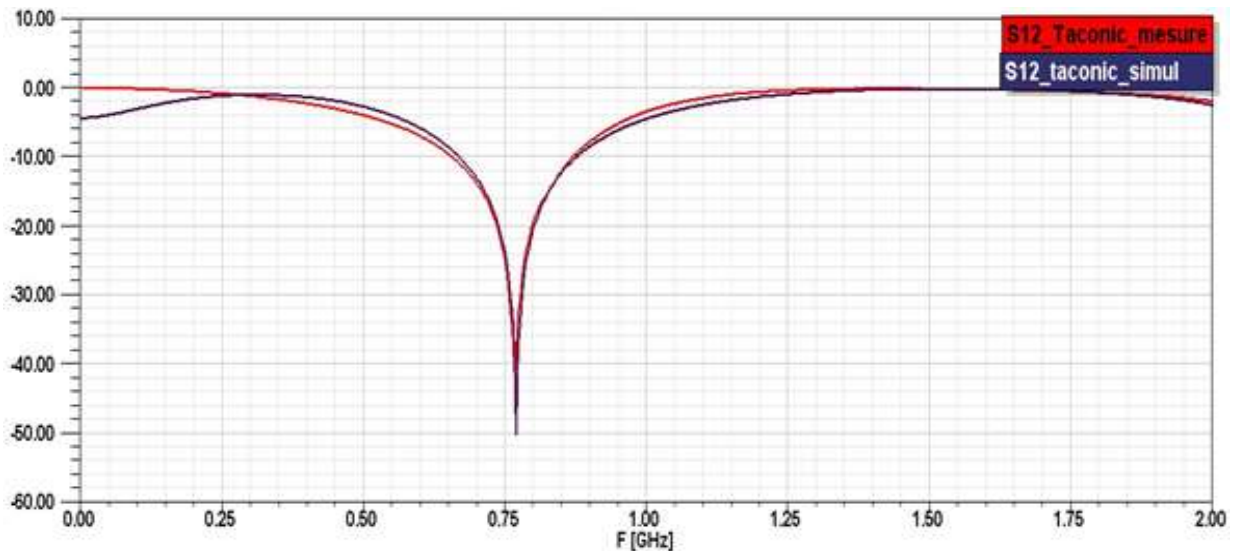


Figure II.16 Résultats de mesures et de simulation de la magnitude (dB) du S21 taconic RF- 60A.

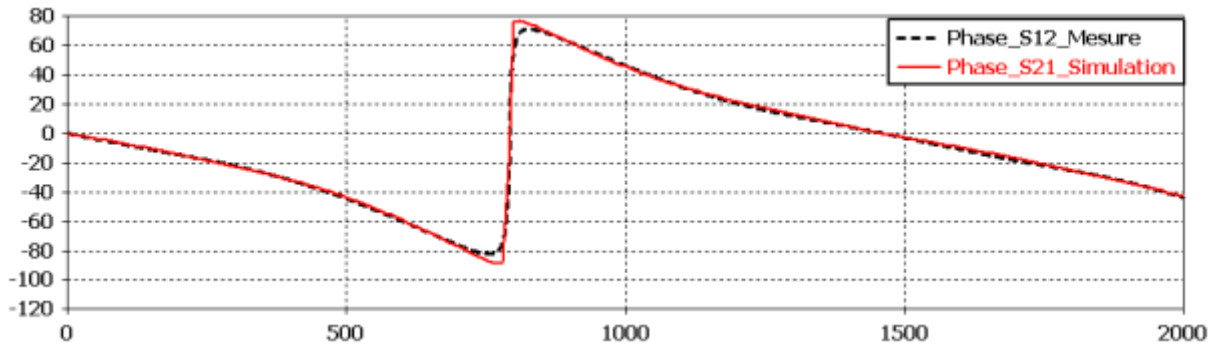


Figure II.17 Résultats de mesures et de simulation de la phase (en degrés) du S21 taconic RF- 60A.

On a pris ici pour les mesures un échantillon de taconic rf 60 d'épaisseur = 1.6mm, de largeur = 5mm, et de longueur = 60.4 mm.

On obtient après optimisation des paramètres $\epsilon_r = 6.1$ et $\tan\delta=0.003$ à 1GHz, ce qui est cohérent avec les données des fournisseurs [30].

Nous présentons sur la Figure II.18 la permittivité relative du taconic selon le modèle de la bibliothèque matériaux de CST, extraction des données de mesures par rétro-simulation et le modèle analytique donnée par l'équation II.27

Les mêmes comparaisons sont faites sur la valeur de ϵ_r'' avec un modèle de dispersion d'ordre 2 (figure II.19). Nous remarquons que le modèle à base de mesure et rétro-simulation a moins d'erreur relative comparé au modèle réel (bibliothèque matériaux).

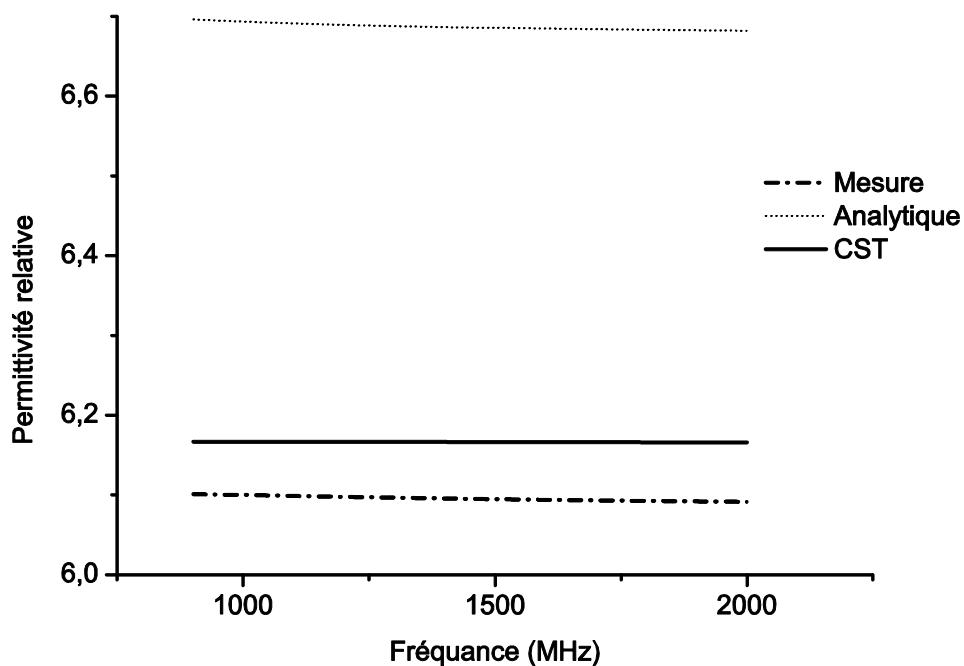


Figure II.18 comparaison de trois méthodes d'extraction de ϵ_r

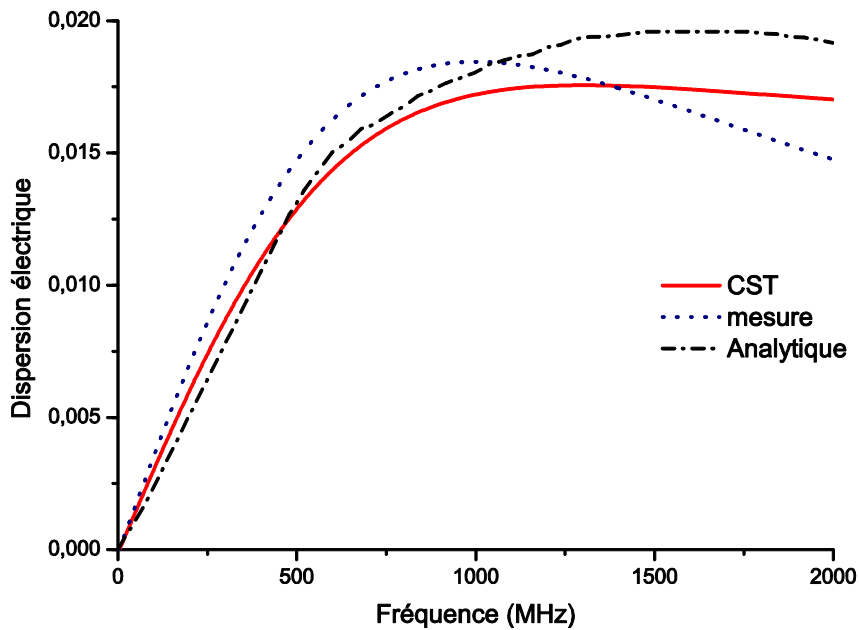


Figure II.19 comparaison de trois méthodes d'extraction de ϵ_r''

II.2.4 Influence du liquide

Le contenu de la bouteille est amené à être très diversifié mais présente des caractéristiques électromagnétiques similaires à l'eau. Ainsi, il est nécessaire d'étudier l'impact de la présence d'eau sur la fréquence de résonance de l'antenne. Pour cela, nous caractérisons l'une des bouteilles précédemment considérées d'abord vide puis remplie d'eau. La figure ci-dessous montre les résultats de mesures d'une bouteille à vide et pleine d'eau. On remarque que la présence de l'eau a pour conséquence un décalage sensible de la fréquence de résonance (40 MHz) : cela est dû à la permittivité relative de l'eau très élevée ($\epsilon_r=78$). La diminution du facteur de qualité est due à la conductivité de l'eau (1,59 S/m), qui induit davantage de pertes de conduction dans le cas des bouteilles pleines.

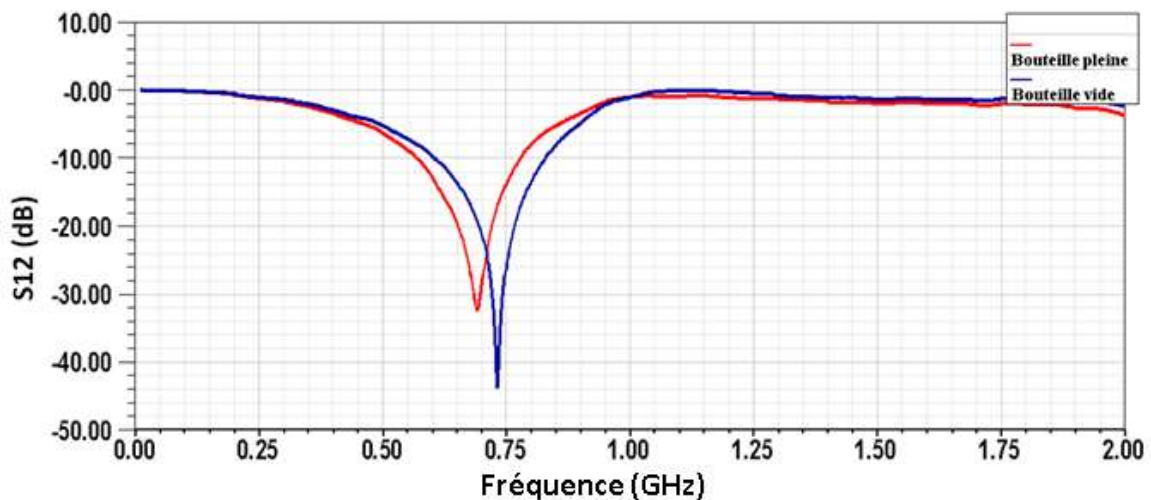


Figure II.20 Résultats de mesures bouteille vide (bleu), pleine d'eau (rouge).

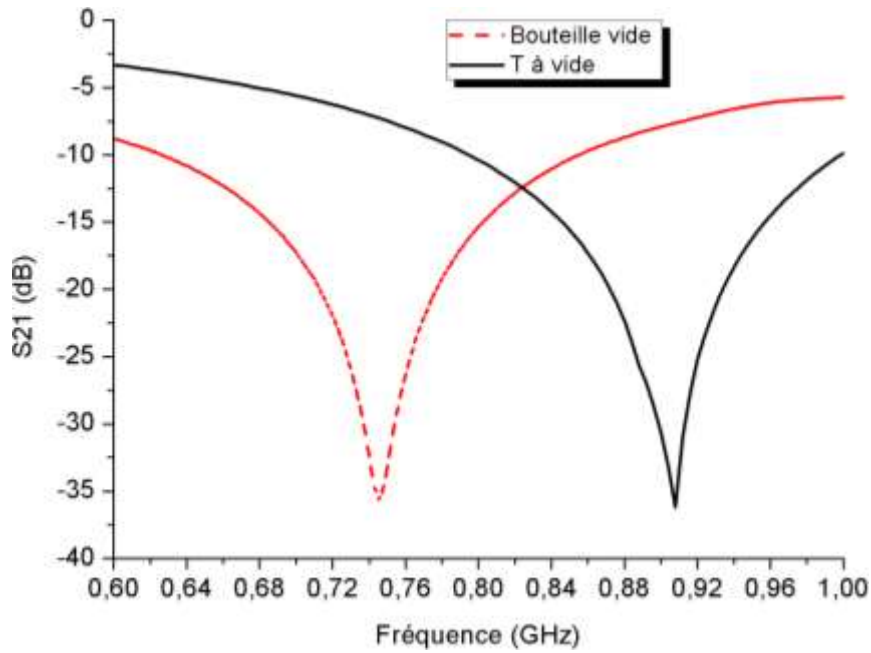


Figure II.21 Résultats de mesures T à vide et chargé par une bouteille vide.

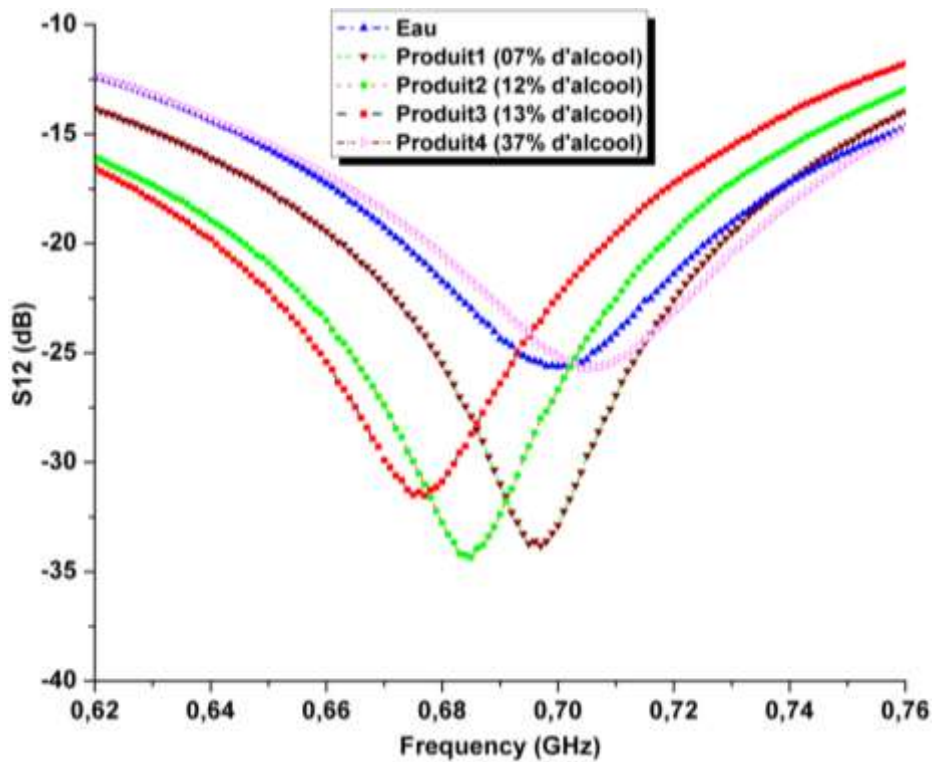


Figure II.22 Résultats de mesures bouteille vide et pleine.

La figure II.22 montre de droite à gauche les résultats de mesure d'un T résonant à vide, un T résonant apposé sur une bouteille vide puis remplie de différents produits alcoolisés commerciaux dont la concentration d'alcool varie entre 7% et 37%. On remarque que la

fréquence de résonance varie en fonction du contenu de la bouteille mais la variation de la fréquence reste localisée dans une zone limitée par 40 MHz.

Cet aspect impose une contrainte supplémentaire puisqu'il est impératif de prendre en compte cette modification de la fréquence de résonance lors de la phase de la conception de l'antenne dont la bande de fréquence devra être ajustée de manière à en assurer le fonctionnement bouteille vide ou pleine.

Les figures II.23 et II.24 montrent les résultats de mesures des paramètres ϵ_r et $\tan\delta$ effectuées sur plusieurs bouteilles de référence Bx.

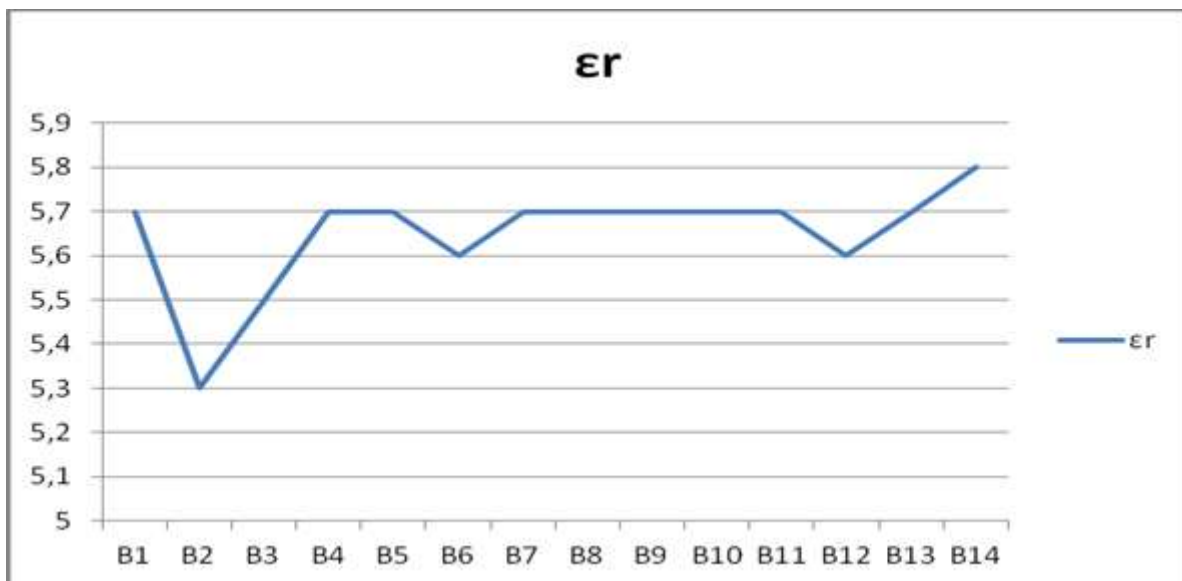


Figure II.23 valeurs de la permittivité relative des bouteilles testées.

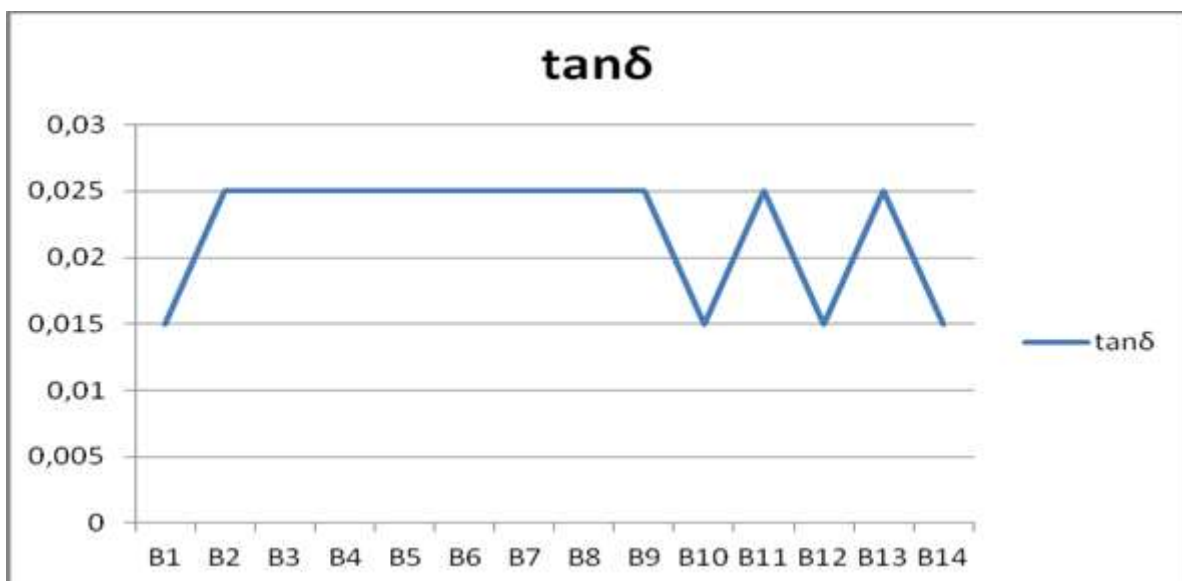


Figure II.24 valeurs de la tangente de pertes diélectriques.

II.2.5 Conclusion

Cette étape de caractérisation du verre des bouteilles permet désormais de connaître précisément les caractéristiques radioélectriques des bouteilles fabriquées chez SAVERGLASS, intégrant différentes possibilités de réalisation (vernissage, décor par sérigraphie,...).

La permittivité relative est de 5,7 pour la majeure partie des échantillons caractérisés et la tangente de pertes diélectriques est de l'ordre de $2 \cdot 10^{-2}$, ces caractéristiques varient notamment en fonction de la composition du verre et du décor. La méthode mise en œuvre à l'IEMN dans le cadre de cette thèse a permis d'extraire les paramètres radioélectriques avec une précision fine (erreur inférieure à 5%).

Cette méthode a également permis de quantifier précisément dans des conditions réelles l'influence de la présence de liquide dans les bouteilles, qui se traduit par un décalage de la fréquence de résonance (environ 10%) et par une diminution du facteur de qualité à la résonance.

Cette étape de caractérisation du verre a mis en évidence les facteurs à prendre en considération pour optimiser l'antenne et permettre un fonctionnement optimal dans les différents scénarios possibles.

II.3 Caractérisation de matériaux conducteurs

II.3.1 Introduction

L'antenne RFID constitue l'élément critique pour une bonne performance d'un tag RFID, en effet la puce a une sensibilité limitée. A performance de puce égale, la portée d'un tag RFID UHF peut varier du simple au double en fonction des performances des antennes. Les caractéristiques de performances des antennes sont conditionnées par un bon design pour obtenir une parfaite adaptation à la charge présentée par la puce et de bonnes performances de rayonnement (le gain et l'efficacité de rayonnement). Ces derniers paramètres dépendent de la géométrie et de la taille de l'antenne, mais également du matériau conducteur utilisé. Les matériaux conducteurs généralement utilisés pour les antennes RFID sont le cuivre et l'aluminium. Ces derniers présentent une bonne conductivité, ce qui généralement, représente des pertes de conduction très faibles voire négligeables lorsqu'une épaisseur de métallisation supérieure à trois fois l'épaisseur de peau

est assurée. Cependant, l'utilisation d'étiquette RFID sur différents supports connaît une croissance exponentielle : selon IDTechEx, on recense 8,9 milliards de tags vendus pour l'année 2015 contre 7,8 milliards pour l'année 2014 et les prévisions indiquent que ce chiffre pourrait atteindre 10,4 milliards en 2016. C'est autant de tag qu'on trouve dans la nature après usage, ou dans la chaîne de recyclage des différents matériaux (plastique, verres, cartons....). Pour des raisons de biocompatibilité et de biodégradabilité, d'autres matériaux voient un intérêt grandissant pour la conception d'antennes RFID. La diffusion de tags RFID dans la chaîne de valeur nous amène à considérer la question importante du devenir de ces tags une fois leur utilisation achevée. Des travaux sont menés sur différents volets pour proposer de nouvelles solutions et produits pour la reconstitution totale d'un tag biodégradable. Cela s'inscrit dans la perspective globale de l'électronique verte et biodégradable et vise l'exploration de nouveaux matériaux conducteurs, de substrats (isolants) et de semi-conducteurs [II.12].

Le premier matériau conducteur biocompatible et biodégradable est le Menanin, qui est un polymère biologique dont la conductivité est due au déplacement de proton, d'où la nomination de proton conducteur-matériel (Proton-conducting materials) comme le polysaccharide. D'autres applications biocompatibles nécessitant une faible conductivité (de l'ordre de 1 S/m) utilisent des polyosides comme des chitosanes. Le polymère de chitosane est obtenu à partir de la désacétylation de la chitine, le polymère structural composant les exosquelettes de crustacés [II.12]. La conductivité du chitosane à l'état naturel est très faible 10^{-9} S/cm. Mais des travaux ont démontré la possibilité d'augmenter la conductivité jusqu'à hauteur de $6 \cdot 10^{-3}$ S/m [II.13] avec un dopage protonique acide et jusqu'à 0,25 S/m avec un dopage aux nano fibres de carbone [II.14]. L'ordre de grandeur de conductivité de ce type de matériaux reste très faible pour envisager leurs utilisations dans l'électronique imprimée, en revanche il est du même ordre de grandeur que la conductivité au sein du muscle ventriculaire et muscle squelettique (0,03–0,6 S/m) ce qui permet leur utilisation dans le domaine médical.

La recherche des conducteurs naturels se heurte à la faible conductivité des organes biologiques naturels. Une alternative existe dans laquelle il y a des avancées considérables qui sont les polymères conducteurs synthétiques. Le polymère conducteur le plus connu est le (PEDOT:PSS) : poly (3,4-ethylenedioxythiophene) dopé avec le polyanion poly (styrenesulfonate). D'autres polymères conducteurs ont également démontré leur fiabilité,

durabilité et élasticité comme la polyaniline, poly (pyrrole) et poly (thiophenes). Les Pedots sont capables de conduire aussi bien des électrons comme les anions (ions chargés négativement), tandis que les PSS conduisent les cations ce qui est très intéressant pour les applications biocapteurs où ce type de produits peut être utilisé comme transducteur ions/électrons [II.15].

Les polymères conducteurs représentent une alternative prometteuse aux conducteurs métalliques, non dégradables et dont l'impression massive sur des substrats comme du verre ou du papier empêche le recyclage. Par le passé, l'utilisation de ce type de produit en électronique imprimé n'était pas envisageable pour deux considérations : instabilité dans le temps (notamment pour polyacetylene et polypyrrole) et conductivité insuffisante. En l'an 2000, Alan Heeger, Alan MacDiarmid et Hideki Shirakawa ont reçu le prix Nobel de chimie pour la découverte d'un nouveau polymère conducteur présentant une conductivité jusqu'à 1000 S/m, surpassant les performances d'autres polymères. Depuis plusieurs travaux ont démontré la possibilité d'intégrer ces polymères, de faible conductivité comparée aux métaux, pour l'électronique verte et imprimé comme l'antenne microruban (2.4 GHz) [II.16], antenne RFID UHF [II.17], fabrication de diodes électroluminescentes et transistor [II.18], diode Schottky [II.19] etc.

Nous allons démontrer dans cette étude la faisabilité d'antenne RFID UHF avec des produits polymères conducteurs. Nous choisissons pour cette étude deux produits de type Pedot. Le premier est le Pedot clevio Sv4 qui est un produit sérigraphiable et le deuxième est le Pedot Pjet 700N qui est un produit à impression par jet d'encre.

II.3.2 Conducteurs transparents

Il existe plusieurs oxydes transparents conducteurs comme l'oxyde d'étain dopé à la fluorine, indium dopé à l'étain et l'oxyde de zinc dopé à l'aluminium.

À ce jour, la norme de l'industrie en oxyde transparent conducteur (TCO) est l'ITO (oxyde d'indium dopé à l'étain). Ce matériau possède une faible résistivité de l'ordre de $10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$ et une transmission supérieure à 80% dans le spectre visible. Cependant l'ITO présente l'inconvénient d'être coûteux. Composé essentiellement d'oxyde d'indium (In_2O_3) à 90% et d'oxyde d'étain (SnO_2) à 10%, or l'Indium, métal primaire du film, est très rare et son prix fluctue en raison de la demande du marché (plus de 11000 tonnes par an en 2014 [II.21]). La

Chapitre II : Caractérisation de matériaux

Chine étant le premier producteur mondial de l'étain a fortement diminué l'exportation en raison de la forte production locale d'écran LCD.

Pour cette raison, les composés binaires dopés tels que l'aluminium dopé d'oxyde de zinc (AZO) et d'indium dopé à l'oxyde de cadmium ont été proposés comme matériaux de substitution. L'AZO est composé d'aluminium et de zinc, deux matériaux courants et peu coûteux, tandis que l'oxyde de cadmium dopé à l'indium utilise seulement l'indium en de faibles concentrations.

Des composés binaires d'oxydes métalliques sans dopage intentionnel d'impuretés [II.22] [II.23] ont également été développés pour être utilisés comme le TCO. Ces matériaux sont généralement de type n avec une concentration de porteurs de l'ordre de 10^{20} cm^{-3} . Ces porteurs sont fournis par les ions métalliques interstitiels et lacunes d'oxygène agissant tous deux en tant que donneurs. Cependant, ces TCO simples n'ont pas trouvé une utilisation pratique en raison de la forte dépendance de leurs propriétés électriques de la température et de la pression partielle d'oxygène.

Un autre substituant possible d'ITO est le Graphène. Initialement, on obtenait du graphène par exfoliation mécanique du graphite, sous forme de flocons minuscules. Ce qui consiste à peler la surface d'un cristal de graphite avec un ruban adhésif. Cependant les flocons obtenus sont irréguliers, et le procédé de formation est non contrôlé [II.24].

Pour des applications électroniques, Walter de Heer, de L'Institut de Technologie de Georgia utilise une méthode de croissance par épitaxie précise et contrôlée, adaptée à la production de circuits intégrés. Mais la technique est coûteuse pour une intégration industrielle. Un autre procédé adapté à l'électronique est présenté par l'Institut de technologie Samsung. Dans ce nouveau procédé, le graphène est fabriqué par dépôt chimique en phase vapeur sur du nickel.

Des chercheurs de l'Université de Nouvelle-Galles du sud en Australie proposent une méthode capable de synthétiser du graphène en s'affranchissant complètement du Graphite. La méthode consiste à chauffer lentement de l'éthanol et le sodium puis à pyrolyser le mélange qui se transforme en un film de graphène. Ces nouveaux travaux de recherches capables de synthétiser du graphène à base de solutions chimiques peu chères ouvrent la perspective d'industrialisation à grande échelle de ce type de conducteurs.

Les méthodes de déposition de TCO sont : dépôt par bain chimique (Chemical Bath Deposition), pulvérisation chimique en phase liquide sur substrat chaud (Spray pyrolysis), dépôt physique en phase vapeur (Physical Vapour Deposition). Ces méthodes permettent de déposer des couches minces, quelques centaines de nanomètres, la caractéristique de transparence est vite perdue en augmentant l'épaisseur. Les méthodes de dépôt sont incompatibles avec l'impression de circuits électroniques. Ce qui place les produits polymères conducteurs comme une alternative sérieuse pour le remplacement des TCO, aussi bien pour les applications d'écran LCD, photovoltaïque, circuit électronique, etc. Il existe des produits polymères conducteurs compatibles avec des méthodes de dépositions industrielles comme le jet d'encre, la sérigraphie ou la flexographie.

II.3.3 Encres conductrices à bases de nanoparticules

La fabrication de circuits électroniques repose essentiellement sur des procédés soustractifs comme la photolithographie et la gravure mécanique ou laser. Or, ces procédés sont coûteux et gaspillent du métal conducteur. Les encres conductrices à base de nanoparticules conductrices comme le nickel, l'argent, l'or et le cuivre constituent une relève économique intéressante dans le futur : en effet, il existe différents types d'encres conductrices compatibles avec la plupart des techniques d'impressions industrielles, ce qui ouvre la possibilité de l'électronique imprimée aussi bien sur substrat classique comme l'époxy ou sur substrat flexible pour l'électronique portatif sur les textiles. Ce type d'encre inorganique à base de nanoparticules se compose généralement d'un matériau actif, composé de nanoparticules métalliques, de solvants, diluants et autres additifs. La concentration de ces trois constituants de base est pondérée pour adapter l'encre à différents types d'applications : impression jet d'encre, sérigraphie ...Etc.

La concentration de l'encre en particules actifs doit avoir un seuil minimum pour assurer une continuité de conduction des particules sur le long d'une piste imprimée. La concentration minimale est définie par le point à partir duquel on a un saut de conductivité en fonction de la concentration des particules métalliques, c'est ce que l'on appelle le seuil de percolation. Malgré l'intérêt économique que peut présenter une encre à base de nanoparticule de cuivre, nous ne trouvons sur le marché que très peu d'encre à base de cuivre. Le cuivre, contrairement à l'argent, s'oxyde facilement ce qui diminue sa conductivité.

Malheureusement le coût de l'argent reste très élevé pour l'application de ce type d'encre à une grande échelle.

II.3.4 Caractérisation des dépôts de polymères et encres conductrices

Le produit Pedot dont la structure chimique est présentée sur la figure ci-dessous, est une encre thermique à base d'une dispersion aqueuse de mélange de deux polymères : PEDOT et PSS, respectivement poly(3,4-ethylenedioxythiophene) et poly(styrenesulfonate). Cette encre présente une faible teneur en substance solide (<5% selon la FDS).

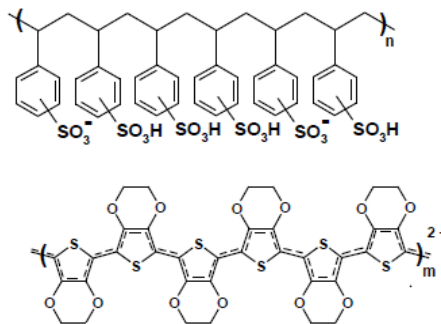
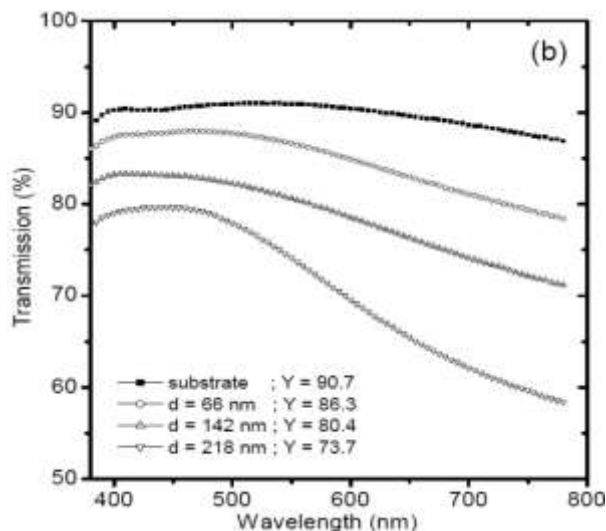


Figure II.25 structure chimique d'un Pedot :PSS [II.20].

Ce type de polymères conducteurs a des caractéristiques de transparence qui leur confèrent un intérêt grandissant pour le remplacement de l'ITO dans diverses applications comme les panneaux photovoltaïques. Ces caractéristiques peuvent être également exploitées pour l'intégration de composants électroniques discrets comme sur un pare-brise de voiture, aquarium ou la traçabilité de produits de luxe comme les bouteilles de vins et de spiritueux. La figure ci-dessous présente les caractéristiques de transparence dans le spectre visible en fonction de plusieurs épaisseurs. Nous remarquons que la transmission de la lumière diminue rapidement en fonction de l'épaisseur.



II.26 Transmission dans le spectre visible [II.20].

II.3.4.1 Polymère conducteur de type PEDOT sérigraphiable

Pourcentage des produits

Teneur en solvant organique : 75-80%

Teneur en eau : 15-20%

Teneur en substance solide 0-5%

La viscosité du produit annoncée par le fournisseur varie entre 15 à 60 dPas

Pour améliorer l'adhérence du polymère et d'autres encres conductrices sur verre nous avons effectuons plusieurs prétraitements :

1_ -Traitement MEMO.

Flammage préalable avec 68% (1,66 kW/cm),

Constitution du mélange MEMO : MEMO 4,0 (lot N° 14239A) gr + Ethanol 39.6 (lot N° L002409) gr + Eau déminéralisée 356,4 gr.

2_ -Bouteilles prétraitée par Pyrosil

Puissance de flammage 30% (0.75 kW/cm). Longueur de flammage 20cm, durée de flammage : bouteilles flammées deux fois pendant 692 ms.

3_ Bouteilles prétraitées AMEO

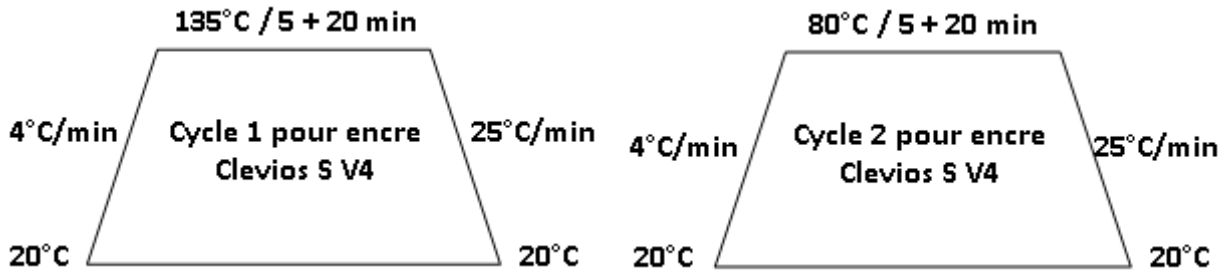
4_ Préchauffage des bouteilles à une température de 35°C

5_ Flammage des bouteilles.

Pour le séchage des dépôts nous appliquons plusieurs configurations de recuit détaillées ci-dessous :

1_Recuit dual cure à l'arche pendant 2h avec un cycle de montée et de descente en température.

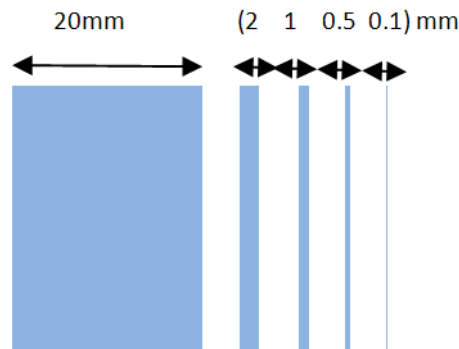
Deux recuits optimaux qui donnent la meilleur adhérence du Pedot suit un cycle de monté et de maintien de température présenté par la figure ci-dessous :



II. 27 Cycle de recuit de polymères conducteurs.

Pour d'autres versions où nous sommes notamment emmenés à déposer plusieurs couches. Nous utilisons un recuit intermédiaire à l'aide d'une étuve IR avec 100% de puissance d'une durée d'exposition de 5mn.

Pour les premiers tests et en vue d'optimiser les dépôts, nous n'imprimons pas directement les antennes mais nous travaillons sur un motif de plusieurs lignes de différentes largeurs : 20, 2, 1, 0.5, 0.1 mm, et de hauteur de 50mm.



II. 28 Lignes de différentes largeurs pour l'optimisation des dépôts.

Parmi ces motifs, nous utilisons le rectangle de taille 50x20 mm² pour mesurer l'épaisseur et la conductivité des dépôts.

Les lignes servent de support visuel pour estimer la résolution. Nous fixons un étalon de résolution à l'aide de la ligne de largeur de 0.1mm. Nous estimons qu'un dépôt présente une résolution suffisante si la ligne de largeur 0.1mm est continue et homogène.

Nous présentons dans le tableau ci-dessous les résultats de dépôts avec différents prétraitements associés à un écran de sérigraphie de toile 120/31 (masque).

Chapitre II : Caractérisation de matériaux



II.29 Comportement de l'encre dans l'écran de sérigraphie (phase fin d'application).

Encre Clevios SV											
Configuration	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Support	verre nu lisse					Verre dépoli					
Prétraitement	φ	35°C	F	F + MEMO	Pyrosil	φ	F	AMEO	Pyrosil		
Toile	120/31										
Vitesse sérigraphie (mm/s)	200									400	600
Traitement thermique	80°C										
Type de test	TI/eau 24h										
Zone de test	Lignes 2 cm	0 0 0		0 0 0	5 2 5	0 0 0			0 0 0		
	Lignes 2 et 1 mm	0 0 0		0 0 0	4 2 5	0 0 0			0 0 0		
	Lignes 0.5 et 0.1 mm	0 0 0		0 0 0	1 1 0	0 0 0			0 0 0		
% de notes de 0 à 2	100%		100%			100%			100%		
% de notes 3											
% de notes 4 et 5						44%					
conductivité	2150		5550	2506	4675			1735		2680	1220
Traitement thermique	135 °C										
Type de test	TI/eau 13h/eau24H										
Zone de test	Lignes 2 cm		0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0	0 0 0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 x
	Lignes 2 et 1 mm		0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0	0 0 0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 x
	Lignes 0.5 et 0.1 mm		0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0	0 0 0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 0 x	0 0 0 0 x
% de notes de 0 à 2		/			100%			/			
% de notes 3											
% de notes 4 et 5											
conductivité		9523	940	3555	7620	3300		7272	8090		
Traitement thermique	Dual cure										
Type de test	TI/eau 24h										
Zone de test	Lignes 2 cm		0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 x	0 0 0 0	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x
	Lignes 2 et 1 mm		0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 x	0 0 0 0	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x
	Lignes 0.5 et 0.1 mm		0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 x	0 0 0 0	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x	0 0 0 x
% de notes de 0 à 2		100%		/	100%				x		
% de notes 3											
% de notes 4 et 5											
conductivité			890	2358	1100	1180	3010	3360	4212		

Tableau II.1 tableau synthétique des résultats de test du Pedot de type SV.

Chapitre II : Caractérisation de matériaux

L'adhérence des produits sur verre est notée sur une échelle de 0 pour la plus forte adhérence et 5 pour la plus faible adhérence. Nous désignons par x les configurations dont le dépôt est complètement lavé par l'immersion dans l'eau pendant 24h.

Après cette phase d'optimisation précédemment décrite, nous déposons de fines épaisseurs de l'ordre de 300 nm lors d'un recuit de 80°C ou de 135°C et d'environ 250nm lors d'un recuit dual cure à l'arche. Au regard de la faible conductivité du Pedot, une épaisseur de dépôt plus importante est requise afin d'obtenir des performances de rayonnement compatible avec l'application. D'autres essais ont été réalisés impliquant des écrans de sérigraphie de toiles différentes en termes d'épaisseur et de maille.

L'écran de sérigraphie optimal en termes d'homogénéité et de résolution correspond à une toile 68 avec un rapport d'émulsion de 55 μm . Avec ces conditions nous pouvons atteindre un dépôt de 1.1 μm lors d'une seule application sérigraphique. Au-delà, le compromis épaisseur de dépôt-résolution est affecté : un nombre réduit de fils/cm de la toile permet de déposer plus d'épaisseur mais dégrade la résolution.

L'épaisseur de dépôt peut également être améliorée en augmentant l'épaisseur d'émulsion (hauteur de marche) mais cette approche est limitée par l'apparition de phénomènes de bavure et d'étalement de l'encre.

Avec les conditions de sérigraphie citées ci-dessus, nous parvenons à obtenir un dépôt d'environ 1 μm d'épaisseur pour une conductivité de 10000 s/m.

Malgré les fortes pertes résistives dues à la faible conductivité et l'épaisseur de dépôt inférieure à l'épaisseur de peau (170 μm), nous avons pu obtenir des performances de rayonnement d'antenne pouvant aller jusqu'à 15 cm. Mais cela reste insuffisant pour la plupart des applications et la distance reste en champ proche avec une distribution de puissance non maîtrisée ou contrôlée.

Pour avoir de meilleures performances de rayonnement, nous avons déposé plusieurs couches afin d'augmenter la conductivité et réduire les pertes ohmiques. 6 couches ont été déposées avec un séchage intermédiaire en utilisant une étuve IR à 100% de la puissance pendant 300s. Ces étapes de séchage intermédiaires permettent de figer l'épaisseur précédente et ainsi procéder à un nouveau dépôt.

En effet, le PEDOT est à forte concentration liquide et seulement environ 5% de l'épaisseur humide reste après séchage. Une superposition avant séchage n'augmente pas l'épaisseur finale après séchage. Avec cette configuration de 6 couches, nous avons pu déposer 6 μm

avec une conductivité de 15000 S/m ce qui donne une antenne qui rayonne jusqu'à 75 cm de distance (valeur mesurée).

II.3.4.2 Encre à base de PEDOT type jet d'encre

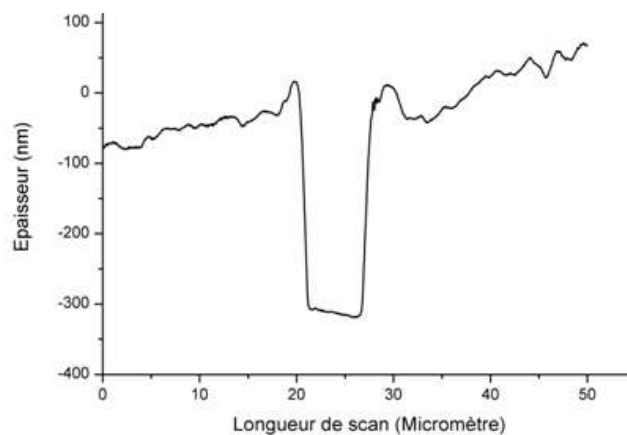
Ici, nous détaillons les conditions de dépôt et de caractérisation d'une nouvelle encre de type PEDOT compatible jet d'encre. La viscosité de cette encre de référence commerciale Clevios Pjet 700 N varie entre 5 et 20 mPas.

Ce produit n'adhérant pas sur verre, nous avons optimisé le prétraitement MEMO et Pyrosil pour améliorer l'adhérence.

L'épaisseur déposée par ce produit est également très faible, de l'ordre de 200 nm seulement pour une conductivité d'environ 50 000 S/m. Pour la réalisation d'antennes avec de bonnes performances de rayonnement, nous devons également déposer plusieurs couches. Avec un dépôt optimisé de 10 μm d'épaisseur nous avons un film conducteur de 65000 S/m, mais pour des motifs complexes d'antennes nous observons des phénomènes de bavures qui interviennent à cause de la faible viscosité du produit. Cela a un impact sur les performances de l'antenne et peut même causer des courts-circuits. Ce type de produit devrait être amélioré en matière de viscosité et de stabilité pour une utilisation dans le cadre d'une application RFID.

II.3.5 Mesures de l'épaisseur des dépôts

Les mesures d'épaisseur sont effectuées au profilomètre BRUKER DEKTAKXT sur des micro-zones d'arrachages. La figure suivante montre un exemple de résultat de mesure.



II.30 résultat de mesure d'épaisseur sur profilomètre.



II.31 Photographie d'un échantillon mesuré sur profilomètre.

II.3.6 Mesure de la conductivité des dépôts

Avant de discuter et d'analyser les résultats, nous présentons ici quelques définitions utiles pour la compréhension du contexte générale de cette étude.

Résistance de surface (Rs) : dans le cas d'une structure d'épaisseur constante t , la résistance de surface est égale au ratio entre la résistivité volumique ρ et l'épaisseur t : $R_s = \rho/t$

L'unité de la résistance de surface est Ω/square ou Ω/\square . Pour la même épaisseur d'un même matériau, un carré de ce composé a toujours la même R_s (quelles que soient ses dimensions). Dans le cas spécial d'un carré $R_s = R$ (Résistance électrique). L'intérêt de la résistance de surface est qu'on peut la mesurer facilement par la méthode de 4 points.

Résistivité volumique : il s'agit d'une constante spécifique pour chaque matériau, qui quantifie sa capacité à s'opposer à la circulation du courant électrique. Elle est symbolisée par la lettre grecque ρ (Rho), et a pour unité Ohm-mètre ($\Omega.m$). Pour un matériel d'épaisseur constante on a $\rho = R_s.t$

Conductivité électrique : c'est l'inverse de la résistivité volumique, elle est symbolisée par la lettre grecque σ (sigma). $\sigma = 1/\rho$. C'est une grandeur électrique qui quantifie la conduction d'un matériau.

Résistance électrique : La résistance d'un matériau, symbolisée par R , est le rapport entre la tension électrique appliquée et le courant électrique qui circule :

$$R = \frac{V}{I} = \frac{\rho.l}{w.t} = \frac{R_s.l}{w}$$

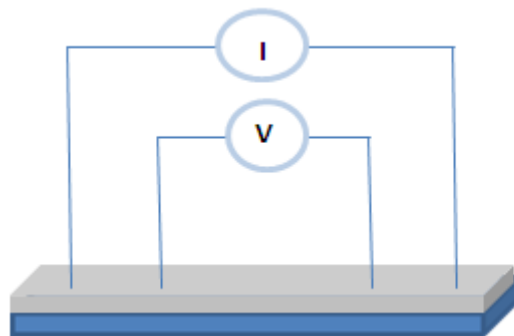
Tels que : l : est la longueur du matériau (ou dépôt), w : la largeur et t : l'épaisseur.

Mesure de conductivité : Pour mesurer la conductivité des dépôts, la première étape consiste en la mesure de la résistance de surface R_s par la méthode de 4 points. La deuxième étape est la mesure de l'épaisseur t des dépôts par profilomètre. La conductivité est alors calculée par la relation suivante :

$$\sigma = \frac{1}{R_s \cdot t}$$

Pour minimiser les pertes ohmiques de contact, on a réalisé des contacts ohmiques à base de colle d'argent sur les dépôts recuits à 200 °C pendant 30 min, ce qui permet également de déposer les pointes sans arracher le dépôt.

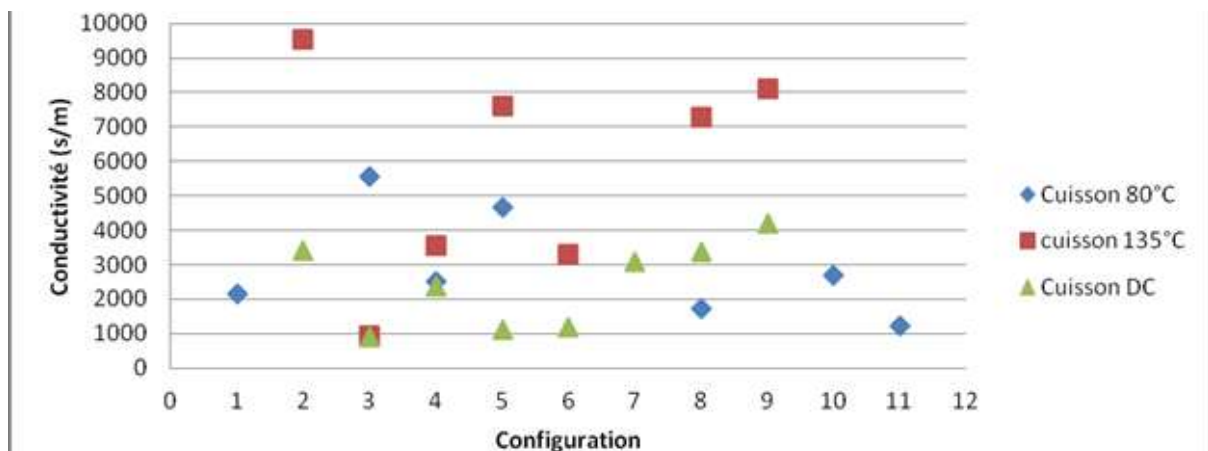
Pour certains dépôts de polymères nous avons fait des dépôts d'encre d'argent sur le support à l'aide d'un pinceau pour pouvoir mesurer à l'aide des pointes d'un multimètre sans abîmer le dépôt du polymère (Figure II.35) .



II.32 Dispositif de mesure 4 points.

On a $R = V/I$ et pour une distance équivalente entre les différentes pointes on obtient :

$$R_s = \pi / \ln(2) \cdot R = 4,53 R.$$



II.33 Valeur de conductivité des dépôts en fonction des différentes configurations.

À partir du graphe de conductivité (figure II.31), on remarque qu'on a tendance à avoir une bonne conductivité pour les dépôts recuits à 130°C.

D'une manière générale, la conductivité dépend de l'épaisseur et de la formation d'un film plus au moins homogène et continu. En effet, pour certaines configurations, on observe au profilomètre quelques discontinuités et des micro-zones d'arrachage du dépôt. Une rugosité de surface pouvant aller jusqu'à 50 nm d'amplitude est également observée.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes méthodes de caractérisation sont présentées. Un état de l'art succinct a mis en évidence la difficulté de disposer d'un outil de caractérisation radioélectrique adaptable à des substrats de formes géométriques complexes. Une nouvelle méthode de caractérisation à base d'un T résonant sur un substrat souple a été développée et détaillée. Cette méthode est appliquée au domaine verrier : la permittivité relative et les pertes tangentielles ont été expérimentalement déterminées à l'aide de cette méthode appliquée à des articles de verre creux en présence ou non de liquide. Différentes compositions de verre ont ainsi été caractérisées du point de vue radioélectrique. Cette base de données expérimentale est un point clé de la conception des antennes qui fait l'objet du chapitre III. Cette méthode a été modélisée par simulation électromagnétique 3D et par calcul numérique, puis expérimentalement vérifiée sur la base d'un étalon connu avec une erreur de précision obtenue inférieure à 5%. Typiquement, le verre caractérisé présente une permittivité relative de 5,6 et des pertes tangentielles de l'ordre de $2 \cdot 10^{-2}$. L'introduction du liquide (passage bouteille vide à bouteille pleine) induit un décalage fréquentiel moyen de 40 MHz et une dégradation du facteur de qualité. Ces informations de caractéristiques radioélectriques de l'environnement du tag sont cruciales pour la conception d'antennes opérant de manière insensible à l'environnement.

La deuxième partie du chapitre II est consacrée à l'étude des produits conducteurs utilisés pour la réalisation d'antennes RFID UHF. Nous exposons les différents produits et techniques d'impression utilisées, cela inclut les procédés classiques de gravure mécanique de cuivre, les encres à base de nanoparticules conductrices (or, argent, cuivre ...) ainsi que les polymères conducteurs. Si certains de ces produits sont à maturité industrielle, il nous a paru nécessaire d'exposer certains produits innovants à fort potentiel de développement pouvant apporter une réelle valeur ajoutée au développement de technologies RFID. Cela concerne

Chapitre II : Caractérisation de matériaux

principalement les polymères conducteurs organiques et plus particulièrement les produits transparents ou translucides. Les encres conductrices retenues pour la phase de réalisation ont ensuite été présentées et caractérisées par la méthode des quatre pointes. La description des étapes d'optimisation des dépôts d'antennes clôture ce chapitre.

Chapitre III. Simulations et réalisations d'antennes RFID UHF

III.1 Introduction

Les objectifs de ce chapitre sont l'optimisation, la réalisation et la validation expérimentale d'antennes RFID UHF évoluant dans un environnement contraint et variable. Les solutions développées devront lever les verrous liés au dysfonctionnement d'un tag RFID UHF à proximité immédiate d'un produit liquide et adapté à la traçabilité des articles de verre creux.

Nous commençons ce chapitre avec un état de l'art global des paramètres circuits et de rayonnement d'antennes. Nous nous focalisons par la suite sur les détails de fonctionnements d'antennes RFID UHF et définitions d'outils de simulations.

Quelques techniques d'optimisation sont présentées et illustrées par des exemples d'antennes réalisées et validées expérimentalement. Des techniques de mesures d'impédances et de diagrammes de rayonnement ont été spécifiquement développées dans cette thèse pour améliorer sensiblement la précision afin de bien caractériser un tag RFID dans son environnement applicatif.

Afin de développer des tags insensibles à l'environnement et fonctionnant indifféremment en fonction de la présence ou non d'un liquide à l'intérieur d'un article de verre creux, nous mettons en évidence toutes les sources de désadaptations et de pertes. Nous exposons ensuite les solutions proposées pour améliorer les portées de lecture des tags. Nous présentons plusieurs réalisations d'antennes à double structure résonante permettant un fonctionnement en présence ou non du liquide.

Il est important de préciser qu'une antenne à double structure résonante telle que considérée dans le cadre de cette étude n'est pas une antenne bi-résonnante. Ce concept désigne une antenne capable de résonner avec de bonnes performances de rayonnement dans la même plage fréquentielle dans deux environnements de caractéristiques radioélectriques différentes, grâce à deux chemins électriques différents.

Pour clore le chapitre, des perspectives déjà amorcées proposent d'étudier des tags 100 % biocompatibles et biodégradables permettant la généralisation d'électronique verte pour la

traçabilité des articles toutes en préservant la santé et l'environnement. Ces études sont illustrées avec l'optimisation d'une antenne à base de Polymère imprimé sur verre et un tag réalisé sur un substrat polyamide associé à un dépôt d'or.

III.1 Paramètres fondamentaux d'antennes

III.1.1 Paramètres circuit

III.1.1.1 Impédance

L'impédance d'une antenne comme tout autre composant électrique représente le rapport entre la valeur efficace de la tension induite à ses bornes et le courant qui y circule. De manière générale, on s'intéresse à l'impédance d'entrée d'une antenne, ce qui correspond au point d'alimentation ou de réception. On définit également l'impédance d'entrée d'une antenne comme étant le rapport entre les champs électrique et magnétique à ses bornes (sans charge). L'impédance d'un dipôle $\lambda/2$ parfait est égale à 73 Ohm à la résonance, ce qui correspond à l'impédance pour laquelle le générateur ou le récepteur doit être adapté pour un transfert optimal d'énergie.

De manière générale, l'impédance d'une antenne est complexe :

$$Z_a = R_a + jX_a = R_p + R_r + jX_a \quad (\text{III.1})$$

Où :

- R_a est la résistance totale de l'antenne, somme de la résistance de rayonnement R_r et de la résistance de pertes R_p .

- X_a représente la partie complexe de l'impédance de l'antenne, celle-ci peut être capacitive (négative) ou inductive (positive). L'impédance $Z_a(f)$ d'une antenne varie en fonction de la fréquence et on adopte généralement sa représentation sur l'abaque de Smith.

La figure ci-dessous représente le schéma équivalent d'une antenne d'impédance $Z_a = R_p + R_r + jX_a$, alimentée par un générateur d'impédance $Z_g = R_g + jX_g$ [III.1]

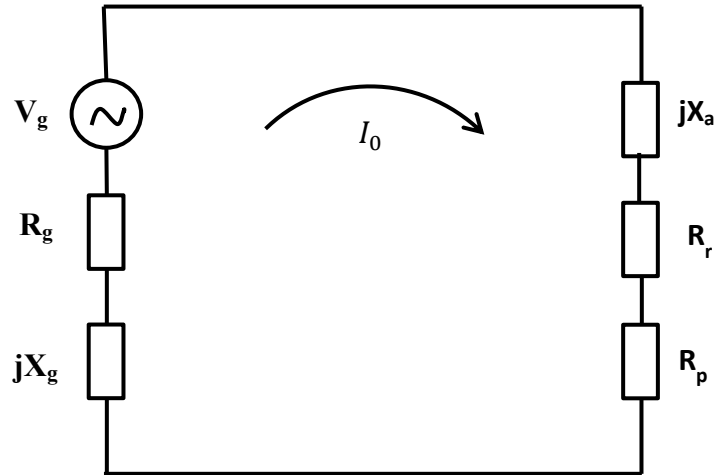


Fig. III.1 Schéma équivalent d'une antenne en transmission.

Supposons l'antenne d'impédance $Z_a = R_a + jX_a = (R_p + R_r) + jX_a$ en charge d'un générateur d'impédance $z_g = R_g + jX_g$ tel que :

- R_g est la résistance du générateur.

- X_g est la réactance du générateur.

Le générateur ayant une f.e.m. V_g , le courant total circulant à travers le circuit équivalent est donné par I_0 [III.2]:

$$I_0 = \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_a + Z_g} = \frac{V_g}{(R_g + R_p + R_r) + j(X_a + X_g)} \quad (III.2)$$

Le module du courant est ainsi donné par :

$$|I_0| = \frac{|V_g|}{\sqrt{(R_g + R_p + R_r)^2 + (X_a + X_g)^2}} \quad (III.3)$$

La puissance délivrée à l'antenne s'exprime alors en fonction de la résistance de rayonnement et la résistance de perte :

$$P_a = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_a = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r + R_p}{(R_r + R_p + R_g)^2 + (X_a + X_g)^2} \right] \quad (III.4)$$

Une partie de la puissance délivrée à l'antenne est dissipée sous forme de pertes ohmiques dues à la résistance de pertes :

$$P_p = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_p = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_p}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_a + X_g)^2} \right] \quad (\text{III.5})$$

Le reste de la puissance est dissipé par la résistance interne du générateur R_g :

$$P_g = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_a + X_g)^2} \right] \quad (\text{III.6})$$

La puissance utile délivrée à l'antenne qui contribue au rayonnement est donnée par :

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_a + X_g)^2} \right] \quad (\text{III.7})$$

Nous remarquons que cette relation admet un maximum quand l'impédance de l'antenne correspond à l'impédance complexe conjuguée du générateur.

$$\left. \begin{array}{l} R_a = R_r + R_p = R_g \\ X_a = -X_g \end{array} \right\} \text{ Impédance complexe conjuguée} \quad (\text{III.8})$$

Les nouvelles relations de P_r , P_p , P_g sont, dans ce cas, données par :

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_p)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_p)^2} \right] \quad (\text{III.9})$$

$$P_p = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_p}{(R_r + R_p)^2} \right] \quad (\text{III.10})$$

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_p)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{1}{R_r + R_p} \right] = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (\text{III.11})$$

Nous remarquons que la puissance dissipée dans le générateur P_g est la somme de la puissance rayonnée P_r et la puissance dissipée par la résistance de perte P_p

$$P_g = P_r + P_p = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_p)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r + R_p}{(R_r + R_p)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{1}{R_r + R_p} \right] \quad (\text{III.12})$$

La puissance délivrée par le générateur dans le cas d'adaptation complexe conjuguée est :

$$P_F = \frac{1}{2} V_g I_g^* = \frac{1}{2} V_g \left[\frac{V_g^*}{2(R_r + R_p)} \right] = \frac{|V_g|^2}{4} \left[\frac{1}{R_r + R_p} \right] = \frac{P_g}{2} \quad (\text{III.13})$$

Nous remarquons que la moitié de la puissance fournie par le générateur est dissipée par la résistance interne du générateur.

Une partie de la puissance restante est perdue sous forme de pertes ohmiques par la résistance de perte de l'antenne P_p et le reste est rayonné par la résistance de rayonnement P_r . Cela équivaut à dire que, dans le cas complexe conjugué où le maximum d'énergie est rayonné, l'antenne peut rayonner la moitié de la puissance fournie par le générateur dans le cas d'antenne sans pertes ($P_p = 0$).

Par analogie, et selon le théorème de réciprocité, on peut décrire le cas d'une antenne en réception par une tension induite à ses bornes égale à V_T .

Ainsi, la puissance totale disponible aux bornes de l'antenne est :

$$P_C = \frac{1}{2} V_T I_T^* = \frac{1}{2} V_T \left[\frac{V_T^*}{2(R_r + R_p)} \right] = \frac{|V_T|^2}{4} \left(\frac{1}{R_r + R_p} \right) \quad (\text{III.14})$$

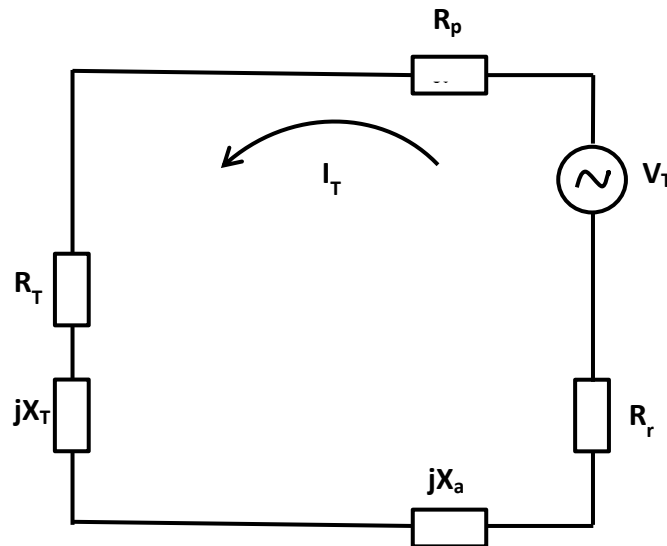


Fig. III.2 Schéma équivalent d'une antenne RFID UHF en Réception.

La condition d'adaptation d'impédance complexe s'exprime comme suit :

$$R_r + R_p = R_T \text{ et } X_a = -X_T \quad (\text{III.15})$$

Dans ce cas, la moitié de la puissance disponible est délivrée à la charge utile comme l'indique l'expression suivante :

$$P_T = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_T}{(R_r + R_p)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left(\frac{1}{R_r + R_p} \right) = \frac{|V_T|^2}{8R_T} \quad (\text{III.16})$$

L'autre moitié de la puissance est soit à nouveau rayonnée (P_r), soit dissipée sous forme de pertes (P_p).

$$P_r = \frac{|V_T|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_p)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_p)^2} \right] \quad (\text{III.17})$$

$$P_p = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_p}{(R_r + R_p)^2} \right] \quad (\text{III.18})$$

III.1.1.2 Bande passante

La bande passante d'une antenne est définie par des caractéristiques qui assurent un fonctionnement optimal dans une plage de fréquence pour un usage spécifique. Il existe donc plusieurs définitions de ce paramètre. La plus communément utilisée correspond à la bande passante en adaptation (d'impédance) où l'on fixe le coefficient de réflexion S_{11} à un certain niveau maximum (-10 dB dans la majeure partie des cas). En effet, le paramètre S_{11} est une mesure de l'adaptation de l'antenne à l'impédance de la source Z_g et la ligne qui les relie, qui s'écrit :

$$S_{11} = \frac{Z - Z_g^*}{Z + Z_g^*} \quad (\text{III.19})$$

Z étant l'impédance d'entrée de l'antenne qui varie en fonction de la fréquence et Z_g est l'impédance du générateur.

La définition de la bande passante d'une antenne revient donc à fixer un niveau de S_{11} à ne pas dépasser pour atteindre les performances souhaitées sur la bande de fréquence de fonctionnement.

On définit la bande passante relative BP_r exprimée par :

$$BP_r = \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (\text{III.20})$$

Où f_h et f_l sont respectivement les fréquences haute et basse de la bande passante (S_{11} reste au-dessous de la limite fixée), f_c étant la fréquence centrale de la bande considérée.

Pour les antennes ultra-large bande, on définit la bande passante par le rapport entre la fréquence haute et la fréquence basse, par exemple une antenne de bande passante égale à 10 :1 correspond au fait que la fréquence haute est dix fois supérieure à la fréquence basse.

En plus de la bande passante en adaptation définie ci-dessus, on peut également définir la bande passante d'une antenne en matière de caractéristiques liées au diagramme de rayonnement. Cela peut concerner la largeur de faisceau, la direction de rayonnement maximale, la polarisation, le gain, l'efficacité de rayonnement ainsi que les lobes secondaires.

Comme précédemment, on définit la bande passante en rayonnement en fonction de la fréquence haute et fréquence basse par rapport à la fréquence centrale.

Par exemple, on peut définir une bande passante par la plage fréquentielle pour laquelle les niveaux des lobes secondaires restent 20 dB inférieur au lobe principal, ou les fréquences pour lesquelles la direction maximale de rayonnement reste orientée dans la même direction.

On peut également définir la bande passante par deux ou plusieurs critères jumelés tels qu'un niveau donné de S_{11} associé à une résistance de rayonnement donnée, dont la considération est fondamentale pour le transfert d'énergie d'un émetteur vers un espace et de l'espace libre vers un récepteur. Une bonne adaptation n'offre pas forcément une bonne résistance de rayonnement [III.3], on peut également la définir à partir du diagramme de directivité en particulier la directivité maximale.

III.1.1.3 Facteur de qualité

Le facteur de qualité est un paramètre intrinsèque d'un système résonnant, la connaissance de ce paramètre donne une idée sur les autres paramètres caractérisant l'antenne [III.4]. Le facteur de qualité est calculé à la fréquence de résonance, il est défini en analogie avec les circuits linéaires comme suit :

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0 W(\omega_0)}{P(\omega_0)} \quad (\text{III.21})$$

Où w_0 est la pulsation de résonance, $W(w_0)$ l'énergie électromagnétique emmagasinée, $P(w_0)$ est la puissance dissipée dans l'antenne qui comprend les puissances associées au rayonnement et aux pertes.

Il existe dans la littérature des formules permettant de calculer le facteur de qualité d'un système rayonnant à partir de son impédance d'entrée autour de la fréquence de résonance [III.5].

III.1.1.4 Coefficient de réflexion et coefficient de transmission

Les systèmes microondes en général se composent d'un générateur d'impédance Z_g qui alimente un système d'impédance d'entrée complexe représentée par Z_c . Le système est connecté au générateur par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 .

Une ligne de transmission agit comme un transformateur d'impédance, ainsi l'impédance vue par la charge est différente de l'impédance du générateur. L'impédance présentée au niveau du plan de charge correspond à l'impédance ramenée par la ligne qui varie en fonction des pertes, la longueur de la ligne et la fréquence.

Le coefficient de réflexion en un point z donné le long d'une ligne est défini comme suit [III.6] :

$$\Gamma(z) = \frac{\tilde{V}_-}{\tilde{V}_+} e^{j2\beta z} \quad (\text{III.22})$$

Où :

- \tilde{V}_- est la valeur complexe du potentiel de l'onde incidente (direction du générateur vers la charge).
- \tilde{V}_+ est la valeur complexe du potentiel de l'onde réfléchi (direction de la charge vers le générateur).
- $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ est la constante de propagation.

L'impédance en n'importe quel point de la ligne de transmission peut également être exprimée selon la coordonnée longitudinale z , telle que :

$$\frac{Z(z)}{Z_0} = \frac{1+\Gamma(z)}{1-\Gamma(z)} \quad (\text{III.23})$$

Contrairement à la dépendance de l'impédance d'une ligne à la coordonnée z , la valeur du coefficient de réflexion en fonction de z est simple à représenter graphiquement : le module de Γ varie sur des cercles de rayon constant. La représentation graphique dans un plan complexe correspond à la valeur de l'amplitude $|\tilde{V}_-/\tilde{V}_+|$ en fonction de l'angle $\theta + 2\beta z$, θ étant l'angle à la position $z=0$. Le coefficient de réflexion représenté sur un plan complexe tourne dans le sens antihoraire si l'on se dirige vers la charge ou selon le sens horaire si l'on se dirige vers la source. L'angle de rotation est défini par la relation suivante : $4\pi(\frac{z}{\lambda})$

En vue de déterminer la valeur de l'impédance associée à une valeur donnée du coefficient de réflexion, nous traçons la valeur de l'impédance normalisée dans le plan Γ .

Considérons l'impédance normalisée représentée par sa partie résistive r et réactive x :

$$Z_n = \frac{Z}{Z_0} = r + jx \quad (III.24)$$

En remplaçant l'expression de Z_n dans (III.24) et en considérant la valeur complexe de Γ telle que $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$, nous aurons les valeurs de r et x en fonction du coefficient de réflexion :

$$r = \frac{(1-\Gamma_r^2-\Gamma_i^2)}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2} \quad (III.25)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2} \quad (III.26)$$

Les équations (III.25) et (III.26) peuvent s'écrire comme des équations de cercles de centre $(\frac{r}{r+1}, 0)$ et $(1, \frac{1}{x})$ et de rayons respectivement égaux à $\frac{1}{1+r}$ et à $\frac{1}{x}$

$$(\Gamma_r - \frac{r}{r+1})^2 + \Gamma_i^2 = (\frac{1}{1+r})^2 \quad (III.27)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - \frac{1}{x})^2 = (\frac{1}{x})^2 \quad (III.28)$$

En traçant les contours des cercles des constantes normalisées des valeurs des résistances r et réactances x , nous obtiendrons un abaque de cercles de constantes résistance et constantes réactance. On appelle cette représentation graphique l'abaque de Smith, et l'ensemble de cercles ainsi constitués dans le plan complexe de Γ permet d'avoir la

correspondance entre la valeur de l'impédance et la valeur du coefficient de réflexion en chaque point.

Une fois le coefficient de réflexion connu, nous pouvons représenter la distribution du potentiel comme suit :

$$\tilde{V} = \tilde{V}_+ e^{-j\beta z} [1 + \Gamma(z)] \quad (III.29)$$

Cette distribution d'amplitude en fonction de z peut être exprimée de manière plus explicite par la quantification du rapport d'onde stationnaire (ROS), qui correspond au rapport entre les amplitudes de tensions maximale et minimale. Selon l'équation (III.30), l'amplitude varie en fonction de $1 + \Gamma(z)$ la valeur du ROS peut donc être obtenue comme suit :

$$ROS = \frac{(1+\Gamma)_{max}}{(1+\Gamma)_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (III.30)$$

Le ROS est une valeur de mérite pour l'adaptation d'impédance dans la bande passante le ROS doit s'approcher de 1, ce qui équivaut à un coefficient de réflexion proche de 0 (bonne adaptation).

Dans certaines applications, il n'y a pas de ligne intermédiaire entre la source et la charge comme dans le cas d'un tag RFID : on définit alors le coefficient de réflexion en puissance comme le rapport entre la puissance réfléchiée par une charge et la puissance maximale fournie à son entrée :

$$\Gamma^* = \frac{Z_c - Z_a^*}{Z_c + Z_a} \quad (III.31)$$

Le coefficient de transmission est un facteur qui quantifie la quantité d'énergie réellement transférée par la source en tenant compte des réflexions dues à la désadaptation.

Le coefficient de transmission est défini en fonction du coefficient de réflexion comme suit :

$$\tau = 1 - |\Gamma^*|^2 \quad (III.32)$$

Le coefficient de transmission est directement lié à l'adaptation et peut donc être exprimé en fonction de l'impédance de la charge et de l'antenne. A partir des équations (III.31) et (III.32) on a [III.7] :

$$\tau = \frac{4R_a R_c}{|Z_c + Z_a|^2} \quad (\text{III.33})$$

Le coefficient de transmission peut également être exprimé par le rapport de la puissance délivrée à la charge non adaptée, sur le maximum de puissance délivrée à une charge adaptée en utilisant les équations (III.7) et (III.9) et en négligeant les résistances de perte.

III.1.2 Paramètres de rayonnement

III.1.2.1 Densité de puissance

Une onde électromagnétique qui se propage en espace libre ou guidée transporte une puissance. Cette puissance est générée par une source de courant alternatif et la valeur de la densité de puissance instantanée $\underline{w}(x, y, z; t)$ (à l'instant t) est exprimée par la relation suivante [III.2]

$$\underline{w}(x, y, z; t) = \underline{\mathcal{E}}(x, y, z; t) \times \underline{\mathcal{H}}(x, y, z; t) \quad \text{Exprimé en W/m}^2 \quad (\text{III.34})$$

Cette valeur est connue également sous l'appellation de vecteur de Poynting instantané qui est la multiplication vectorielle de la valeur instantanée de l'intensité du champ électrique $\underline{\mathcal{E}}(x, y, z; t)$ et de la valeur instantanée de l'intensité du champ magnétique données successivement ci-dessous :

$$\underline{\mathcal{E}}(x, y, z; t) = \text{Re}[\underline{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad \text{Exprimé en V/m} \quad (\text{III.35})$$

$$\underline{\mathcal{H}}(x, y, z; t) = \text{Re}[\underline{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad \text{Exprimé en A/m} \quad (\text{III.36})$$

Le vecteur de Poynting est une valeur vectorielle orientée dans la direction de propagation, (perpendiculaire aux champs électrique et magnétique dans le cas d'une onde plane) quantifiant la densité de puissance transportée par l'onde au point de l'espace défini par les coordonnées x, y, z .

En premier lieu, nous avons considéré la valeur instantanée du vecteur du Poynting. Sachant que les champs E et H varient en fonction du temps, la valeur de la densité de puissance ainsi obtenue est également fonction du temps. Pour avoir la puissance moyenne disponible ou véhiculée par l'onde, il est important de considérer la valeur moyenne de la densité de

puissance qui est la valeur du vecteur de Poynting intégrée sur une période et normalisée sur cette même période :

Reprenons les équations (III.35) et (III.36), nous avons :

En utilisant la relation $Re(Ee^{j\omega t}) = \frac{1}{2}[Ee^{j\omega t} + E^*e^{-j\omega t}]$, les deux relations s'écrivent comme suit :

$$\underline{\mathcal{E}}(x, y, z; t) = Re[\underline{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] = \frac{1}{2}[E(x, y, z)e^{j\omega t} + E^*(x, y, z)e^{-j\omega t}] \quad (III.37)$$

$$\underline{\mathcal{H}}(x, y, z; t) = Re[\underline{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] = \frac{1}{2}[H(x, y, z)e^{j\omega t} + H^*(x, y, z)e^{-j\omega t}] \quad (III.38)$$

La relation du vecteur de Poynting peut s'exprimer ainsi par :

$$\omega = \mathcal{E} \times \mathcal{H} = \frac{1}{2}Re[E \times H^*] + \frac{1}{2}Re[E \times He^{j2\omega t}] \quad (III.39)$$

La valeur moyenne de la densité de puissance qui est l'intégrale de la densité instantanée de puissance sur une période est donné par :

$$W_{av}(x, y, z) = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} \underbrace{Re[E \times H^*]}_{(1)} + \frac{1}{2} \underbrace{Re[E \times He^{j2\omega t}]}_{(2)} = \frac{1}{2}Re[E \times H^*] \quad (III.40)$$

La première partie notée (1) de l'intégrale ne dépend pas du temps et le deuxième terme noté (2) oscille au double de la fréquence de travail est dont la moyenne est nulle.

La densité moyenne de puissance sur un point infinitésimal est donc égale à $\frac{1}{2}Re[E \times H^*]$, dont la partie réelle représente la densité de puissance moyenne rayonnée et la partie imaginaire est l'énergie réactive emmagasinée.

Le facteur $\frac{1}{2}$ de W_{av} est à utiliser si on travaille avec les valeurs maximales des champs E et H, si on travaille avec les valeurs efficaces la relation devient $W_{av}(x, y, z) = Re[E \times H^*]$

III.1.2.2 Puissance totale rayonnée

La puissance totale rayonnée est une grandeur qui permet de caractériser la qualité de l'émission d'une antenne en champ lointain. Elle est égale à la partie réelle du flux du vecteur de Poynting à travers une surface fermée entourant l'antenne.

La puissance totale traversant une surface fermée S est donnée par l'intégrale sur cette surface de la valeur normale en chaque point en cette surface de la valeur moyenne du vecteur de Poynting.

$$\begin{aligned} P_{rad} = P_{av} &= \oint_S W_{rad} \cdot ds = \oint_S W_{av} \cdot \hat{n} da & (III.41) \\ &= \frac{1}{2} \oint_S \text{Re}(E \times H^*) \cdot ds \end{aligned}$$

En d'autres termes, la puissance totale moyenne rayonnée est donnée par la double intégrale sur une surface fermée de la densité de puissance moyenne qui correspond à la partie réelle de la multiplication vectorielle de $E \times H^*$.

III.1.2.3 L'intensité de rayonnement

L'intensité de rayonnement en un point donné dans l'espace est la puissance rayonnée par une antenne pour une unité d'angle solide. On obtient l'intensité de rayonnement en multipliant la densité de rayonnement par le carré de la distance [III.2] :

$$U = r^2 W_{rad} \quad \text{Exprimé en W/angle solide} \quad (III.42)$$

$$\text{En champ lointain, nous avons } |H(r, \theta, \phi)| = \frac{|E(r, \theta, \phi)|}{2\eta} \quad (III.43)$$

Avec η est l'impédance intrinsèque du milieu de propagation.

Ce qui donne pour l'intensité de rayonnement :

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 = \frac{r^2}{2\eta} \left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] & (III.44) \\ &= \frac{1}{2\eta} \left[|E_\theta^o(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^o(\theta, \phi)|^2 \right] \end{aligned}$$

$E(r, \theta, \phi) = E^o(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r}$: Intensité du champ électrique rayonné par l'antenne.

E_θ, E_ϕ : Composantes θ et ϕ en champ lointain du champ électrique.

La composante E_r est soit inexistante, soit négligeable.

$$P_{rad} = \oint_\Omega U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin\theta d\theta d\phi \quad (III.45)$$

Avec $\sin\theta d\theta d\phi = d\Omega$ est l'élément d'angle solide

III.1.2.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est la mesure en fonction de la direction de l'espace défini par ses coordonnées θ , ϕ et r de la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne. La mesure est effectuée le long d'une sphère de rayon constant r dans la zone de champ lointain. Généralement, le diagramme de rayonnement de l'antenne est représenté en fonction du gain de l'antenne ou de la directivité. Le diagramme de rayonnement peut également être représenté par la puissance moyenne rayonnée ou en fonction du module du champ électrique $|\underline{E}|$ ou du champ magnétique $|\underline{H}|$.

Nous ne pouvons pas mesurer directement le diagramme 3D en pratique, mais nous pouvons faire une approximation en faisant des coupes 2D sur des plans représentatifs comme, par exemple, le plan correspondant à $\phi=0^\circ$, $\theta=90^\circ$ etc....

Le diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope est une sphère de rayon fixe qui représente un rayonnement uniformément distribué dans toutes les directions de l'espace (pas de direction privilégiée).

L'antenne isotrope est une antenne de référence et physiquement impossible à réaliser. Dans le cas réel, nous avons des antennes directives qui rayonnent dans hémisphère haut ou bas et dont le faisceau est focalisé dans la direction de communication.

La majorité des antennes de lecteurs RFID UHF font partie de cette catégorie dont les diagrammes de rayonnement 2D et 3D sont représentés dans les figure III.3 et III.4.

Une autre famille d'antennes directives présente une directivité plus importante de par leur nature physique comme les antennes cornets ou à l'aide d'éléments directeurs comme l'antenne Yagi-Uda. La figure de mérite d'une antenne directive est l'ouverture à -3 dB, ce qui représente l'ouverture angulaire du faisceau à la moitié de la puissance maximale rayonnée. On note également la présence de lobes secondaires dans des directions non désirées (à côté ou en arrière). La minimisation de ses lobes est importante pour le confinement des communications. On définit le ratio de lobes secondaires comme étant le rapport entre la densité de puissance du lobe principal et celle du lobe secondaire. Généralement, on cherche à minimiser les lobes secondaires jusqu'à un rapport de -20 dB.

Les figures III.5 et III.6 représentent le diagramme 3D et 2D d'une antenne omnidirectionnelle. Ce type d'antennes est non directionnel dans un plan donné, ici le plan $\theta = \pi/2$, et directionnel pour tout autre plan orthogonal. Les antennes RFID UHF composées essentiellement de dipôles ou autres antennes 2D imprimées présentent ce type de rayonnement. Pour des applications de traçabilité et d'identification d'articles par unité ou en lot, l'orientation des antennes des tags par rapport à l'antenne du lecteur n'est pas maîtrisée, d'où l'intérêt d'une antenne de tag qui rayonne de façon omnidirectionnelle dans la plan vertical de l'antenne du lecteur.

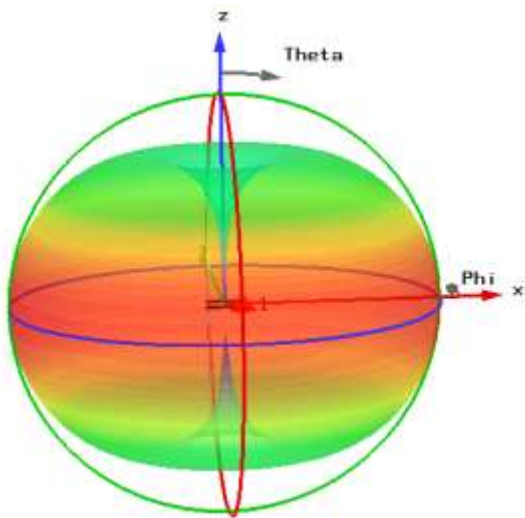


Fig. III.5 - Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne omnidirectionnelle.

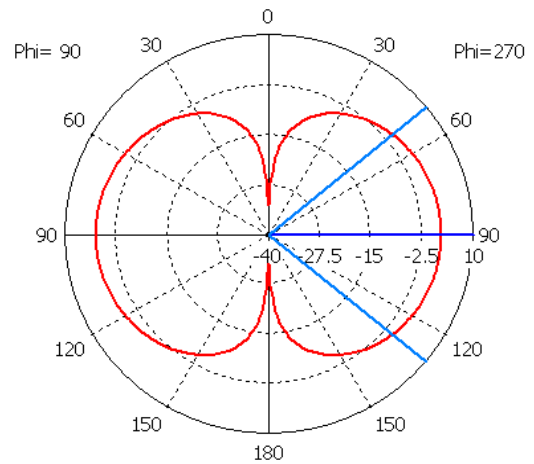


Fig. III.6 - Diagramme 2D au plan $\phi=0^\circ$.

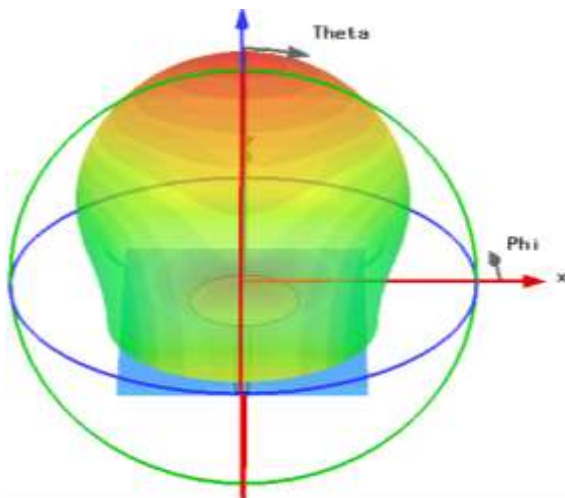


Figure 1Fig. III.3 Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne directive.

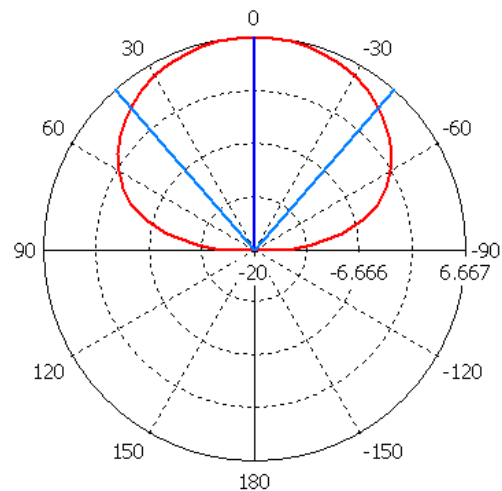


Fig. III.4 Diagramme de rayonnement 2D d'une antenne directive - plan $\phi=90^\circ$.

III.1.2.5 Directivité

Dans un trièdre défini par les coordonnées sphériques (r, θ, φ) à chaque point de l'espace, on peut définir la directivité d'une antenne $D(\theta, \varphi)$ qui exprime l'accroissement de la densité de puissance rayonnée dans la direction θ, φ par rapport à la densité de puissance moyenne rayonnée par unité d'angle solide dans toutes les directions de l'espace, ou par rapport à une source isotrope de même polarisation et même puissance totale.

La directivité est le rapport entre l'intensité de rayonnement dans une direction donnée définie par ses coordonnées θ, ϕ et l'intensité de rayonnement moyenne dans toutes les directions de l'espace.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{rad}}{4\pi}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (III.46)$$

Où :

- $U(\theta, \phi)$ est l'intensité de rayonnement considérée au point localisé par les coordonnées (θ, φ) .

- $\frac{P_{rad}}{4\pi}$ est l'intensité totale moyenne rayonnée.

D est un nombre sans dimension. On appelle généralement directivité le maximum de la fonction $D(\theta, \varphi)$, or la directivité peut être définie dans n'importe quel point de l'espace, elle permet de caractériser l'émission ou la réception des ondes dans une direction considérée.

La directivité maximale est exprimée par le rapport d'intensité de rayonnement maximum sur l'intensité de rayonnement moyenne :

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (III.47)$$

La directivité d'une antenne isotrope est égale à l'unité.

Pour une toute autre antenne la directivité maximale est toujours supérieure à 1. En revanche, dans d'autres directions de l'espace, la directivité peut être inférieure à l'unité, voire même nulle.

En se basant sur l'expression générale de l'intensité de rayonnement exprimée en fonction des composantes du champ électrique en champ lointain $E_{\theta}^0(\theta, \phi)$, $E_{\phi}^0(\theta, \phi)$

$$U = \frac{1}{2\eta} \left[|E_{\theta}^0(\theta, \phi)|^2 + |E_{\phi}^0(\theta, \phi)|^2 \right] = B_0 F(\theta, \phi) \quad (\text{III.48})$$

Où $F(\theta, \phi)$ est une fonction caractéristique de l'intensité de rayonnement, on exprime ainsi l'intensité maximale comme suit :

$$U_{max} = B_0 F_{max}(\theta, \phi) \quad (\text{III.49})$$

Une expression générale de la directivité peut ainsi s'exprimer par :

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (\text{III.50})$$

Et l'expression de la directivité maximale est donnée par :

$$\begin{aligned} D_0(\theta, \phi) &= 4\pi \frac{F(\theta, \phi)|_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (\text{III.51}) \\ &= \frac{4\pi}{\left[\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \right] / F(\theta, \phi)|_{max}} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \end{aligned}$$

Où Ω_A est le faisceau d'angle solide défini comme étant l'angle solide à partir duquel toute la puissance de l'antenne est focalisée si l'intensité de rayonnement est constante dans toutes les angles à l'intérieur de Ω_A

En général, on exprime la directivité en dB tel que :

$$D(\text{dB}) = 10 \log_{10}(D(\text{linéaire})) \quad (\text{III.52})$$

III.1.2.6 Gain

Le gain est une autre figure de mérite quantifiant les performances de rayonnement d'une antenne. Le gain est une valeur proportionnelle à la directivité de l'antenne et prenant en compte l'efficacité de l'antenne.

Le gain d'une antenne est exprimé par le rapport entre l'intensité de rayonnement et l'intensité de rayonnement obtenue dans le cas où la puissance fournie à l'antenne est rayonnée de manière isotrope.

$$Gain = G = 4\pi \frac{\text{Intensité de rayonnement}}{\text{puissance total emise}} \quad (\text{III.53})$$

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{Valeur sans dimensions}) \quad (\text{III.54})$$

Ici $P_{in} = P_{in}^+$ est la puissance délivrée à l'antenne après les réflexions dues à la désadaptation.

P_{in} correspond à la puissance totale rayonnée pour le cas d'une antenne sans perte, dans le cas réel, une antenne présente toujours des pertes dues aux pertes de conduction et aux pertes diélectriques définies comme suit.

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (\text{III.55})$$

$e_{cd} = e_c e_d$ Efficacité de rayonnement

e_c Efficacité de conduction

e_d Efficacité diélectrique

L'efficacité de rayonnement (e_r) est définie par le rapport de la puissance totale rayonnée sur la puissance acceptée par l'antenne, ou à partir de la résistance équivalente de l'antenne. C'est le rapport de la résistance de rayonnement (R_r) sur la somme des résistances de rayonnement et de pertes (R_i).

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \rightarrow P_{in} = \frac{P_{rad}}{e_{cd}} \quad (\text{III.56})$$

Dans ce cas on exprime la valeur du gain de l'antenne comme suit :

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}/e_{cd}} = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] = e_{cd} D \quad (\text{III.57})$$

$$G_0 = G(\theta, \phi)|_{max} = e_{cd} D(\theta, \phi)|_{max} = e_{cd} D_0 \quad (\text{III.58})$$

Cette définition de gain ne prend pas en compte les pertes de réflexion et donne la capacité de l'antenne à rayonner une puissance délivrée ou acceptée (P_{in})

III.1.2.7 Efficacité totale de l'antenne

La puissance acceptée (P_{in}^+) par l'antenne est égale à la puissance conduite incidente à l'antenne P_{in}^- multipliée par l'efficacité de réflexion e_r telle que :

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (III.59)$$

$$P_{in}^+ = e_r P_{in}^- \quad (III.60)$$

Les différents paramètres d'antennes sont représentés sur la figure III.7. Le plan de réflexion est l'interface au niveau d'alimentation où l'impédance d'entrée d'antenne est mesurée.

La puissance rayonnée est égale à la puissance acceptée par l'antenne moins les pertes de rayonnement :

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in}^+ \quad (III.61)$$

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in}^+ = \underbrace{e_{cd} e_r}_{e_0} P_{in}^- \quad (III.62)$$

On définit ainsi l'efficacité totale de l'antenne e_0 qui relie P_{rad} et P_{in}^- ($P_{rad} = e_0 P_{in}^-$)
L'efficacité totale est donc le rapport de la puissance totale rayonnée sur la puissance incidente à l'antenne, elle s'écrit :

$$e_0 = e_r e_c e_d = e_r e_{cd} \quad (III.63)$$

$$e_0 = (1 - |\Gamma|^2) e_{cd} \quad (III.64)$$

e_0 : Efficacité totale

e_r : Efficacité de réflexion

e_{cd} : Efficacité de rayonnement

La puissance rayonnée par l'antenne est la puissance acceptée (délivrée) P_{in} à l'antenne moins les pertes e_{cd} .

Nous définissons le gain absolu « G_{abs} » qui ; en contraste avec le gain précédemment défini, prend aussi en considération les pertes dues à la réflexion et s'exprime en fonction de directivité comme suit :

$$G_{abs}(\theta, \phi) = e_0 D(\theta, \phi) = e_r e_{cd} D(\theta, \phi) = (1 - |\Gamma|^2) e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (III.65)$$

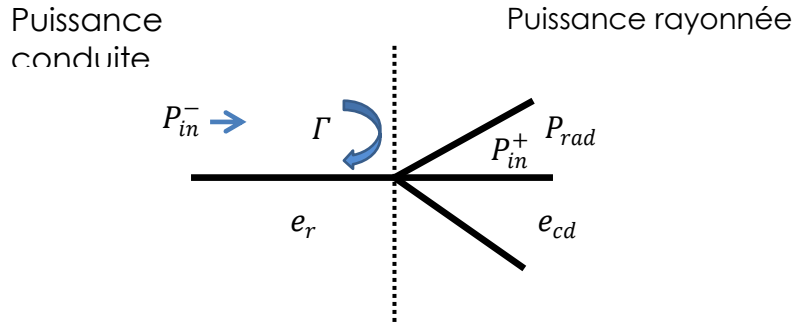


Fig. III.7 illustration des paramètres d'antenne (avant et après réflexions).

On exprime habituellement le gain en échelle logarithmique en dB

$$G_0(dB) = 10 \log_{10}(e_{cd} D_0) \quad (III.66)$$

$$G_0(dB) = 10 \log_{10}(e_{cd}) + 10 \log_{10}(D_0) \quad (III.67)$$

Ou en gain absolu :

$$(G_{abs})|_{max}(dB) = 10 \log_{10}(e_0 D_0) \quad (III.68)$$

Que ce soit en simulation ou en mesure, il est nécessaire de savoir avec quel gain on travaille, le gain absolu prend en compte l'efficacité totale de l'antenne, tandis que le gain G_0 prend en compte uniquement l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Dans ce cas il est nécessaire de multiplier par les pertes de réflexions calculées à la fréquence du gain maximum, pour prendre en compte toutes les pertes d'antenne :

$$(G_{abs})|_{max} = e_r G_0 \quad (III.69)$$

III.1.2.8 Polarisation

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée, et en un point donné de la sphère de rayonnement est définie comme étant la polarisation de l'onde rayonnée par cette antenne. On distingue le type de polarisation d'une antenne par la figure (forme) tracée par l'extrémité du vecteur du champ électrique en un point fixe donné en fonction du temps. Le point d'observation est situé sur l'axe de propagation, la polarisation d'une antenne est donc la polarisation de l'onde plane utilisée pour représenter l'onde rayonnée en un point donné.

La polarisation d'une onde peut être définie en termes d'onde rayonnée ou reçue par une antenne dans une direction donnée.

Généralement, on distingue deux composantes du champ électrique d'une antenne exprimées selon les axes θ et φ des coordonnées sphériques. Si aucune précision n'est donnée sur la direction de polarisation, on donne la polarisation associée à la direction du gain maximum de l'antenne, ce qui correspond à un maximum de puissance disponible pour une antenne en réception. Cependant, la polarisation peut être différente dans les autres directions de l'espace. On distingue trois types de polarisations : polarisation elliptique, polarisation circulaire et polarisation linéaire.

En général, la variation d'un champ électrique en fonction du temps en un point donné décrit une forme elliptique, les polarisations circulaire et linéaire sont des cas particuliers de la polarisation elliptique. Les polarisations circulaire et elliptique sont également différenciées en fonction de leurs sens de rotation. Une polarisation est dite circulaire ou elliptique droite dans le cas d'une rotation dans le sens des aiguilles d'une montre et polarisation gauche dans le cas contraire.

On peut représenter la caractéristique de polarisation d'une antenne sur toutes les directions de l'espace, c'est ce qu'on appelle le modèle de polarisation. En chaque point d'une sphère de rayonnement, on définit ainsi la co-polarisation, qui correspond à la composante de polarisation qui transporte plus d'énergie, et la polarisation croisée qui correspond à la polarisation orthogonale à la co-polarisation et qui est d'amplitude plus faible. La polarisation elliptique correspondant à la variation en fonction du temps des deux composantes croisées du champ électrique d'amplitude différentes et dont le déphasage est différent de 0 ou un multiple de π (polarisation linéaire), ou d'amplitude égale et dont le

déphasage est différent d'un multiple impair de $\pi/2$. La polarisation circulaire correspond à un champ électrique de composantes égales en amplitude et dont le déphasage est un multiple impair de $\pi/2$ (polarisation circulaire).

Une polarisation est dite linéaire si le vecteur du champ électrique reste orienté selon une direction linéaire fixe en fonction du temps.

Les valeurs instantanées des coordonnées cartésiennes du champ électrique peuvent être exprimées comme suit :

$$E_x = E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (\text{III.70})$$

$$E_y = E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (\text{III.71})$$

Dans le cas d'une polarisation elliptique, les conditions suivantes sont réunies :

$$E_{x0} \neq E_{y0} \quad (\text{III.72})$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & \text{Rotation dans le sens des aiguilles d'une montre} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & \text{Rotation dans le sens inverse des aiguilles d'une montre} \end{cases} \quad (\text{III.73})$$

Ou

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \pm \frac{n}{2}\pi \begin{cases} > 0 & \text{Rotation dans le sens des aiguilles d'unemontre} \\ < 0 & \text{Rotation dans le sens inverse des aiguills d'unemontre} \end{cases} \quad (\text{III.74})$$

$$n = 0, 1, 2, \dots \dots$$

Dans le cas spécial d'une polarisation circulaire, l'amplitude des deux composantes est identique et le déphasage est de $\pi/2$ plus ou moins un multiple de 2π

$$E_{x0} = E_{y0} \quad (\text{III.75})$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \Rightarrow$$

$$\begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & \text{Rotation dans le sens des aiguilles d'unemontre} \\ -(1/2 + 2n)\pi & \text{Rotation dans le sens inverse des aiguills d'unemontre} \end{cases} \quad (\text{III.76})$$

$$n = 0, 1, 2, \dots \dots$$

La polarisation linéaire est également un cas spécial de la polarisation elliptique, obtenu dans la condition suivante :

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \dots \dots \quad (\text{III.77})$$

Ce paramètre représente les pertes dues au désalignement angulaire entre le vecteur d'orientation de l'antenne de réception (axe principal) et le vecteur de polarisation du champ E incident. Si ces derniers axes sont parfaitement alignés on a P= 1 (pas de pertes de polarisation). Due à ces pertes de polarisation, la quantité de puissance captée par l'antenne de réception n'est pas le maximum de la puissance disponible.

Le champ électrique d'une onde incidente peut être écrit comme suit :

$$E_i = \hat{\rho}_w E_i \quad (\text{III.78})$$

Ou $\hat{\rho}_w$ est le vecteur unitaire de l'onde incidente.

La polarisation du champ électrique de l'antenne de réception peut être exprimée comme suit :

$$E_a = \hat{\rho} E_a \quad (\text{III.79})$$

Le facteur de polarisation ou les pertes de polarisation peuvent être exprimées comme suit :

$$P = |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 = |\cos\psi_p|^2 \quad (\text{III.80})$$

ψ_p est l'angle entre les deux vecteurs unitaires de l'onde émise et la polarisation de l'antenne de réception. Une antenne avec une polarisation linéaire verticale, ne peut pas communiquer avec une antenne de polarisation linéaire horizontale, car on a $P = \cos\psi_p = \cos\frac{\pi}{2} = 0$. La polarisation de l'antenne de réception peut être circulaire ou linéaire verticale/horizontale. Les pertes de polarisation pour une polarisation circulaire de l'onde est de 3dB et pour une polarisation horizontale ou verticale les pertes varient de 0 à l'infini $P \in [0, 1]$.

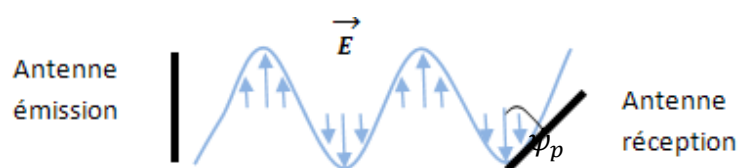


Fig. III.8 illustration du concept de perte de polarisation.

III.2 Equation de Friis

L'équation de Friis exprime la puissance reçue par une antenne en fonction d'une puissance émise par une antenne de transmission et en fonction de la distance R des deux antennes. L'équation de Friis n'est valable qu'en champ lointain, c'est-à-dire vérifiant la condition $R > 2D^2/\lambda$, D étant la plus grande dimension des deux antennes.

Supposons que P_t soit la puissance fournie pour une antenne de transmission, la densité de puissance rayonnée par l'antenne disponible à une distance R peut être exprimée comme suit :

$$W_t = \frac{P_t G_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} = e_t \frac{P_t D_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} \quad (\text{III.81})$$

où e_t est l'efficacité totale de rayonnement de l'antenne de transmission.

La surface effective de captation de l'antenne de réception est exprimée en fonction de son efficacité et sa directivité :

$$A_r = e_r D_r(\theta_r, \phi_r) \left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) \quad (\text{III.82})$$

Selon les relations (III.81) et (III.82), la puissance reçue par une antenne peut être exprimée par la puissance émise comme suit :

$$P_r = W_t \cdot A_r = P_t e_t e_r \frac{\lambda^2 D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r)}{(4\pi R)^2} \quad (\text{III.83})$$

Noté que cette relation suppose que l'antenne d'émission et l'antenne de réception sont parfaitement adaptées à leurs charges respectives et que les pertes de polarisation sont négligées. On prenant en compte le coefficient de désadaptation de chaque antenne et les pertes de polarisation, on peut exprimer le rapport entre la puissance reçue et émise par :

$$\begin{aligned} \frac{P_r}{P_t} &= e_r e_t (1 - |\Gamma_r|^2) (1 - |\Gamma_t|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r) |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 \quad (\text{III.84}) \\ &= \underbrace{e_r (1 - |\Gamma_r|^2) D_r(\theta_r, \phi_r)}_{G_{absr}} \underbrace{e_t (1 - |\Gamma_t|^2) D_t(\theta_t, \phi_t)}_{G_{abst}} \underbrace{\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2}_{\frac{P}{P}} \underbrace{|\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2}_{\frac{P}{P}} \end{aligned}$$

G_{absr} : Gain absolu de l'antenne de réception

- G_{abst} : Gain absolu de l'antenne de transmission
- PP : Pertes de propagation en espace libre
- P : Pertes de polarisation

III.3 L'équation radar

III.3.1 Communication par radiodiffusion

L'équation radar permet le calcul du bilan de liaison dans le cas où l'onde émise est réfléchiée par un objet donné dans l'espace lointain. La quantité d'énergie réfléchiée par un objet dépend de l'angle d'incidence, la polarisation, l'angle d'observation et la forme de l'objet. La section radar d'un objet symbolisée par σ est définie comme étant la surface de captation équivalente d'un objet, tel que, si la puissance captée par cette surface est rayonnée isotropiquement, produit au niveau du récepteur la même quantité d'énergie que celle réfléchiée par l'objet. Cette définition peut être exprimée mathématiquement comme suit :

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \left[\frac{\sigma W_i}{4\pi R^2} \right] = W_s \quad (III.85)$$

A partir de la relation (III.85) on peut exprimer la section radar σ d'un objet ou d'une antenne par le rapport de la densité de puissance incidente sur la densité de puissance réfléchiée successivement W_i, W_r ou par les valeurs des champs électriques ou magnétiques incidentes et réfléchies, notés successivement : E^i, E^r, H^i, H^r

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{W_r}{W_i} \right] = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|E^r|^2}{|E^i|^2} \right] = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|H^r|^2}{|H^i|^2} \right] \quad (III.86)$$

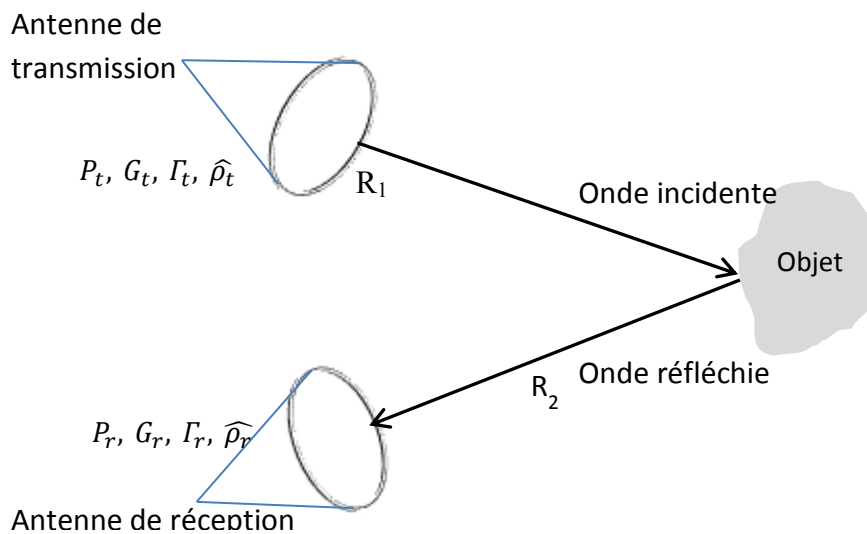


Fig. III.9 Illustration d'une communication par réflexion.

Une onde transmise par une antenne de transmission est capturée par un objet qui re-rayonne une partie de l'énergie capturée en direction de l'antenne de réception. Dans le cas où l'antenne d'émission et de réception sont positionnées au même endroit le système est appelé mono statique, et dans le cas où les deux antennes sont délocalisées le système est dit bistatique

Connaissant la section radar d'un objet, on peut exprimer la puissance capturée [III.8] en fonction de la densité de puissance incidente :

$$P_c = \sigma W_t = \sigma \frac{P_t G_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R_1^2} = e_t (1 - |\Gamma_t|^2) \sigma \frac{P_t D_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R_1^2} \quad (\text{III.87})$$

La puissance capturée est re-rayonnée isotropiquement dans toutes les directions de l'espace, la densité de puissance disponible au niveau de l'antenne de réception, peut donc être exprimée comme suit :

$$W_s = \frac{P_c}{4\pi R_2^2} = \sigma \frac{P_t G_{abst}}{(4\pi R_1 R_2)^2} \quad (\text{III.88})$$

La puissance reçue peut être ainsi exprimée par le produit de la densité de puissance disponible au niveau du récepteur (distance R_2) et la surface effective de l'antenne A_r

$$P_r = A_r W_s = \sigma \frac{P_t G_{abst} G_{absr}}{4\pi} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2 \quad (\text{III.89})$$

On peut exprimer le rapport entre la puissance transmise et la puissance reçue, en prenant en compte les pertes de polarisation. En utilisant l'équation (III.89), on a :

$$\begin{aligned} \frac{P_r}{P_t} &= \sigma \frac{G_{abst} G_{absr}}{4\pi} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2 |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_r|^2 \\ &= e_t e_r (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \sigma \frac{D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r)}{4\pi} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2 |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_r|^2 \end{aligned} \quad (\text{III.90})$$

$\hat{\rho}_w$ et $\hat{\rho}_r$ sont respectivement les vecteurs unitaires de polarisation de l'onde réfléchie et de l'onde reçue.

III.3.2 la section radar d'une antenne

La caractéristique de diffusion d'une onde électromagnétique incidente sur un objet est quantifiée par le paramètre de la surface radar de l'objet [III.9]. Ce paramètre désigné aussi en anglais par RCS (Radar cross section) ou en français par SER (surface équivalente radar). Ce paramètre de par sa définition, est exprimé en m^2 ou en dBsm (décibels par mètre carré)

La surface équivalente radar désigne l'aptitude à capter une énergie d'une onde incidente et pouvoir la rétrodiffuser par la suite.

Dans la suite de ce paragraphe, nous allons nous intéresser à la SER d'une antenne puisque ce paramètre, dans le cas d'un système RFID UHF, permet de quantifier la quantité d'énergie re-rayonnée par l'antenne, et donc disponible au niveau du lecteur. Nous allons voir par la suite que dans le cas de modulation de la section radar, il y a un compromis à faire pour à la fois avoir suffisamment de puissance transférée et de puissance re-rayonnée vers le lecteur.

La quantité du champ électrique re-rayonné par une antenne reliée à une charge Z_c , peut être exprimée en fonction des caractéristiques de l'antenne en mode de transmission :

$$E^r(Z_c) = E^r(0) - \frac{I_r}{I_t} \frac{Z_c}{Z_c + Z_a} E^t \quad (\text{III.91})$$

$E^r(Z_c)$: Champ électrique réfléchi par une antenne chargée par Z_c

$E^r(0)$: Champ électrique rayonné par l'antenne dans le cas d'un court-circuit

E^t : Champ électrique rayonné par l'antenne en mode de transmission.

I_r : Courant électrique induit par une onde incidente dans le cas d'une antenne court-circuitée

I_t : le courant de l'antenne en mode de transmission

Z_a : Impédance de l'antenne

Sachant que le coefficient de réflexion de l'antenne Γ vérifie la relation suivante : $1 + \Gamma =$

$\frac{1}{2} \frac{Z_c}{Z_c + Z_a}$, la relation (III.91) devient :

$$E^r(Z_c) = E^r(0) - \frac{I_r}{I_t} \frac{1}{2} (1 + \Gamma) E^t \quad (\text{III.92})$$

Le champ électrique réfléchi par une antenne chargée par une impédance Z_c est fonction du champ électrique rayonné par la même antenne court-circuitée moins un terme qui dépend du coefficient de réflexion et le champ électrique transmis par l'antenne en mode de transmission.

III.3.3 modulation de la section radar

En réalité la quantité de puissance re-rayonnée par une antenne est dérivée de deux caractéristiques distinctes de l'antenne. En vue d'exprimer la relation de manière à donner un sens physique aux différentes parties, on considère la relation entre le champ re-rayonné par une antenne chargée par une charge Z_c quelconque et le cas où l'impédance est chargée par son impédance complexe conjuguée $Z_c = Z_a^*$ (correspondant au maximum de puissance acceptée et rayonnée de l'antenne).

Pour se faire en remplace Z_c par Z_a^* dans (III.92) :

$$E^r(Z_a^*) = E^r(0) - \frac{I_r}{I_t} \frac{1}{2} (1 + \Gamma) E^t \quad (\text{III.93})$$

On soustrait ensuite (III.93) de (III.92) pour éliminer le champ électrique réfléchi dans le cas d'une antenne court-circuitée et on exprime la relation générale du champ re-rayonné par une antenne, chargée par une charge Z_c quelconque en fonction de champ re-rayonné par l'antenne adaptée.

$$E^r(Z_c) = E^r(Z_a^*) - \frac{I_r}{I_t} \frac{\Gamma^* Z_a}{2R_a} E^t \quad (\text{III.94})$$

On peut exprimer le courant dans le cas d'une antenne adaptée en fonction du courant dans le cas d'une antenne court-circuitée, par la relation suivante :

$$I_r Z_A = I_m^* (Z_A + Z_A^*) = 2R_A I_m^* \quad (\text{III.95})$$

On peut ainsi exprimer le champ rediffusé par l'antenne pour une charge quelconque Z_c en fonction du champ rediffusé par une antenne liée à une charge adaptée et le courant induit dans ce cas par :

$$E^r(Z_c) = E^r(Z_a^*) - \frac{I_m^*}{I_t} \Gamma^* E^t \quad (\text{III.96})$$

Tel que $\Gamma^* = \frac{Z_c - Z_a^*}{Z_c + Z_a^*}$

Cette relation peut être réorganisée de façon à mettre en évidence deux origines distinctes du champ rediffusé (voir la démonstration en annexe 1) :

$$E^r(Z_c) = \frac{I_m^*}{I_t} E^t \left(E^r(Z_a^*) \frac{I_t}{I_m^* E^t} - \Gamma^* \right) = \frac{I_m^*}{I_t} E^t (A - \Gamma^*) \quad (\text{III.97})$$

En fonction de cette nouvelle représentation du champ rediffusé, on peut exprimer la section radar de l'antenne en se référant à la reformulation de la section radar dans l'équation (III.86)

$$\begin{aligned} \sigma &= \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|E^r|^2}{|E^i|^2} \right] = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|I_m^* E^t|^2}{|I_t E^i|^2} |A - \Gamma^*|^2 \right] \quad (\text{III.98}) \\ &= \frac{\lambda^2}{4\pi} G_t^2 |A - \Gamma^*|^2 \end{aligned}$$

Le premier terme de la partie gauche de l'équation (III.98), indique le champ re-rayonné par une antenne. Il dépend du champ électrique re-rayonné par une antenne adaptée appelé mode structurel. Ce terme dépend uniquement de la forme physique de l'antenne et ne dépend pas de la charge de l'antenne. Le deuxième terme appelé mode d'antenne, ce terme dépend de la caractéristique de rayonnement de l'antenne. Il est fonction de la puissance absorbée par la charge de l'antenne et la puissance rayonnée due à la désadaptation de l'antenne.

En communication, le tag module le signal rétrodiffusé pour transmettre son identifiant.

Un tag en session de communication avec un lecteur reçoit une « Query commande » auquel le tag répond en renvoyant un « RN16 », le lecteur renvoie ensuite une commande ACK (acknowledgement command) qui contient le même RN16, si le tag reçoit la commande ACK avec le bon RN16 il répond en renvoyant son identifiant. Pour renvoyer son identifiant le tag module un signal continu (CW) envoyé par le lecteur après la commande ACK. Pour moduler et rétrodiffuser le signal reçu par le lecteur afin de communiquer son EPC, le tag change le

coefficient de réflexion entre deux états : un état adapté correspondant à un coefficient de réflexion Γ_1^* et un cas désadapté correspondant à un coefficient de réflexion Γ_2^* où on réfléchit le maximum d'énergie vers le lecteur. L'énergie moyenne reçue au niveau du lecteur dépend donc de la variation de la section radar définie par [III.10] :

$$\Delta\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_t^2 |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 \quad (\text{III.99})$$

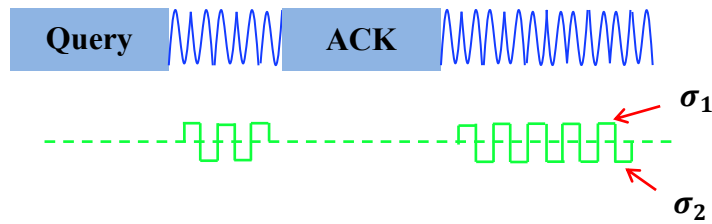


Fig. III.10 illustration d'une communication entre le lecteur et le tag pendant la session d'inventaire

III.4 Portée d'un système RFID :

III.4.1 Portée liaison montante (forward link) :

Pour la liaison montante (communication du lecteur vers le tag) la puissance reçue par la puce (P_{r_puce}) est donnée par la relation suivante [III.11] [III.12] :

$$P_{r_puce} = \underbrace{P_b \cdot G_b}_{P_{EIRP}} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot G_t \cdot |\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2 \quad (\text{III.100})$$

P_{EIRP} : Est la puissance isotrope rayonnée équivalente par l'antenne du lecteur qui correspond au produit du gain de l'antenne du lecteur et la puissance conduite délivrée par l'émetteur du lecteur. Cette valeur est limitée par les normalisations en vigueur dans chaque pays comme présenté dans le chapitre I.

$\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$: Pertes de propagation en espace libre

G_t : Gain absolu de l'antenne du tag.

$|\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2$: Pertes de polarisation entre l'onde incidente du lecteur et l'antenne du tag.

Pour fonctionner, la puce, doit avoir suffisamment de puissance pour son alimentation, la puissance minimale requise pour activer la puce est désignée par la puissance de seuil P_S .

La condition de lecture en liaison montante peut être exprimée par l'inégalité suivante : $P_{r_puce} > P_{S_puce}$. On définit également la sensibilité du tag pour caractériser les performances de l'antenne associée à la puce, la puissance de seuil du tag (P_{S_tag}) est la puissance minimale nécessaire pour la télé-alimentation du tag par une onde incidente du lecteur. On exprime la puissance de seuil nécessaire pour l'activation du tag en fonction de la puissance de seuil de la puce par la relation suivante :

$$P_{S_tag} = \frac{P_{S_puce}}{G_t} \quad (III.101)$$

La portée maximale d'un tag RFID peut ainsi être exprimée par la puissance de seuil de la puce ou du tag par :

$$r_{\max_tag} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{EIRP} G_t |\hat{\rho}_{wl} \hat{\rho}_{at}|^2}{P_{S_puce}}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{EIRP} \cdot |\hat{\rho}_{wl} \hat{\rho}_{at}|^2}{P_{S_tag}}} \quad (III.102)$$

III.4.2 Portée liaison descendante (backward link)

La portée pour la liaison descendante détermine la puissance reçue au niveau du lecteur après rétrodiffusion de l'onde par le tag. L'expression de portée de liaison montante recourt donc à l'équation radar mais aussi, il faut rajouter les pertes de modulation dues au fait que pour communiquer, la puce change sa charge entre un état bas et un état haut correspondant à des coefficients de réflexion différents désignés par Γ_h et Γ_b .

La densité de puissance disponible au niveau du tag suite à l'émission d'un signal par le lecteur est exprimée par :

$$W_i = \frac{P_b \cdot G_b}{4\pi r^2} \quad (III.103)$$

La surface de captation du tag est exprimée par :

$$A_r(\theta_r, \phi_r) = G_r(\theta_r, \phi_r) \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) \quad (III.104)$$

La puissance délivrée à la puce peut donc s'exprimer par :

$$P_{r_puce} = \underbrace{P_b \cdot G_b}_{P_{EIRP}} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot G_t |\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2 \quad (III.105)$$

La puissance moyenne re-rayonnée par le tag est exprimée par le produit de la densité de puissance et la variation de surface de section radar, qui varie en fonction de la modulation de la charge pour l'état haut et l'état bas du codage de la puce correspondant aux coefficients de réflexions Γ_1^* et Γ_2^* . Quand le tag est en communication avec le lecteur pour renvoyer son identifiant, il module par rétrodiffusion le signal continu reçu par le lecteur.

La puissance moyenne rediffusée par le tag est donnée par :

$$P_{treray} = W_i \Delta\sigma = \frac{P_b \cdot G_b}{4\pi r^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_t^2 |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 \quad (III.106)$$

La densité de puissance disponible au niveau du lecteur peut ainsi s'exprimer par :

$$W_r = \frac{P_{treray}}{4\pi r^2} = \frac{P_b \cdot G_b}{4\pi r^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_t^2 |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 \cdot \frac{1}{4\pi r^2} \quad (III.107)$$

Enfin la puissance reçue par le lecteur est exprimée par le produit de la densité de puissance disponible au niveau du lecteur et la surface de captation de son antenne :

$$\begin{aligned} P_{r_b} &= W_r \cdot A_b = \frac{P_b \cdot G_b}{4\pi r^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_t^2 |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 \cdot \frac{1}{4\pi r^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_b \\ &= P_b G_b^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^4 G_t^2 |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 \end{aligned} \quad (III.108)$$

On peut donc exprimer la distance maximale de communication entre un tag et un lecteur (pour la liaison descendante) par la relation suivante :

$$r_{\max_lec} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt[4]{\frac{P_{b_max}}{P_{r_base_min}} G_b^2 G_t^2 |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 |\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2 |\hat{\rho}_{wt} \cdot \hat{\rho}_{al}|^2} \quad (III.109)$$

Tel que $|\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2$ représente les Pertes de polarisation entre l'onde incidente par rétrodiffusion du tag et l'antenne du lecteur.

III.5 Méthodes de mesure et validation d'antenne RFID

III.5.1 Mesure d'impédance d'antenne RFID UHF

Les antennes RFID UHF sont généralement des variantes d'antenne dipôle ou antennes boucles [III.13], qui ont la particularité d'être bilatéralement symétrique, et sont appelées antennes équilibrées. La mesure directe de son impédance par un analyseur de réseau à l'aide d'un câble coaxial, par exemple, n'est pas possible de par sa nature asymétrique [III.14]. Un câble coaxial associé à un balun appelé aussi symétriseur (contraction des mots anglais *balanced* et *unbalanced*), sert à transformer une structure RF asymétrique en structure symétrique. Le balun permet ainsi d'avoir une distribution de courant homogène au point d'alimentation. Le concept de mesure d'impédance de l'antenne par cette approche n'est pas précis et dépend des performances intrinsèques du balun en matière d'inversion de phase pour la constitution du signal différentiel et des pertes d'insertion [III.15].

Les lignes de transmission parallèle peuvent également être utilisées, cependant ce type de ligne n'est pas fréquent sur le marché et leur coût est relativement élevé du fait du procédé de fabrication utilisé.

On peut également tirer profit de la théorie des images pour mesurer l'impédance d'une antenne RFID sur un plan réflecteur (conducteur) [III.16]. Cette technique de mesure est la plus précise puisqu'elle permet une bonne isolation entre l'antenne et le câble d'alimentation. Cependant, la mesure d'impédance ne peut être appliquée qu'aux antennes symétriques. Des problèmes de fiabilité de mesure sont également rencontrés pour certaines topologies d'antennes qui ont un retour bouclé sur le plan de masse ce qui induit des erreurs de mesure. La théorie de l'image stipule que l'impédance d'un monopole mesurée au-dessus d'un plan réflecteur infini est la moitié de l'impédance de l'antenne dipôle correspondante. Pour obtenir l'impédance du dipôle équivalent, il suffit donc de multiplier l'impédance ainsi mesurée par un facteur de deux.



Fig. III.11 banc de mesure d'impédance d'antenne RFID UHF.

La structure utilisée dans le cadre de cette étude présente l'avantage d'être flexible, large bande et s'adapte à toutes les antennes RFID. La mesure s'effectue à l'aide d'une structure intermédiaire composée de deux câbles coaxiaux dont les conducteurs externes sont mis en communs pour créer ainsi un plan de masse virtuel permettant de forcer une distribution de courant uniforme au point d'alimentation d'une antenne bilatéralement symétrique (Fig. III. 11). Pour les mesures, une bonne élimination par calibrage des pertes introduites par la structure de mesure nécessite un analyseur de réseau vectoriel capable de réaliser un calibrage par extension de port.

Nous commençons par un calibrage classique des câbles de mesures liés au VNA.

La deuxième étape consiste à relier la structure intermédiaire de mesure, toute en restant en mode calibrage par extension de port. A l'aide de ce mode, le VNA mesure automatiquement le déphasage et les pertes apportées par la structure de mesure. L'extension de port prend en compte les pertes d'insertion ce qui n'est pas le cas pour un de-embedding classique.

Pour caractériser un composant symétrique, on considère généralement la représentation mixte combinant le mode commun et le mode différentiel [III.17]

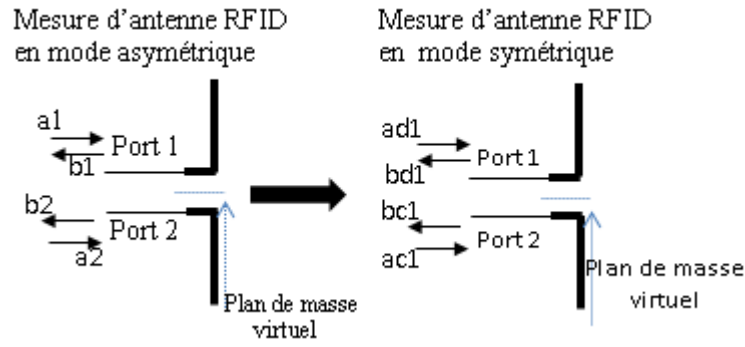


Fig. III.12 Schéma représentatif de mesure des paramètres S en mode différentiel.

La matrice S d'une représentation conventionnelle d'une antenne RFID peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [S_{std}] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.110})$$

Tel que S_{std} représente la matrice S correspondante à la représentation conventionnelle du schéma équivalent de l'antenne représenté figure III.12.

Si on considère la représentation équivalente correspondante à une analyse en système différentiel, la matrice correspondante s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{dd11} & S_{dc12} \\ S_{cd21} & S_{cc22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{c1} \end{bmatrix} = [S_{mm}] \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.111})$$

Où :

- a_{d1} et a_{c1} correspondent au mode différentiel et commun du signal incident.
- b_{d1} , b_{c1} correspondent au mode différentiel et commun du signal réfléchi.
- S_{mm} représente la matrice S du système correspondant à la représentation mixte.

a_{d1} , a_{c1} et b_{d1} , b_{c1} peuvent être exprimés en fonction de a_1 , a_2 et b_1 , b_2 comme suit:

$$\begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{c1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.112})$$

$$\begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{c1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.113})$$

On peut ainsi exprimer S_{mm} en fonction de S_{std}

$$S_{mm} = MS_{std}M^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.114})$$

Tel que M^{-1} peut s'exprimer par :

$$M^{-1} = \frac{M^*}{|M|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.115})$$

Ce qui donne

$$\begin{cases} S_{dd11} = \frac{1}{2}(S_{11} - S_{21} - S_{12} + S_{22}) \\ S_{dc12} = \frac{1}{2}(S_{11} - S_{21} + S_{12} - S_{22}) \\ S_{cd11} = \frac{1}{2}(S_{11} + S_{21} - S_{12} - S_{22}) \\ S_{cc11} = \frac{1}{2}(S_{11} + S_{21} + S_{12} + S_{22}) \end{cases} \quad (\text{III.116})$$

En utilisant ensuite la relation entre la matrice S et la matrice Z [III.18], on obtient l'impédance de l'antenne extraite à l'aide de la mesure par l'intermédiaire de la structure de mesure composée des deux câbles coaxiaux. La relation finale de l'impédance de l'antenne est donnée par :

$$Z_{ant} = \frac{2R_0(1-S_{11}S_{22}+S_{12}S_{21}-S_{12}-S_{21})}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}S_{12}} \quad (\text{III.117})$$

Dans la plus part des cas, l'antenne RFID UHF est de type symétrique vérifiant les conditions suivantes :

$$S_{11} = S_{22}, \text{ et } S_{12} = S_{21} \quad (\text{III.118})$$

Dans ce cas, la relation peut se simplifier est devient :

$$Z_{ant} = \frac{2R_0(1-S_{11}^2+S_{21}^2-2S_{21})}{(1-S_{11})^2-S_{21}^2} \quad (\text{III.119})$$

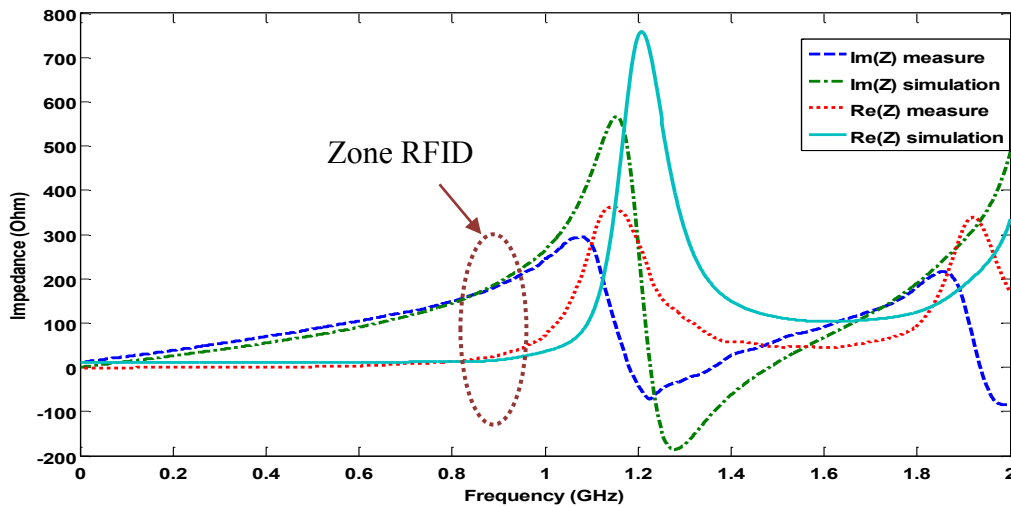


Fig. III.13 exemple de mesure d'impédance d'antenne RFID UHF.

III.5.2 Mesure du gain absolu d'une antenne RFID UHF

Nous allons présenter ici une méthode développée dans le cadre de cette thèse pour la mesure et validation de l'efficacité de rayonnement des antennes réalisées. La mesure de diagramme de rayonnement d'antenne RFID UHF n'est pas triviale puisque les techniques de mesure classiques ne peuvent être appliquées directement. En effet, une antenne RFID est reliée à un circuit intégré passif qui n'a pas de transmetteur propre et tire l'énergie nécessaire à son fonctionnement de l'onde électromagnétique incidente du lecteur. Après activation de la puce, le lecteur envoie un signal de commande de type (Request) signifiant à la puce de lui transmettre son identifiant. Le lecteur envoie ensuite un signal continu (CW) pour continuer à télé-alimenter le tag pendant la liaison descendante, pour l'envoi de l'identifiant par rétro-modulation. La mesure de l'efficacité de rayonnement d'une antenne prend aussi en compte les pertes par réflexion qui sont fonction de l'impédance de la puce reliée à l'antenne. On peut alimenter l'antenne par un câble coaxial à l'aide d'un balun pour mesurer son diagramme de rayonnement à l'aide d'une antenne de référence mais cela n'aboutit pas au diagramme de rayonnement réel de l'antenne chargée par une impédance complexe telle qu'observée par simulation.

La mesure par un câble 50 Ohm de l'antenne RFID correspond à une antenne équivalente rayonnant à des fréquences plus hautes, ce qui peut servir à valider la cohérence de la

simulation avec la mesure après réalisation, mais ne peut servir à prédire les performances avec une autre charge d'impédance différente. Pour pallier ce problème, on peut réaliser une structure intermédiaire d'alimentation de l'antenne qui ramène une impédance identique à celle de la puce. L'inconvénient de cette technique est dû au manque de précision des mesures : en effet, celle-ci dépend alors du niveau d'estimation des pertes d'insertion induites par la structure d'alimentation intermédiaire. Egalement, cette technique ne permet pas des mesures large bande de l'impédance apportée par la structure intermédiaire. Celle-ci ne peut pas avoir un comportement non-sélectif en fréquence et reproduire avec exactitude l'impédance de la puce sur toute la plage fréquentielle. La méthode de la cavité de Wheeler consiste à mesurer l'impédance de l'antenne à l'aide d'une structure composée de deux ports (comme la structure de mesure présentée dans la section III.5.1). Le principe de cette méthode consiste à mesurer l'impédance de l'antenne à l'air libre, puis à l'intérieur d'une cavité cylindrique à parois parfaitement conductrices. L'efficacité de rayonnement est ensuite calculée par une formule proposée par Wheeler. Cette méthode est davantage adaptée pour des mesures d'antenne avec un plan de masse. Par ailleurs, cette technique de mesure est invasive. Nous allons décrire ici une technique de mesure sans contact permettant ainsi de caractériser les performances de rayonnement de l'antenne sur n'importe quel substrat. Cette méthode représente l'avantage de pouvoir mesurer l'efficacité de rayonnement de l'antenne dans son environnement applicatif réel.

L'efficacité de rayonnement est une caractéristique fondamentale dans la conception d'antenne RFID UHF c'est pour cela qu'il est important d'avoir une méthode de mesure permettant de mieux assurer la concordance entre les résultats de simulation et les mesures en environnement réel. L'efficacité de rayonnement d'une antenne permet d'exprimer quantitativement son aptitude à rayonner la puissance délivrée par le générateur. Cette efficacité prend donc en compte les pertes par réflexion ainsi que les pertes de rayonnement.

Le banc de mesure développé dans le cadre de cette thèse est représenté sur la figure III.14 : les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque à l'aide d'une antenne de gain égal à 6 dBc, connectée au lecteur RFID large bande (conformance analyzer VISN RFID Test System de la société National Instruments). Cet instrument permet une variation de puissance de 0 à +30dBm avec un pas de 0,1 dBm permettant une meilleure précision de mesure. Le tag sous test est placé au centre d'un plateau rotatif piloté par un moteur pas à

pas automatisé. L'angle de rotation est fixé à 5°. Nous plaçons le tag à une distance de 50 cm de l'antenne du lecteur : cette distance permet des mesures en champ lointain dans tout le spectre de fréquence 860-960 MHz. Nous considérons que la zone de champ lointain dépend de la longueur d'onde de travail ainsi que de la plus grande dimension de l'antenne du lecteur. En particulier, on considèrera que l'on se situe en champ lointain si la distance r entre les deux antennes vérifie la relation $r > 2D^2/\lambda$, telle que D constitue la plus grande dimension et λ la longueur d'onde. Pour les fréquences RFID UHF allant de 860 MHz à 960 MHz, la longueur d'onde varie entre 34,88 cm et 31,25 cm. La plus grande dimension de l'antenne du lecteur est de 20 cm, ce qui implique qu'il faut s'assurer d'être au moins à 40 cm de distance pour considérer des mesures en champ lointain.

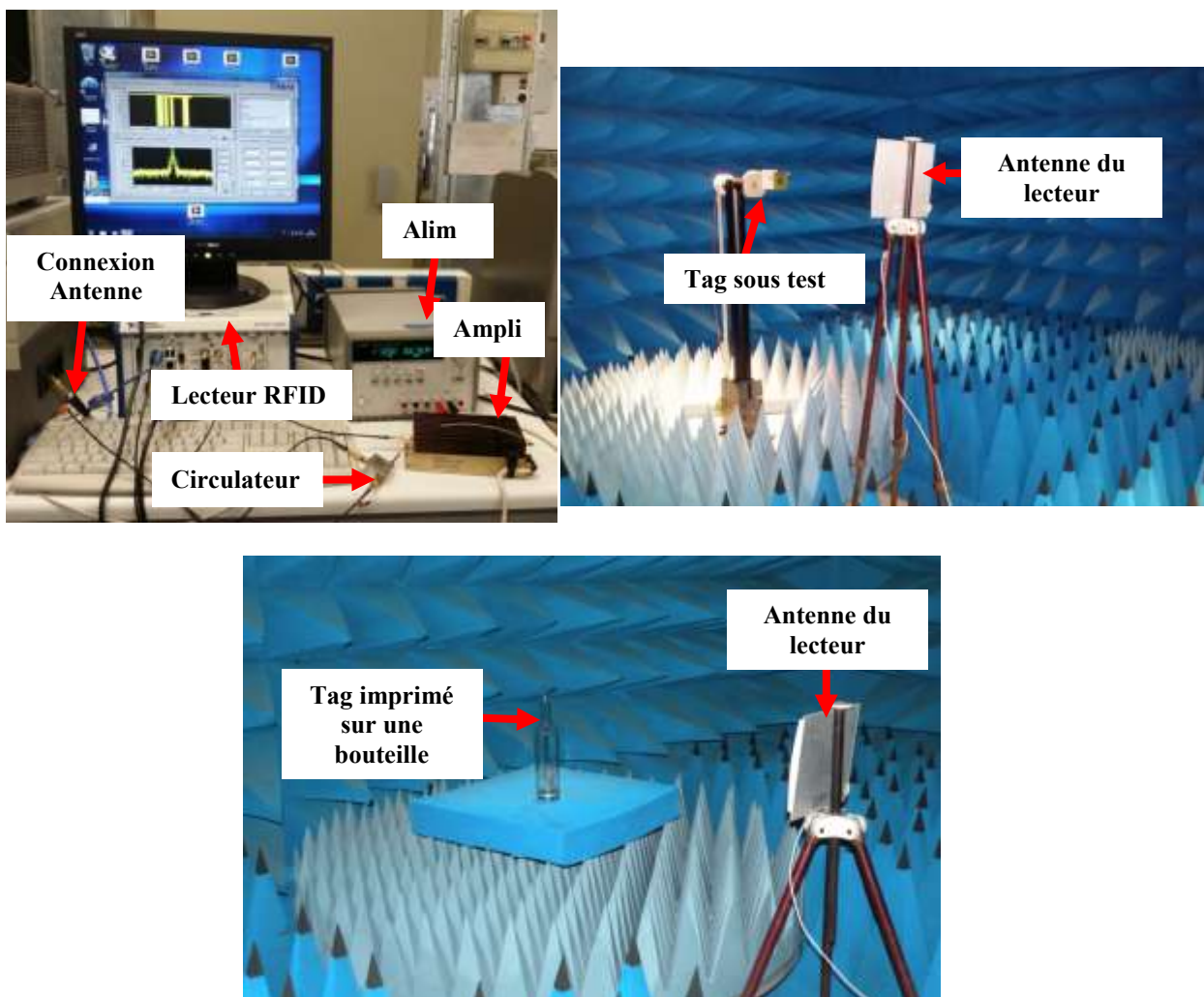


Fig. III.14 illustration du banc de mesure du diagramme de rayonnement.

Pour la mesure du gain réel de l'antenne, nous utilisons le principe de calibrage des pertes de communication en liaison montante. Ces pertes incluent les pertes de désadaptation, les pertes de câble de mesure et les pertes de propagation en espace libre. Nous représentons

ces pertes par un coefficient entre la puissance délivrée par le lecteur et la puissance reçue par la puce.

La première étape consiste à utiliser un tag de référence de gain et de sensibilité connus. Nous incrémentons la puissance d'émission de 0dBm avec un pas de 0.1 dBm jusqu'à atteindre la puissance P_{on_ref} correspond à la puissance d'activation du tag de référence. La puissance nécessaire disponible au niveau du tag ($P_{on_tag_ref}$) étant connue, cela nous permet de calculer les pertes de communication en liaison montante T_m par la relation suivante :

$$P_{on_tag_ref} = T_m P_{on_ref} \rightarrow T_m = \frac{P_{on_tag_ref}}{P_{on_ref}} \quad (III.120)$$

La deuxième étape consiste à calculer la puissance de seuil qui active le tag (P_{on_tag}) à caractériser. Celui-ci est constitué d'une puce identique à celle du tag de référence, avec un niveau de seuil d'activation connu ($P_{IC_{on}}$). On peut exprimer la puissance de seuil d'activation du tag en fonction de la puissance de seuil d'activation au niveau du lecteur P_{on} comme suite

$$P_{on_tag} = T_m P_{on} \quad (III.121)$$

La puissance de seuil de la puce peut ainsi s'exprimer en fonction de la puissance de seuil d'activation de tag par :

$$P_{IC_{on}} = \tau G P_{on_tag} = G_{réel} P_{on_tag} \quad (III.122)$$

Le gain réel de l'antenne peut alors s'exprimer par :

$$G_{réel} = \frac{P_{IC_{on}}}{P_{on_tag}} = \frac{P_{IC_{on}}}{T_m P_{on}} \quad (III.123)$$

III.5.3 Mesure de la section radar d'un tag RFID UHF

Pour les mesures de la section radar des antennes développées, nous utilisons la méthode présentée par Nikitin [III.19] que nous allons présenter succinctement ici. Pour expliquer la

méthodologie de mesure proposée par Nikitin, nous rappelons l'expression de la section radar d'une antenne démontrée dans l'équation (III.98)

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_t^2 |A - \Gamma^*|^2 \quad (\text{III.124})$$

Le principe de la méthode réside dans le fait que, dans le cas d'antennes RFID considérées comme étant à faible diffusion, le coefficient complexe A est indépendant de l'impédance de la puce et approximativement égale à 1 (A=1). Si on reprend l'équation ci-dessus, en considérant A=1 et $\Gamma^* = \frac{Z_c - Z_a^*}{Z_c + Z_a}$ la section radar d'une antenne RFID peut alors être exprimée par :

$$\sigma = \frac{\lambda^2 G_t^2 R_a^2}{\pi |Z_a + Z_c|^2} \quad (\text{III.125})$$

Pour les mesures, nous utilisons un lecteur RFID relié à une antenne en chambre anéchoïque. Lors d'une première étape, nous mesurons le coefficient de réflexion à vide de la chambre anéchoïque sans la présence du tag sous test. Cette première étape de mesure prend en compte l'effet de la désadaptation au niveau des câbles de mesures mais aussi la réflexion de la chambre anéchoïque à vide. Nous effectuons ensuite la mesure du coefficient de réflexion du tag à son seuil d'excitation. Il est important de s'assurer que le tag est bien activé par le lecteur, d'où la nécessité de visualiser en temps réel la réponse de ce tag. Après soustraction des pertes de réflexion de la chambre anéchoïque à vide, la mesure du coefficient de réflexion avec un tag peut s'exprimer par :

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_t} \quad (\text{III.126})$$

Où P_r est la puissance reçue et P_t la puissance transmise nécessaire à l'activation du tag.

En utilisant l'équation III.90 qui permet de déterminer le signal reçu dans le cas d'une communication radar, en considérant un système monostatique $R_1 = R_2 = R$ et en négligeant les pertes de polarisation, le rapport entre la puissance reçue et puissance transmise peut également s'exprimer par :

$$\frac{P_r}{P_t} = \sigma \frac{G_t G_r}{4\pi} \left(\frac{\lambda}{4\pi R^2} \right)^2 \quad (\text{III.127})$$

En combinant les deux dernières équations (III.127 et III.126), on peut ainsi exprimer la section radar du tag par :

$$\sigma = |S_{11}|^2 \frac{(4\pi)^3 R^4}{G_t G_r \lambda^2} \quad (\text{III.128})$$

III.6 Optimisation d'antenne RFID UHF

III.6.1 Introduction

L'utilisation de la technologie RFID UHF dans différents domaines et secteurs d'activités avec des contraintes de performances et d'environnements spéciaux à chaque application confronte les designers de lecteurs et tags RFID à des défis constants. La limitation de performance se pose plus au niveau du tag RFID du fait de la sensibilité des puces qui est réduite comparativement à celle des lecteurs [III.23]. L'optimisation d'un tag RFID UHF se fait en deux étapes : optimiser la sensibilité des puces utilisées, on trouve plusieurs fournisseurs de puce RFID UHF avec différentes caractéristiques numériques et analogiques (Protocole, longueur de codage, sensibilité ...etc.). Il est donc nécessaire de bien choisir la puce qui convient le mieux à l'application visée. Le deuxième aspect d'optimisation d'un Tag concerne les performances de l'antenne pour une meilleure adaptation avec la puce sur tout le spectre de fréquences allouées au standard EPC Global Class 1 Gen2 (860 MHz- 960 MHz) et un meilleur gain de rayonnement. L'antenne du tag constitue donc un maillon essentiel dans la conception d'un système RFID. La simulation et l'optimisation d'antennes RFID nécessitent des compétences non requises pour les antennes classiques et cela est dû à l'impédance complexe de la puce qui présente généralement une faible résistance et une partie réactive importante. Ce type d'impédance complexe présente un facteur de qualité (Q) élevé (5 à 10) ce qui induit plus de pertes sous forme d'énergie réactive stockée que d'énergie rayonnée ou transférée à la charge. De plus, le facteur de qualité étant inversement proportionnel à la largeur de bande ce qui rend le fonctionnement large bande plus délicat. La miniaturisation de la taille de l'antenne RFID est encore moins évidente compte tenu du

critère de Chu [III.24] qui stipule que le facteur de qualité de l'antenne est inversement proportionnel à sa plus grande dimension. Le concepteur d'antenne RFID UHF devra également prendre en compte l'environnement du tag, en effet un tag optimisé pour fonctionner en espace libre n'aura pas la même efficacité s'il est déporté sur plastique, carton, bois, verre ou autres matériaux.

Il existe différentes sortes d'antennes RFID comme les dipôles simples, les dipôles méandres, antennes patch, antennes à fente et antennes à boucle magnétique. L'objectif d'optimisation d'une antenne RFID est d'obtenir une partie réactive inductive égale en module à la partie réactive capacitive de la puce et les parties résistives égaux afin de présenter une impédance complexe conjuguée à celle de la puce ce qui permet un maximum de transfert d'énergie. L'utilisation de circuits d'adaptations pour un tag RFID n'est généralement pas possible pour des raisons de coût et d'encombrement. Pour réaliser l'optimisation d'impédance d'une antenne RFID, il est nécessaire d'optimiser sa forme géométrique, ce qui complique davantage la modélisation des paramètres d'antenne. De par la difficulté d'étude de modèles très complexes d'antennes RFID, les modèles de traitement analytique atteignent rapidement leurs limites, le passage par des logiciels de simulations électromagnétique 3D est alors incontournable. Il existe dans le commerce plusieurs logiciels permettant l'étude d'antenne dont les plus connus sont les logiciels HFSS et CST. Ces deux logiciels sont utilisés dans le cadre de ces travaux pour l'optimisation d'antenne RFID sur verre.

III.6.2 Logiciel de simulation RFID

Nous présentons ici succinctement les deux logiciels de simulation électromagnétique 3D utilisés pour la modélisation et l'optimisation d'antennes RFID UHF dans le cadre de ce travail.

III.6.2.1 CST (Computer Simulation Technology)

CST offre une gamme de produits permettant la modélisation et la simulation de composants électromagnétiques allant du régime statique et basse fréquence aux micro ondes et RF. Ce composant couvre un large domaine d'applications comme les systèmes électroniques complexes, EMI (Electromagnetic interference), EMC (Electromagnetic compatibility) et la dynamique de particules chargées. Pour conjuguer toutes ces

applications, CST comporte plusieurs modules. Pour l'optimisation des antennes RFID, nous utilisons le module CST Microwave Studio qui permet la simulation et l'analyse des dispositifs passifs hautes fréquences comme des antennes, des filtres, des coupleursEtc. Le logiciel CST utilise la méthode de calcul des différences finies dans le domaine temporel FDTD (Finite Difference Time Domain) et possède plusieurs solveurs dans le domaine temporel et fréquentiel. On utilise de préférence le maillage hexaédrique pour le solveur temporel et le maillage tétraédrique pour le solveur fréquentiel. Le logiciel divise la structure complexe en différents éléments volumiques selon le maillage utilisé puis il calcule la distribution du champ électrique et magnétique à travers la structure en résolvant les équations de Maxwell en espace et en temps numériquement.

La puce est simulée grâce à un port multiple composé d'un port discret de résistance égale à la résistance de la puce qui permet d'exciter l'antenne RFID et d'un port d'impédance (lumped element port) qui représente la partie imaginaire (capacitive) de la puce. L'ensemble est désigné par « port discret et élément adapté » cf. Fig. III.15. De point de vue circuit cet ensemble peut représenter un circuit RLC parallèle ou série.

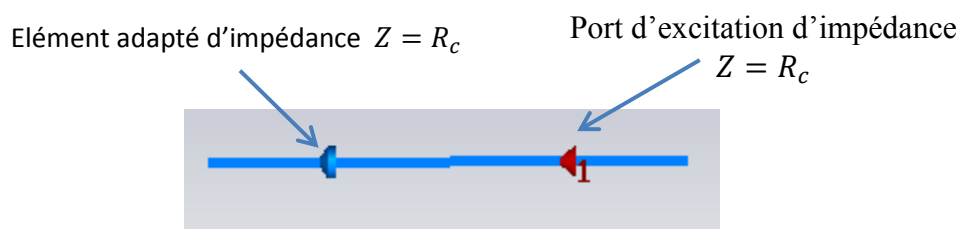


Figure. III.15 Illustration d'un port discret et d'élément adapté sous CST.

L'impédance d'une puce varie en fonction de la fréquence et la puissance de réception. Elle est souvent donnée par le fournisseur pour trois fréquences différentes à la puissance de seuil de sensibilité. Ces fréquences sont choisies de manière à avoir l'impédance d'adaptation nécessaire pour un bon fonctionnement dans les différents standards internationaux : 866 MHz (Europe...), 915 MHz (USA...) et 953 MHz (Japon). Il est donc nécessaire d'utiliser l'impédance correspondant à la fréquence d'optimisation. Dans le cas d'antennes large bande il faut vérifier que l'antenne chargée par les trois impédances distinctement couvre la totalité de la bande de la RFID UHF (860 MHz – 960 MHz).

Exemple d'impédance de puce G2im de Nxp utilisée par la suite pour le développement de tags RFID :

- 866 MHz : $Z_c = (27-j234)$ Ohm
- 915 MHz : $Z_c = (24-j222)$ Ohm
- 953 MHz : $Z_c = (23-j213)$ Ohm

De manière générale, l'impédance d'entrée d'une puce RFID est donnée sous forme d'un circuit RC parallèle (Fig. III.16). La partie capacitive est due à la capacité de jonction de la diode de redressement qui est de l'ordre de 1pF, et la résistance parallèle (qui est inversement proportionnelle à la consommation de puissance de la puce) est de l'ordre de 1KOhm. Pour simuler un port d'excitation avec un élément d'impédance adapté chargeant une antenne en série ou pour l'étude d'adaptation d'impédance à l'aide d'un circuit équivalent, il est nécessaire de calculer le circuit RC série équivalent de la puce. Pour une fréquence donnée, on peut exprimer R_p (résistance parallèle) et C_p (capacitance parallèle) en fonction de R_s (Résistance série) et R_p (résistance parallèle).

$$C_s = \frac{1+(wC_pR_p)^2}{w^2C_pR_p^2} \quad (III.129)$$

$$R_s = \frac{R_p}{1+(wC_pR_p)^2} \quad (III.130)$$

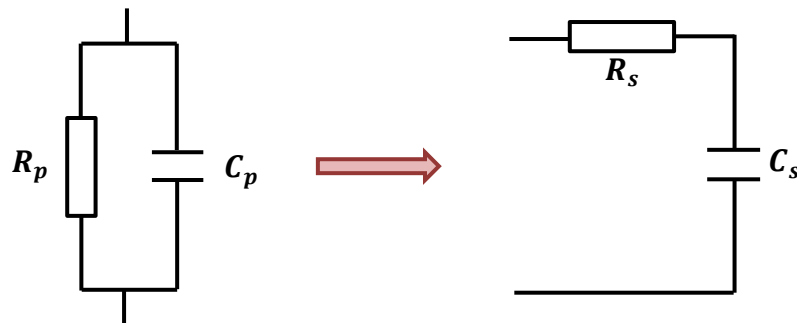


Fig.16 illustration d'un schéma équivalent de conversion parallèle/série du circuit d'une puce RFID.

III.6.2.2 HFSS

Le logiciel de simulation HFSS permet la simulation électromagnétique 3D de dispositifs haute fréquence. HFSS se base sur la méthode des éléments finis ou sur les équations intégrales : on peut donc choisir le solveur le plus approprié pour la structure à analyser. Différents types de maillages sont possibles sur HFSS et ils sont générés automatiquement en fonction de la structure géométrique à analyser.

Les Logiciels HFSS et CST disposent de composants préprogrammés qui ont vocation à construire des géométries de base comme une sphère, un rectangle ou un cylindre. On peut

également générer des formes spécifiques grâce à des modèles mathématiques ou des macros intégrées. Des opérations booléennes permettent de faire des imbrications de formes en faisant des additions, soustractions, intersectionsEtc. Il est important de savoir travailler avec des coordonnées cartésiennes et sphériques et avec plusieurs repères déportés à la fois.

III.6.3 Méthode d'adaptation d'impédance et optimisation d'antenne RFID UHF

III.6.3.1 Optimisation d'antenne RFID UHF avec la technique d'adaptation inductance Série/ inductance parallèle

Deux conditions sont fondamentales pour obtenir les performances optimales: la première concerne l'adaptation de l'impédance de l'antenne à l'impédance complexe conjuguée de l'impédance de la puce, pour un maximum de transfert d'énergie de la puissance captée par l'antenne. La deuxième condition est relative à la performance de rayonnement de l'antenne, qui peut se résumer au niveau de son gain absolu.

Dans cette section, nous allons présenter une méthode d'adaptation d'impédance d'une antenne RFID désignée par l'adaptation inductance parallèle /inductance série (L série/ L parallèle) ou encore l'adaptation sous forme de T [III.20][III.21]. Le principe est d'introduire une inductance parallèle et une inductance série dans la structure d'une antenne adaptée à une résistance réelle (dipôle classique). Les deux inductances (parallèle et série) sont induites par une boucle repliée insérée entre les deux parties d'un dipôle, comme illustrée par la fig. III.17.

La méthode d'adaptation est utilisée dans la suite pour une antenne méandre dont la longueur physique est très inférieure à la longueur d'onde, ce type d'antenne est de type capacitif d'où la nécessité d'introduire un système intermédiaire qui ramène une partie réactive inductive pour transformer l'impédance de l'antenne à l'impédance complexe conjuguée de l'impédance de la puce. La boucle repliée ne contribue pas, ou très peu, aux caractéristiques de rayonnement de l'antenne (gain, directivité, efficacité). Une technique consiste donc à bien optimiser l'antenne méandre pour une charge réelle et s'assurer du bon rayonnement de l'antenne et introduire ensuite la boucle qui apporte la partie inductive nécessaire à l'adaptation. Notons qu'une antenne bien adaptée à sa charge n'est pas forcément un gage d'une bonne efficacité de rayonnement.

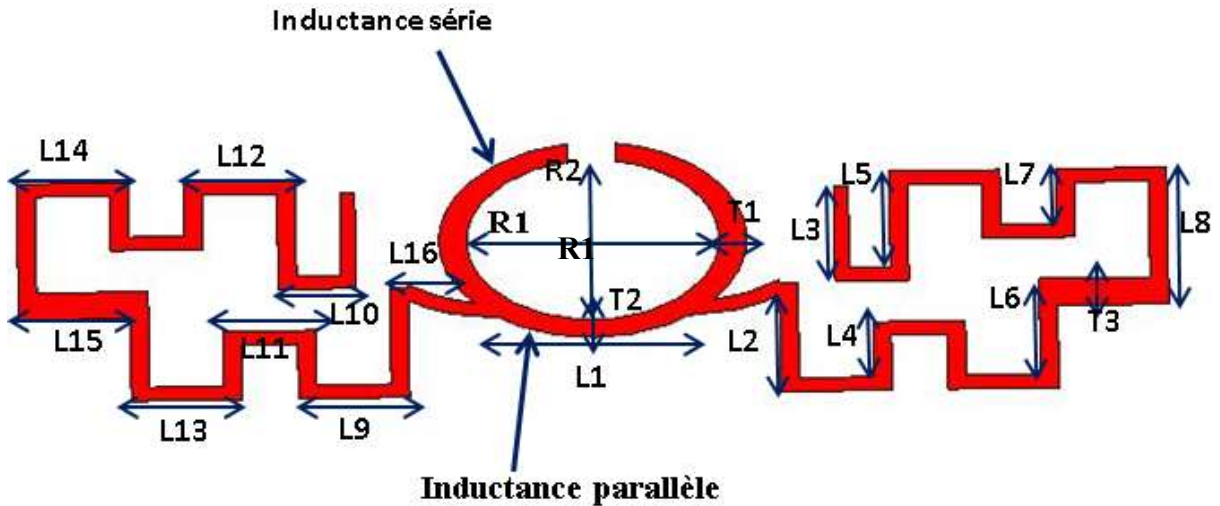


Fig. III.17 antenne RFID UHF adaptée par la méthode L parallèle / L série.

Généralement, on utilise une boucle repliée sous forme de rectangle pour faciliter l'étude des paramètres d'optimisation. Dans cette étude, on utilise une forme elliptique, tout en gardant le même principe d'inductance parallèle / inductance série.

On présente ci-après un exemple d'études paramétriques et l'influence de chaque élément d'adaptation. Pour ce faire, à partir de la structure d'antenne présentée dans la figure III.17, on fait varier la valeur de R2 avec trois valeurs distinctes 10 mm, 12mm et 14 mm. Le choix de la dimension maximum de R2 est conditionné par la largeur maximale définie pour l'antenne.

Pour chaque valeur de R2 on fait varier R1 avec 5 valeurs uniformément réparties entre 10mm et 20mm. Avec ces deux combinaisons on a 15 géométries variables de l'ellipse, pour chaque dimension définie par R1, R2 on fait varier le paramètre L1 qui est l'écartement entre les deux brins de l'antenne dipôle, ce qui fait varier l'inductance parallèle. La variation du paramètre L1 à chaque changement de dimension de l'ellipse se fait en cinq positions uniformément réparties sur la demi-portion inférieure de l'ellipse comme illustrée sur la figure III.18. La position L1=1 est au centre de l'ellipse et la position L1=5 correspond au point tout en bas ou les deux brins se juxtaposent.

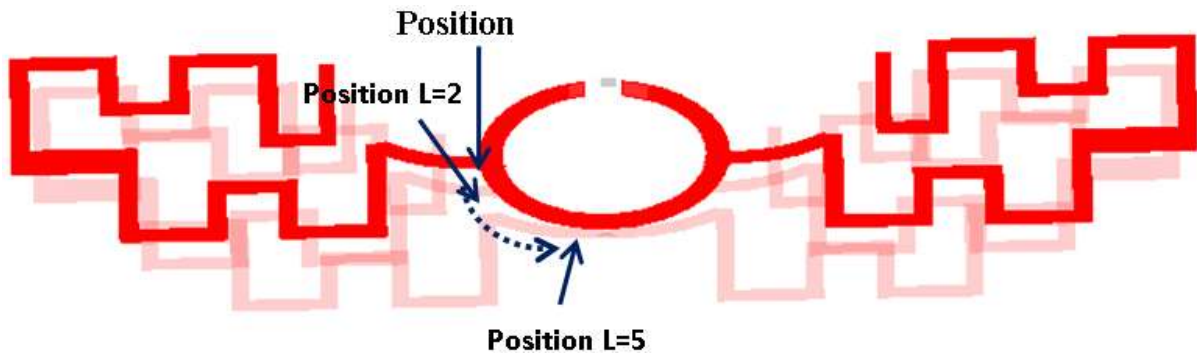


Fig. III.18 antenne RFID UHF adaptée par la méthode L parallèle / L série.

La figure III.19 montre le schéma équivalent d'une antenne dipôle reliée à une puce RFID avec le dispositif d'adaptation L série/L parallèle.

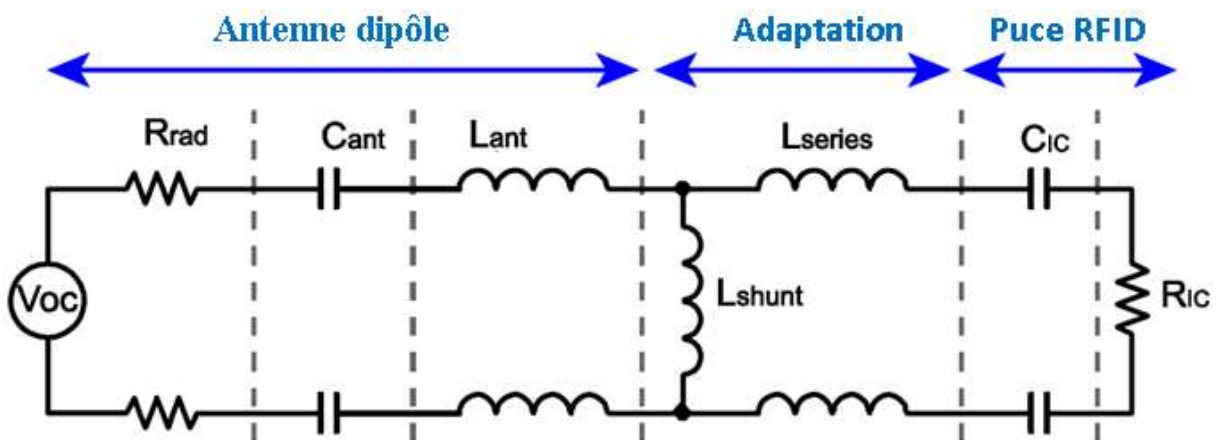


Fig. III.19 schéma équivalent de l'antenne avec l'adaptation L parallèle / L série

L'antenne est adaptée sur un substrat de type papier avec les caractéristiques suivantes :

- Epaisseur : $200\mu\text{m}$, $\epsilon_r = 2.2$ et $\tan\delta=0.005$ (mesuré à 900 MHz).

Les figure III.20 et III.21 montre successivement la variation de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction des différents paramètres d'optimisation. Avec cette étude paramétrique, on peut facilement adapter l'antenne à différentes puces de différentes impédances. On délimite par ligne discontinue sur les deux figures les zones possibles d'adaptation d'impédance pour une puce G2im de la société Nxp qui a une impédance égale $22-j222$ à 915 MHz.

Après optimisations, on donne les différentes dimensions de l'antenne pour une meilleure adaptation correspondant à la réglementation FCC (902-928 MHz) à l'USA.

Paramètres	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8	L9	L10	L11
Valeurs (mm)	12.5	6.3	6.3	3.6	6.3	6.3	3.6	9	7.4	5.1	6.1
Paramètres	L12	L13	L14	L15	L16	R1	R2	T1	T2	T3	
Valeurs (mm)	6.1	7.4	7.4	7.4	4.3	16.5	10	1.9	1.4	1.8	

Tab. III.1 dimension de l'antenne méandre sur papier.

A l'aide de l'étude paramétrique et avec la bonne connaissance de l'influence de chaque paramètre sur la partie réelle et imaginaire de l'impédance distinctement, on peut à l'avance connaître la zone d'adaptation possible en fonction de l'impédance de la puce à associer à l'antenne pour la constitution du tag. Il est important de savoir que cette étude paramétrique est valable uniquement pour le substrat sur lequel l'optimisation est conduite. Néanmoins pour toute autre substrat à faible dispersion, on garde les mêmes tendances de variation avec un facteur de taille égal à la racine carrée du rapport entre les deux permittivités relatives des deux substrats.

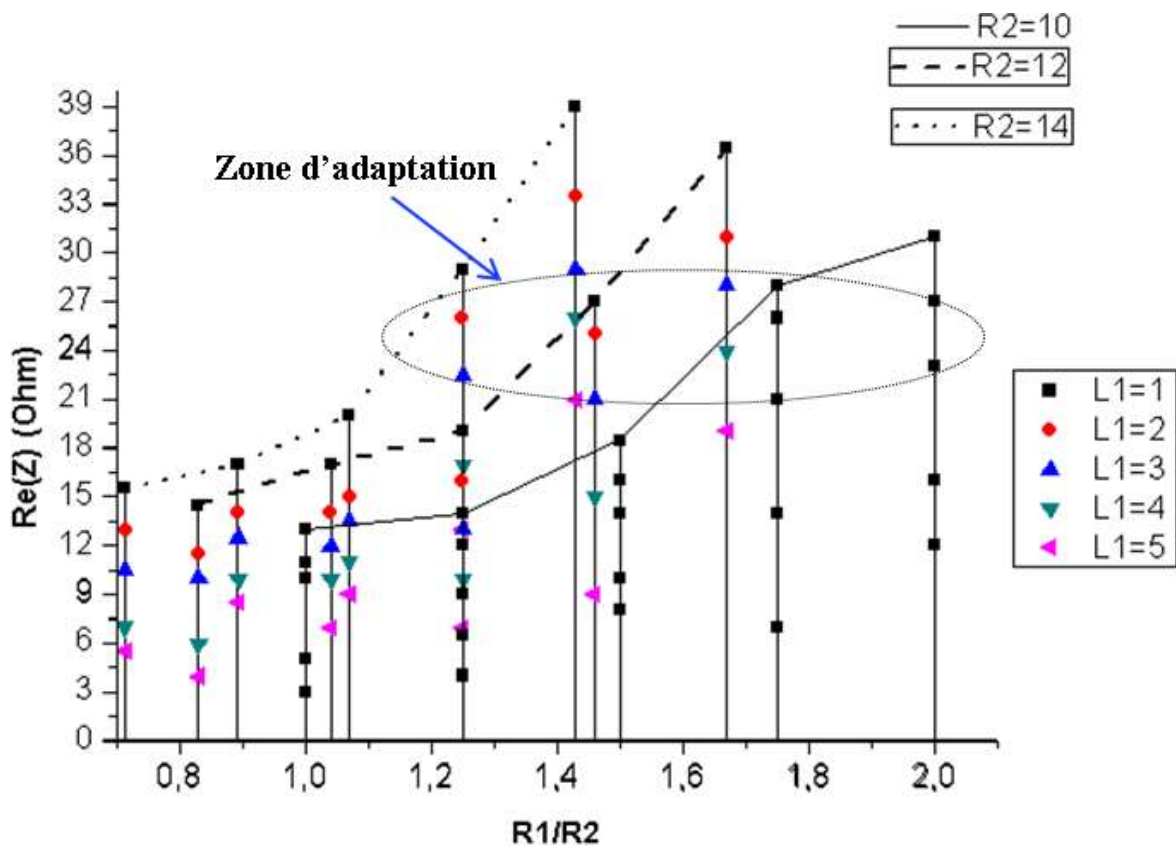


Fig. III.20 Variation de la partie réelle de l'impédance de l'antenne en fonction des paramètres d'optimisation.

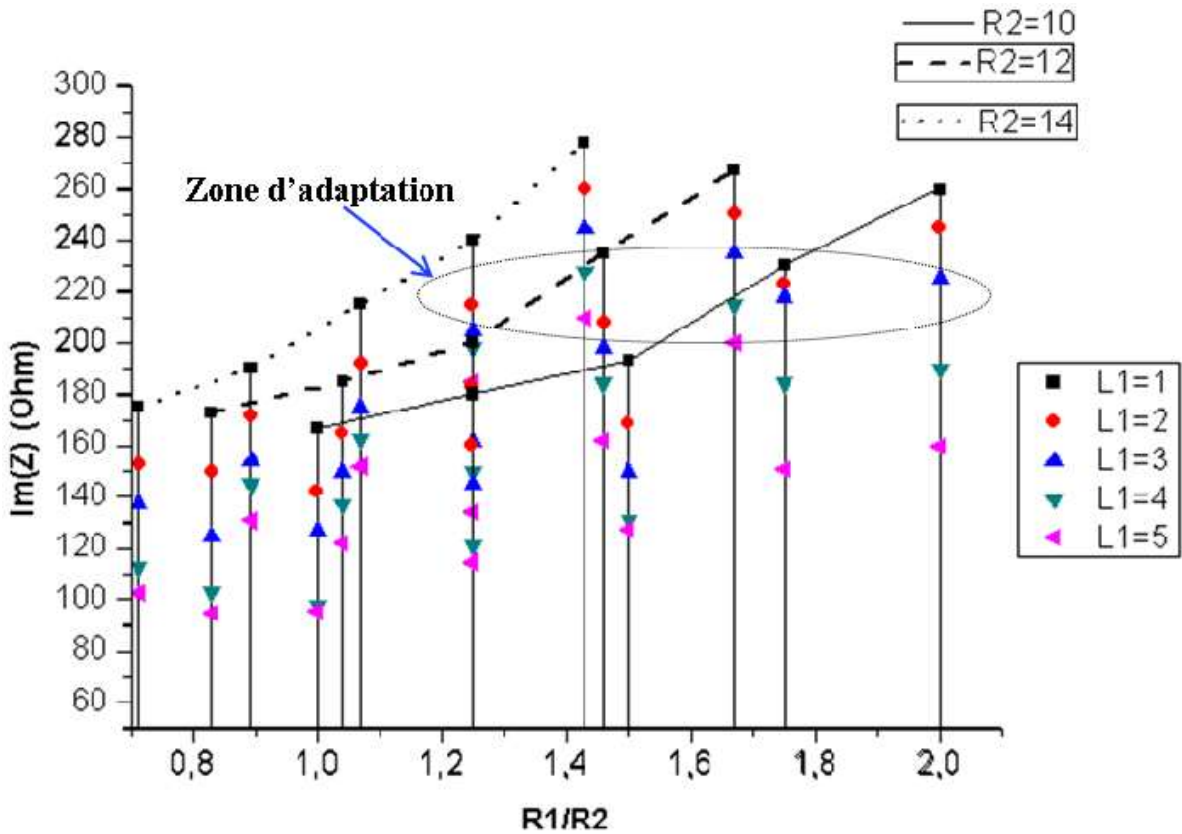


Fig. III.21 Variation de la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne en fonction des paramètres d'optimisation.

Une photographie de la réalisation de l'antenne est donnée sur la figure III.22. Nous présentons sur les figures III.23 et III.24 les résultats de mesures et de simulations de la partie réelle et imaginaire successivement de l'impédance de l'antenne. On remarque, qu'on obtient une bonne adaptation à la puce utilisée dans cette étude pour la zone RFID USA (902 MHz- 928 MHz). L'adaptation est confirmée par le graphe des pertes d'insertion (fig. III.20) où on note un ordre de grandeur des pertes par réflexion inférieur à -10 dB.

Quant au diagramme de rayonnement, il est représenté sous forme polaire sur la figure III.26 et confirme la bonne adéquation entre les résultats de mesure et de simulation pour le gain absolu de l'antenne, qui se situe à environ -3 dB.



Fig. III.22 Photographie du tag final réalisé sur papier.

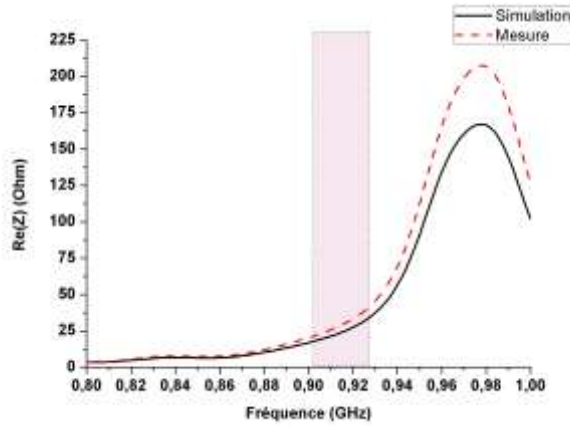


Fig. III.23 Partie réel de l'impédance de l'antenne.

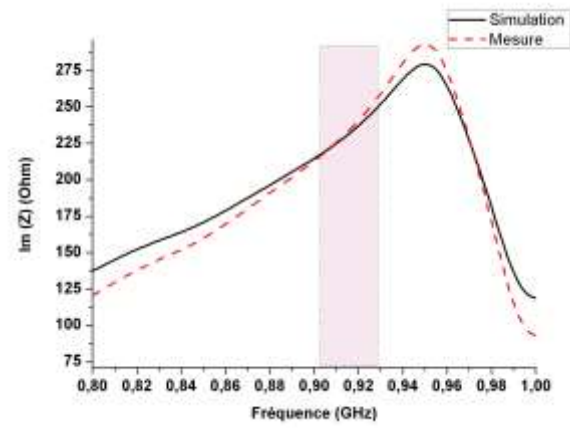


Fig. III. 24 Partie réactive de l'impédance de l'antenne.

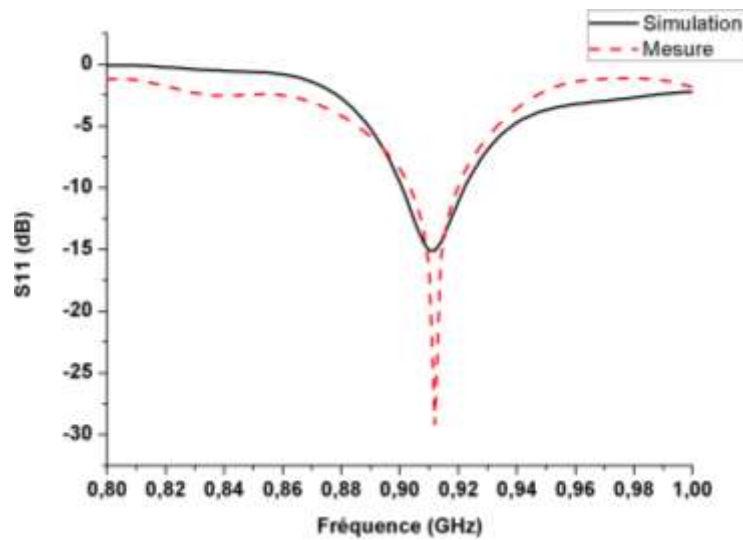


Fig. III.25 Coefficient de réflexion de l'antenne.

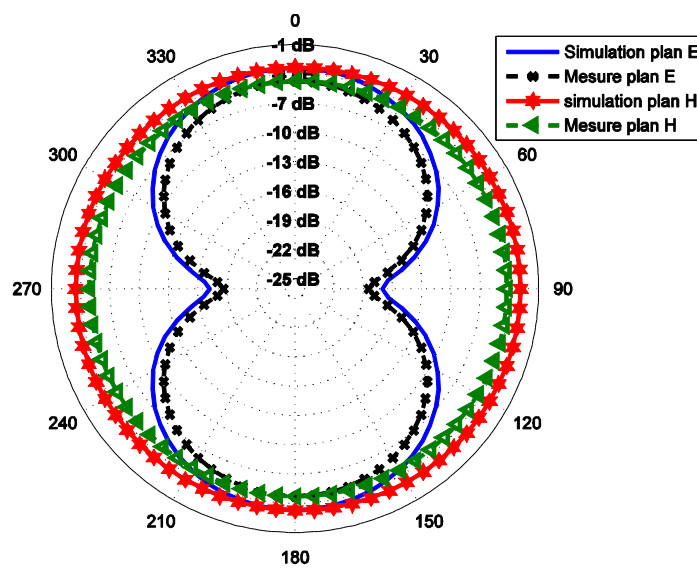


Fig. III.26 Diagramme de rayonnement de l'antenne, plan E et plan H pour $f=908$ MHz.

III.6.3.2 Optimisation et adaptation de l'antenne à l'aide de sa forme géométrique

Je présente ici une antenne RFID UHF optimisée par sa forme géométrique : pour ce type d'antenne, l'efficacité de rayonnement et l'adaptation sont optimisées simultanément en modifiant la structure géométrique de l'antenne. Par cette approche, il est nécessaire de comprendre la distribution du courant dans la structure de l'antenne et de pouvoir l'optimiser à l'aide des paramètres de dimensions inhérentes de l'antenne.

L'antenne de forme papillon développée dans le cadre de cette étude est présentée sur la figure III.27 avec les dimensions correspondantes.

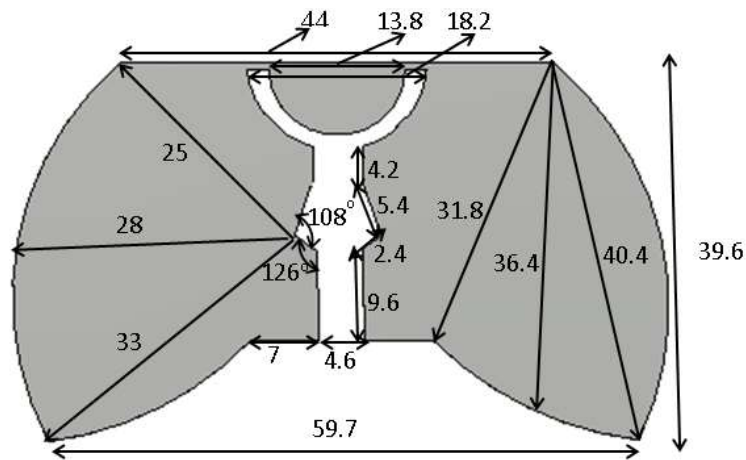


Fig. III.27 structure d'antenne papillon optimisée sur papier.

Avec ce type d'antenne planaire, on peut avoir un comportement large bande supérieur au cas de l'antenne dipôle méandre précédemment présentée.

Nous représentons sur les figures III.28 et III.29 successivement les parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne.

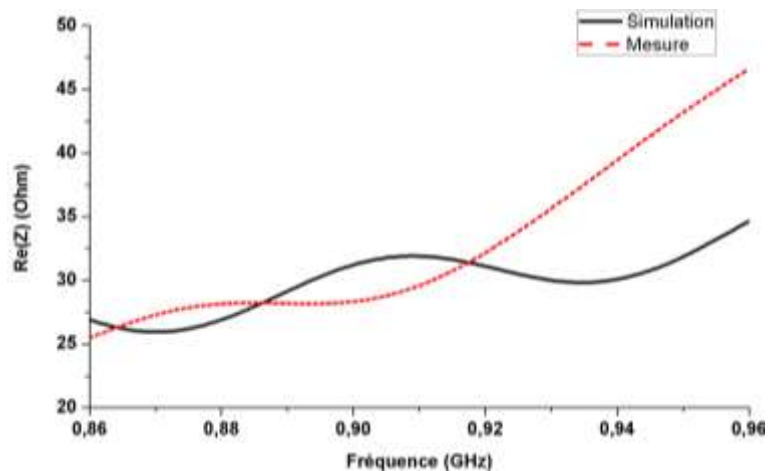


Fig. III.28 Partie réelle de l'impédance de l'antenne.

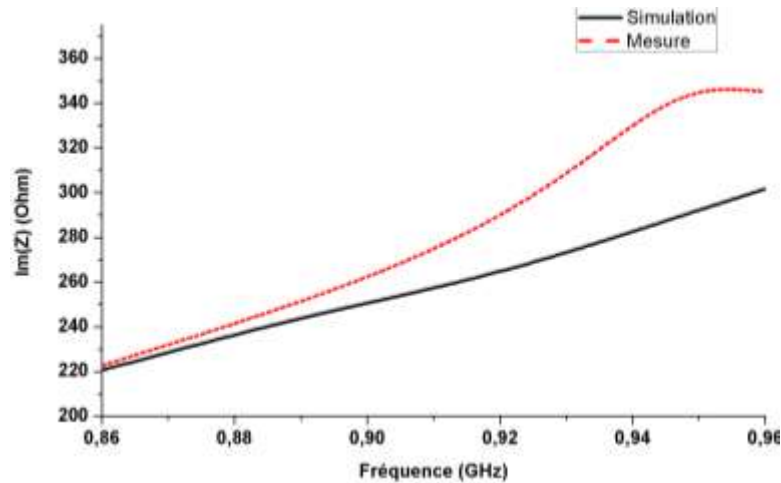


Fig. III.29 Partie imaginaire de l'impédance de l'antenne.

Comme nous remarquons sur la figure III.30 qui représente le coefficient de réflexion de l'antenne, une bande passante à -10dB d'environ 30 MHz est obtenue comparativement à la bande passante de seulement 15 MHz correspondant au cas des antennes à méandres à adaptation L Série/ L parallèle précédemment présentées.

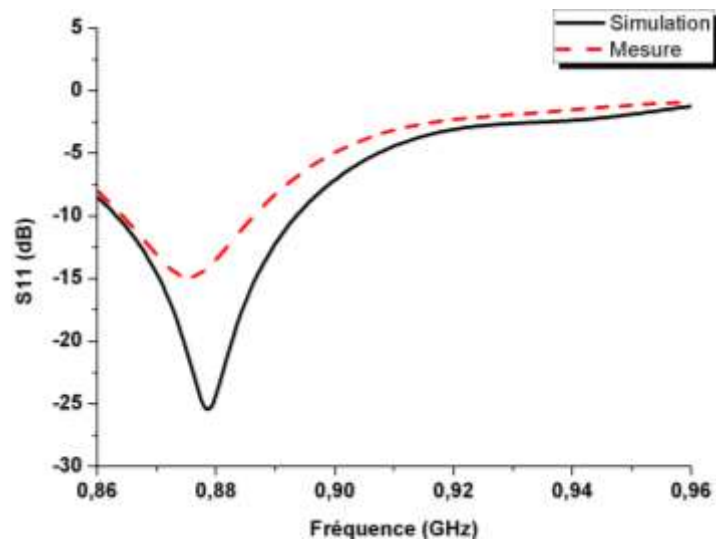


Fig. III.30 paramètres S11 de l'antenne.

La figure III.31 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne qui s'apparente à celui d'un dipôle ordinaire.

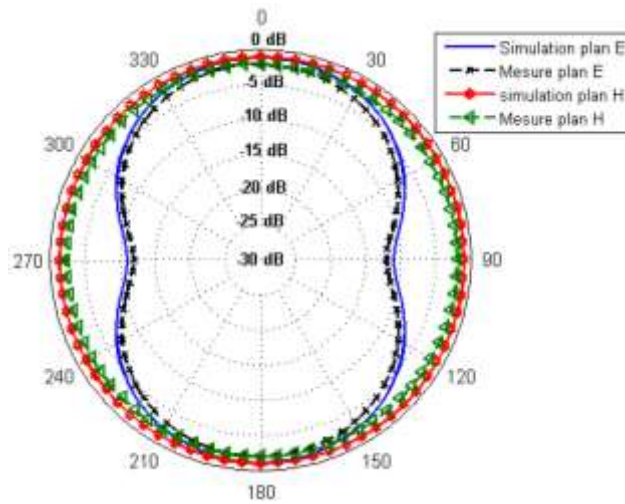


Fig. III.31 Diagramme de rayonnement de l'antenne.

III.6.4 Optimisation d'antenne RFID UHF large bande sur Verre

III.6.4.1 Adaptation de l'antenne papillon pour fonctionnement sur verre

Dans cette section, nous allons adapter l'antenne papillon présentée dans la section précédente au substrat de verre correspondant au domaine verrier, caractérisé dans le chapitre II. On utilise ici une bouteille de diamètre égale à 76 mm et l'épaisseur du verre est de 4mm (à l'endroit de dépôt de l'antenne). Les caractéristiques radioélectriques du verre sont : $\epsilon_r = 5.6$ et $\tan\delta=0.02$.

Le tag final sera composé de l'antenne sur papier et d'un circuit RFID G2im, l'ensemble est adapté pour être reporté sous forme d'étiquette auto-adhésive sur la bouteille. Un coefficient de proportionnalité (dépendant de la permittivité) est appliqué à l'ensemble des paramètres géométriques de l'antenne paramètre (cf. fig. III.32) de manière à l'adapter au nouveau substrat.

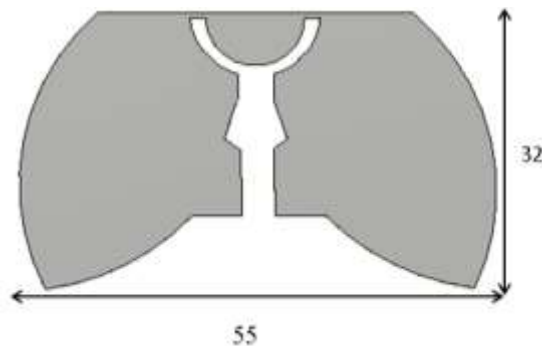


Fig. III.32 Dimensions de l'antenne papillon adaptée sur verre.

Sur la figure III.33, on remarque que l'antenne est bien adaptée dans le cas d'une bouteille vide (courbe en noire) pour les fréquences RFID UHF (865 MHz- 868 MHz) avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur toute la bande, mais l'adaptation est beaucoup moins optimisée dans le cas d'une bouteille pleine (-0.5 dB). On conclut donc que le tag est bien adapté sur une bouteille vide, mais ne rayonne plus dans le cas d'une bouteille pleine. Cela s'explique par le liquide remplissant la bouteille (l'eau ou vin...) qui présente un très haut coefficient de permittivité relative estimé à $\epsilon_r = 78$ ce qui explique la désadaptation de l'antenne.

La figure III.34 présente le gain absolu de l'antenne dans le plan E et H définis respectivement par les relations suivantes : $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$. Pour une meilleure visualisation, nous présentons les diagrammes de rayonnement 3D correspondants aux cas bouteille vide et pleine.

a. Cas d'une bouteille vide :

Nous remarquons par l'allure du gain en fonction de θ dans le plan H que l'antenne est omnidirectionnelle dans le plan défini par $\phi=90^\circ$. Le gain dans le plan E démontre que l'antenne a un diagramme de rayonnement correspondant à celui d'un dipôle linéaire orienté de façon perpendiculaire à la bouteille.

b. Cas d'une bouteille pleine :

Le gain de l'antenne devient directif dans les plans E et H avec un maximum à $\theta=-90^\circ$, ce qui démontre que l'eau dans la bouteille agit comme un miroir qui focalise le champ dans la direction orthogonale frontale à la bouteille (dans le plan perpendiculaire au tag). L'efficacité de rayonnement est bien inférieure au cas du tag sur bouteille vide ou sur substrat papier puisque le gain absolu se dégrade de 30dB (Fig. III.34) pour $\theta=-90^\circ$ (et 45 dB pour $\theta=-180^\circ$). Cette diminution du gain s'explique par la désadaptation de l'antenne et par l'absorption due à la présence du liquide.

En effet, alors que l'adaptation de -10 dB se dégrade à -0.46 dB, les pertes d'insertion augmentent de -0.45 dB à -10 dB.

D'autre part, l'efficacité de rayonnement est également dégradée à hauteur de 20 dB. Ces pertes sont imputées aux pertes de courant de surface et d'absorption de l'eau à cause de la conductivité estimée à 1.59 S/m et une tangente de pertes diélectrique égale à $\tan\delta = 0.4$ à 900MHz.

Sur les figures III.35 et III.36, nous présentons les diagrammes de rayonnement en directivité de l'antenne respectivement apposée à une bouteille vide et pleine. Notons que l'efficacité de rayonnement dépend de sa direction et que par conséquent, il est plus pertinent de considérer le rayonnement en directivité afin de visualiser les directions de rayonnement privilégiées. L'antenne étant directive pour une bouteille pleine, le maximum de rayonnement est dirigé dans la direction normale à l'antenne (en vision directe sur la face avant, ce qui correspond selon le trièdre représenté sur la figure III.36, à la direction définie par les coordonnées : $\phi=-90^\circ$, $\theta=90^\circ$). La directivité maximale de l'antenne sur une bouteille pleine est égale à 3.91dBi (contre 1.77dBi sur une bouteille vide) donc supérieure à la directivité d'un dipôle 2D simple de l'ordre de 2.2 dB pour un dipôle $\lambda/2$.

En résumé nous notons une perte d'efficacité de rayonnement de l'antenne sur une bouteille pleine, cette perte est due à deux raisons essentiellement : la désadaptation à cause de la forte permittivité diélectrique de l'eau et les pertes d'absorptions due à la conductivité de l'eau. Une approche pour optimiser une antenne sur bouteille de verre pour les deux cas de figures (bouteille vide et bouteille pleine) consiste à réaliser une antenne de façon à avoir deux chemins privilégiés du courant électrique le long de la structure physique de l'antenne créant ainsi deux résonances pour une adaptation optimale dans les deux cas, ce qui permet de s'affranchir des pertes de désadaptation dans le cas bouteille pleine comme démontré ultérieurement.

La perte d'efficacité due à l'absorption de l'eau peut également être compensée en partie par l'augmentation de la directivité en exploitant la dimension 3D de l'antenne. En effet, l'antenne sur bouteille cylindrique subit une courbure pour épouser la surface de la bouteille, ce qui permet d'augmenter la directivité de l'antenne dans une direction donnée mais en sacrifiant le rayonnement omnidirectionnel de l'antenne. Nous allons voir, par la suite, que cette perte d'efficacité de rayonnement varie en fonction de l'optimisation de l'antenne.

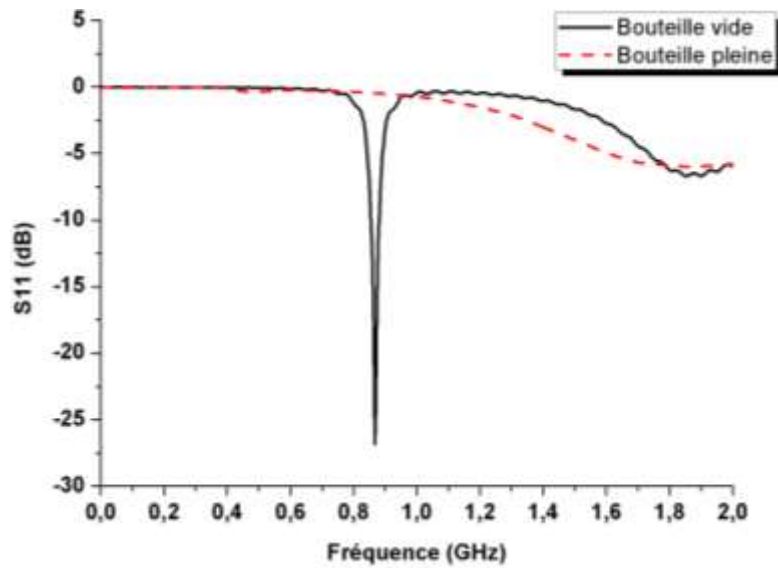


Fig. III.33 Paramètre S11 de l'antenne sur une bouteille vide (noir) et pleine (rouge).

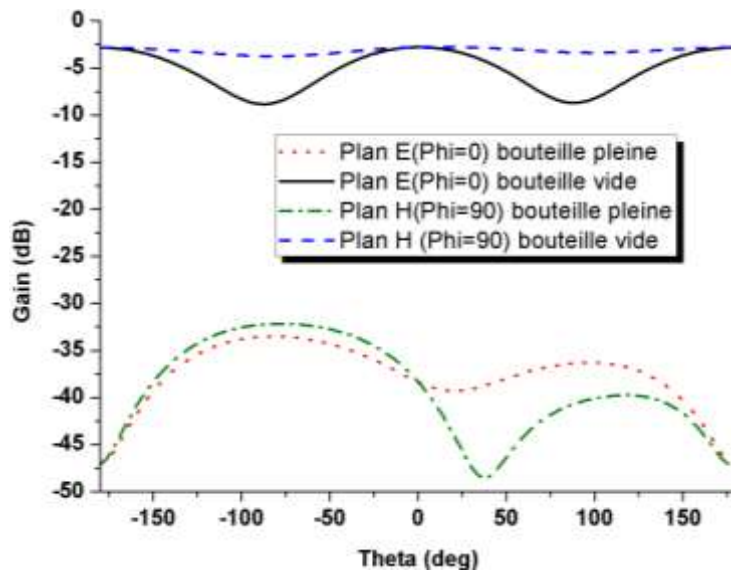


Fig. III.34 gain absolu de l'antenne dans les plans E et H.

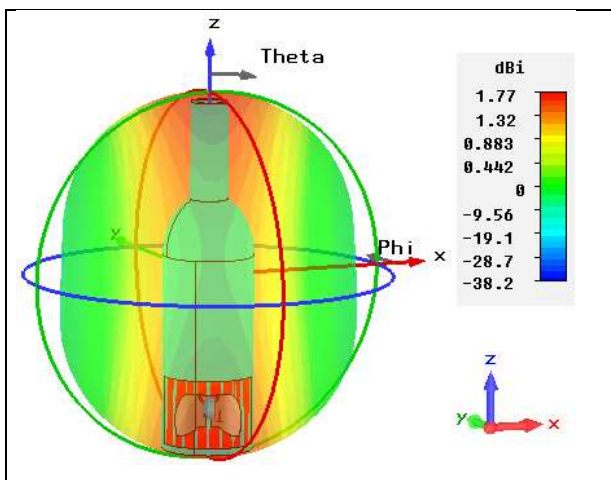


Fig. III.35 Diagramme de rayonnement de l'antenne : bouteille vide.

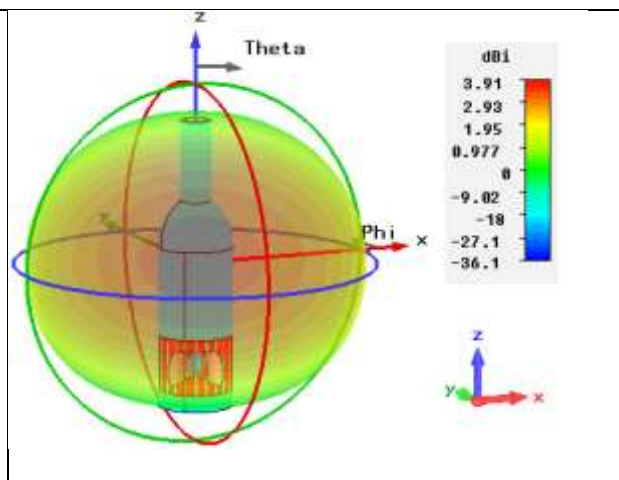


Fig. III.36 Diagramme de rayonnement de l'antenne : bouteille pleine.

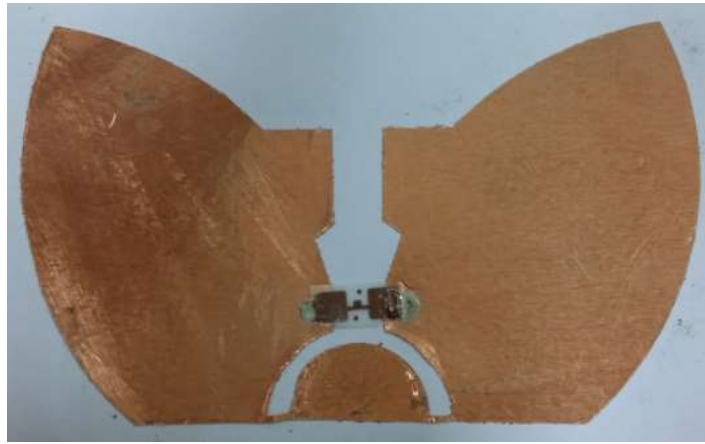


Fig. III.37 Photographie de l'antenne papillon réalisée sur papier.

III.6.4.2 Antenne méandre sinusoïdale repliée sur verre

a) Introduction du concept de l'étude

Nous présentons dans cette section un tag directement imprimé sur une bouteille de verre de diamètre $D=76\text{mm}$ et dont l'épaisseur du verre à l'endroit de dépôt du tag est égale à 4mm . Les caractéristiques radioélectriques du verre sont mesurées dans le chapitre II et seront définies pour la suite de l'étude comme suit : $\epsilon_r = 5.6$, $\tan\delta = 0.02$.

L'antenne est imprimée directement par sérigraphie sur la bouteille : nous utilisons une encre à base de nanoparticules d'argent et à polymérisation UV, ce qui permet un séchage rapide après application. L'avantage de cette encre est que le séchage s'effectue en quelques millisecondes par une lampe UV et nous disposons ensuite d'une antenne imprimée figée (sèche) et manipulable pour pouvoir coller directement la puce RFID avec son packaging Strap (Cf. Chapitre I) à l'aide d'un adhésif conducteur. D'un point de vue industriel, ce processus présente également l'intérêt de superposer immédiatement après impression de l'antenne, l'étape de décor ou d'étiquetage.

L'encre utilisée ici est de référence commerciale RA FS FD 076 de la société Toyo Ink : à notre connaissance, il n'existe à ce jour que deux encres à base de nanoparticule d'argent permettant un séchage UV. L'autre référence commerciale de cette gamme de produit est Polychem M-6 de la société Polychem. Cela est dû au fait que la forte concentration de particules d'argent agit comme un film qui réfléchit les rayons UV. De plus, ce type de produit n'adhère que sur des surfaces rugueuses et l'adhérence sur verre brut est très faible.



Fig. III.39 Photographie du tag intégré sur la bouteille.

Nous représentons les lignes de courant sur l'antenne pour les cas bouteille vide et pleine respectivement sur les figures III.40 et III.41. Nous pouvons vérifier que la résonance constatée dans les deux cas est due aux deux différents chemins empruntés par le courant. Ceci démontre que le courant voit deux structures physiques différentes permettant ainsi une adaptation dans les deux cas. Nous représentons la partie réelle et imaginaire de l'impédance mesurée et simulée de l'antenne respectivement sur les figures III.42 et III.43. Les pertes par réflexion de l'antenne sur bouteille vide sont représentées sur la figure III.44. Nous vérifions expérimentalement le comportement large bande de cette antenne RFID UHF, avec des pertes par réflexion inférieures à -6 dB pour toute la bande RFID UHF. Concernant le cas de la bouteille pleine, nous représentons également la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne sur les figures III.45 et III.46, où nous notons une partie réelle et imaginaire proches de l'impédance complexe conjuguée de la puce. Ceci témoigne d'une bonne adaptation confirmée par le graphe des pertes par réflexions de l'antenne sur une bouteille pleine représentées sur la figure III.47. L'adaptation simultanée de l'antenne sur une bouteille vide et pleine est une étape cruciale pour maximaliser le transfert d'énergie du lecteur à l'antenne. D'autres optimisations, évoquées ci-après, sont nécessaires pour optimiser les performances de rayonnements de l'antenne fortement dégradées par la présence du liquide.

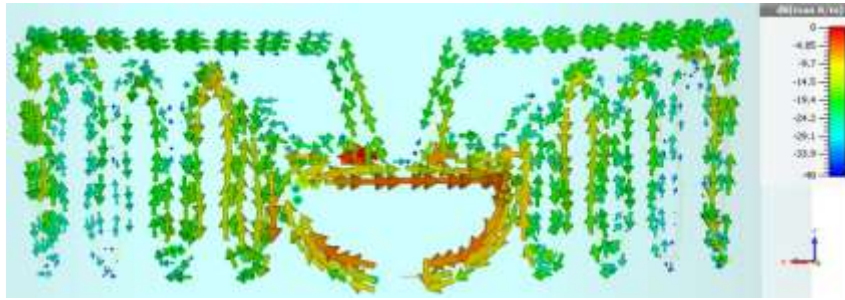


Fig. III.40 Lignes de courant électrique bouteille vide (phase=180°).

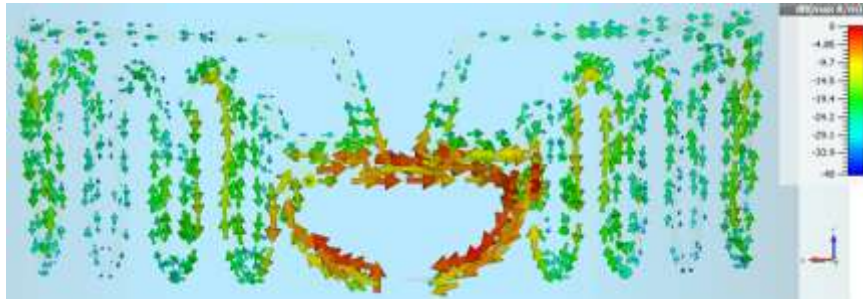


Fig. III.41 Lignes de courant électrique bouteille pleine (phase=180°).

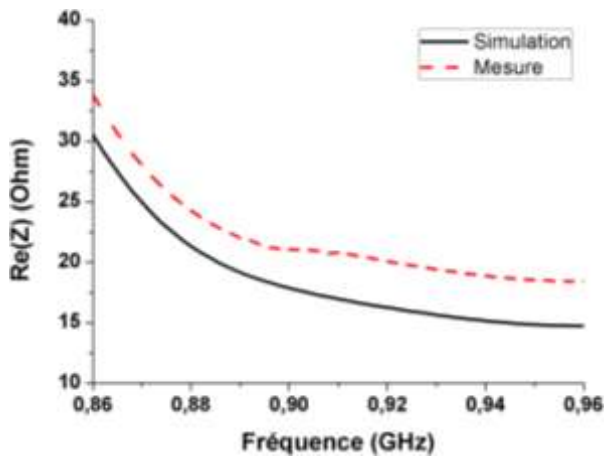


Fig. III.42 Partie réelle de l'impédance de l'antenne (bouteille vide).

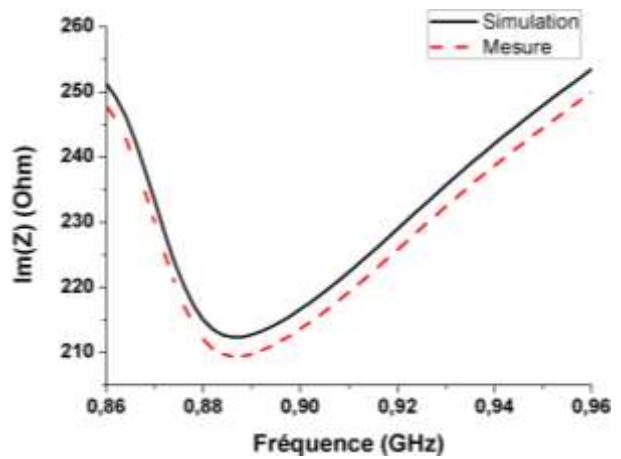


Fig. III.43 Partie imaginaire de l'impédance de l'antenne (bouteille vide).

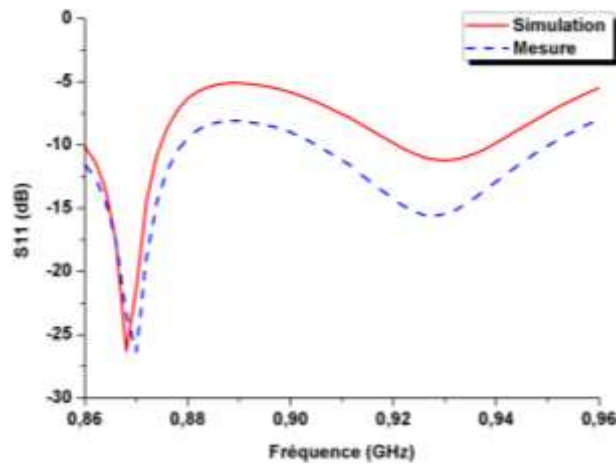


Fig. III.44 Coefficient de réflexion de l'antenne sur une bouteille vide.

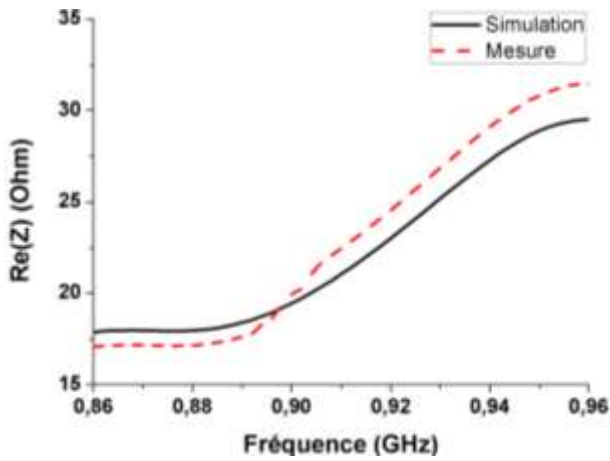


Fig. III.45 Partie réel de l'impédance de l'antenne (bouteille pleine).

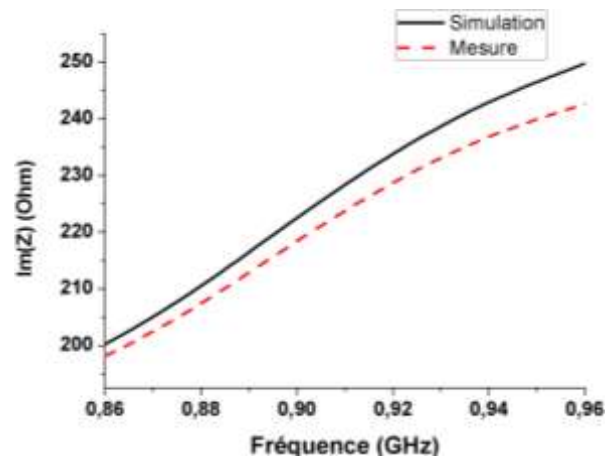


Fig. III.46 Partie imaginaire de l'impédance de l'antenne (bouteille pleine).

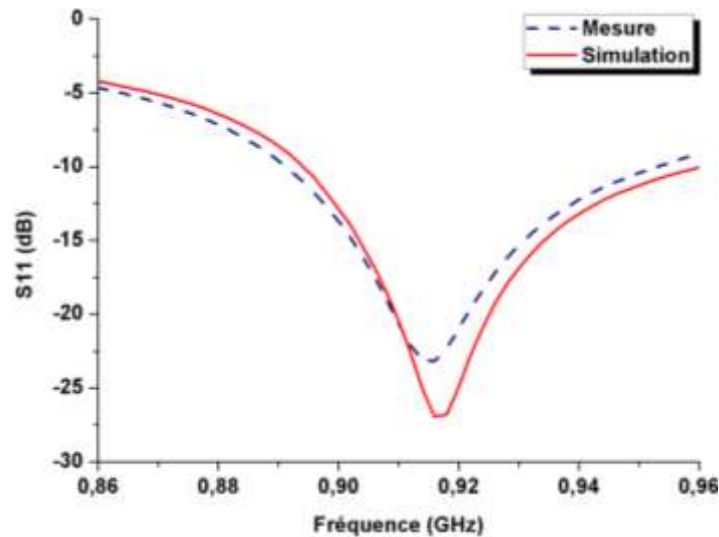


Fig. III.47 Coefficient de réflexion de l'antenne sur une bouteille pleine.

Dans le cas d'une antenne à proximité immédiate de liquide, il est préférable d'utiliser une communication par couplage magnétique, qui est beaucoup moins affectée par la présence de celui-ci. Nous représentons sur les figures III.48 et III.49 le module du champ H dans le plan H dans les deux cas, bouteille vide et pleine successivement. Nous remarquons que l'amplitude maximale du champ H, qui est responsable de la génération du courant circulant dans l'antenne, n'est pas sensiblement affectée par la présence du liquide. Cela démontre la relative insensibilité du champ H à la présence du liquide aux fréquences de la RFID UHF. Nous remarquons néanmoins une déformation du front d'onde dans le cas d'une bouteille pleine, ce qui a un impact négatif sur la distribution du courant.

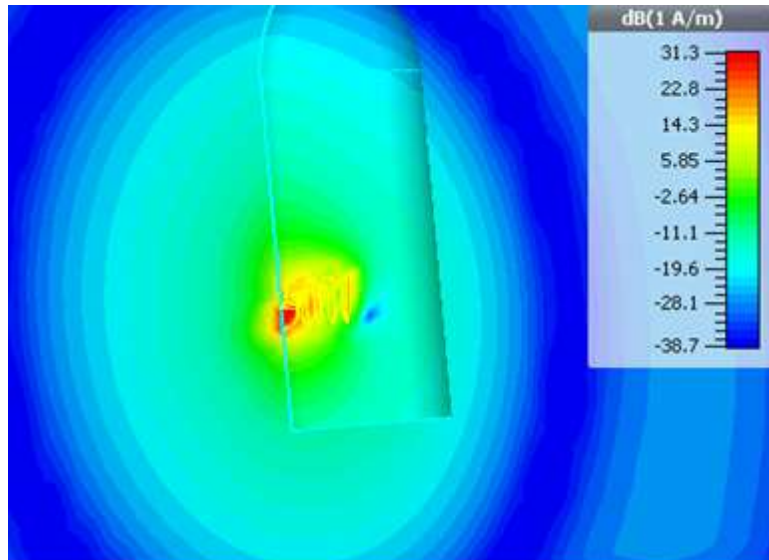


Fig. III.48 Module champ h bouteille vide (Plan H) $f = 910\text{MHz}$.

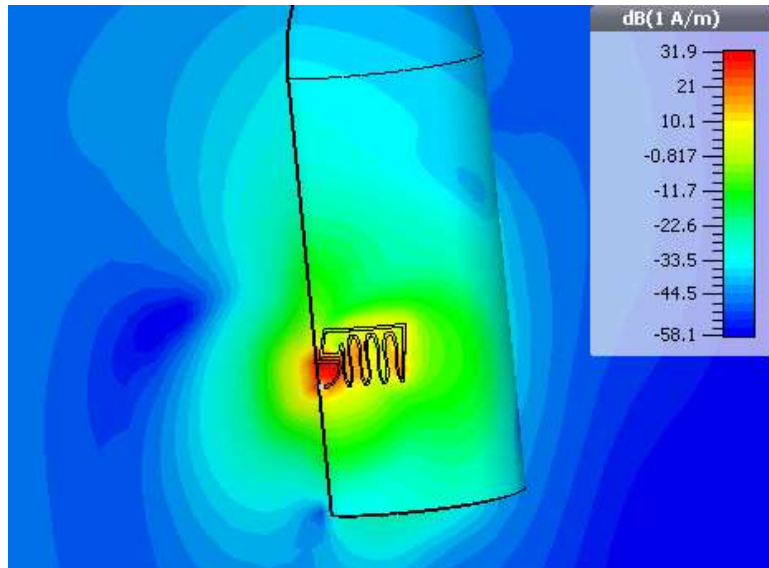


Fig. III.49 Module champ h bouteille pleine (Plan H) $f=910\text{ MHz}$.

Nous représentons également le module du champ E de l'antenne sur bouteille pleine et vide : nous remarquons que l'amplitude du champ E augmente d'un facteur 2,3 dans le cas d'une bouteille pleine. Le champ E est également responsable du courant généré aux bornes de l'antenne. Généralement, pour une antenne réalisée sur un substrat à faible permittivité relative et à faibles pertes, la composante tangentielle du champ E généré au niveau de l'antenne est négligeable et le champ H est essentiellement responsable du courant circulant aux bornes de l'antenne.

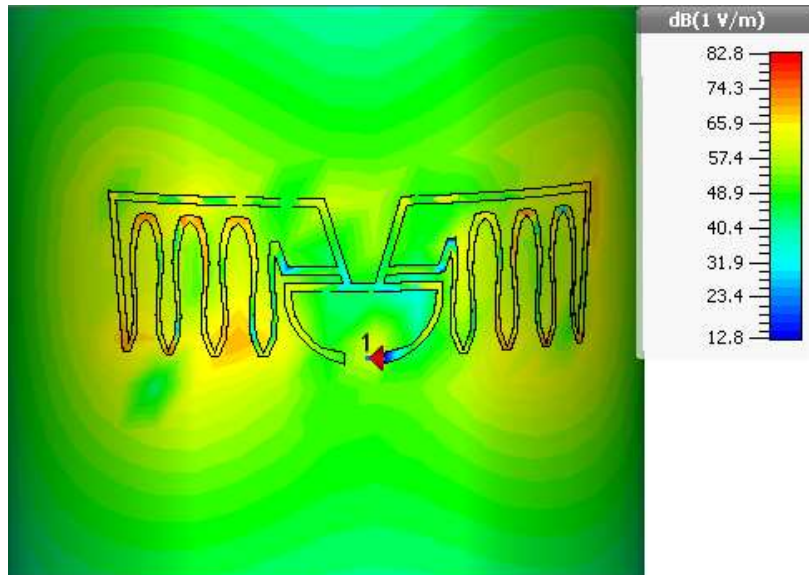


Fig. III.50 Module champ E bouteille vide (Plan E) $f = 910\text{MHz}$.

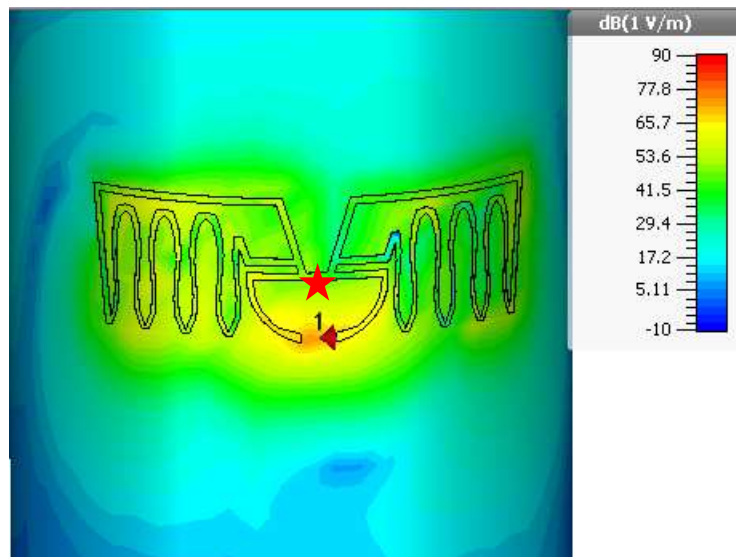


Fig. III.51 Module champ E bouteille pleine (Plan E) $f=910\text{ MHz}$.

Pour comprendre l'impact de la présence du liquide sur les champs E et H générés aux bornes de l'antenne, on étudie l'allure des champs générés au centre de l'antenne au point désigné dans la figure III.51 par une étoile rouge. A l'aide d'une sonde des champs électrique et magnétique à ce point, nous analysons plusieurs configurations : le champ électrique et magnétique au centre de l'antenne dans les cas bouteille vide et pleine (transmission), ainsi que les champs induits par une onde incidente dans le cas d'une antenne en réception (présence ou non du liquide). Les figures III.52 et III.53 représentent successivement l'allure temporelle du champ E et H pour une antenne en transmission et en réception pour les cas bouteille vide et pleine.

Antenne en mode transmission :

- L'amplitude maximale de l'allure temporelle du champ E pour une antenne en transmission sur bouteille pleine est environ trente fois supérieure au cas de la bouteille vide et le spectre énergétique correspondant (figure III.54) est 40 dB supérieur.

Antenne en mode réception :

- Dans le cas d'une onde incidente, l'amplitude du champ électrique dans le cas d'une bouteille pleine est seulement dix fois supérieure au cas de la bouteille vide. Concernant le spectre fréquentiel du champ E induit aux bornes de l'antenne par une onde incidente, il est en moyenne 25 dB supérieur. Notons que les figures III.52 et III.53 représentent l'allure temporelle des champs à la fréquence de résonance et que les figures III.54 et III.55 représentent, quant à elles, les densités spectrales respectivement des champs E et H entre 800 MHz à 1000 MHz.

On remarque dans la synthèse explicative de l'influence du liquide sur le champ E que celui-ci est beaucoup moins influencé dans le cas d'une antenne en réception. Cela s'explique par le fait que le champ est influencé par la forte permittivité relative du liquide et par la déformation du front d'onde. Cette déformation est importante pour l'ordre de grandeur de l'épaisseur du verre qui varie entre 3mm et 6mm, ce qui est très inférieur à la longueur d'onde (> 30 cm).

La relative faible influence du champ E pour une antenne en réception (comparativement au cas de la transmission) est liée à la faible amplitude de ce champ en réception. En effet, au regard de la conductivité de la contenance des bouteilles (de l'ordre de 1 S/m) et de la distance considérée entre l'antenne et le liquide (épaisseur du verre), l'onde de surface intervient fortement [III.22]. Cette onde générée à la surface du liquide dépend directement de l'amplitude du champ E et cette onde génère à son tour un champ E au niveau de la surface de l'antenne. Ce phénomène peut expliquer la forte influence du champ E dans le cas d'une bouteille pleine (cas d'une antenne en transmission par rapport au cas d'une antenne en réception). Comme énoncé précédemment, dans le cas de la présence de liquide, la préférence est d'utiliser une antenne communicante en couplage magnétique : cela est illustré par les figures III.53 et III.55, où l'on note la faible modification du champ H induite par la présence du liquide comparativement au cas du champ E. En effet, l'amplitude

maximale (antenne en transmission) du champ H est de 3,75 A/m pour une bouteille vide et 3,6 A/m pour une bouteille pleine.

La densité spectrale est en moyenne 5 dB supérieure dans le cas d'une bouteille pleine pour le champ H. Pour une antenne en réception, l'amplitude maximale du champ H induit au niveau de l'antenne sur bouteille vide est de 0,028 A/m et de 0.015 A/m pour une bouteille pleine. La densité spectrale, quant à elle, varie de 9,5 dB à 23,6 dB du fait de l'introduction du liquide.

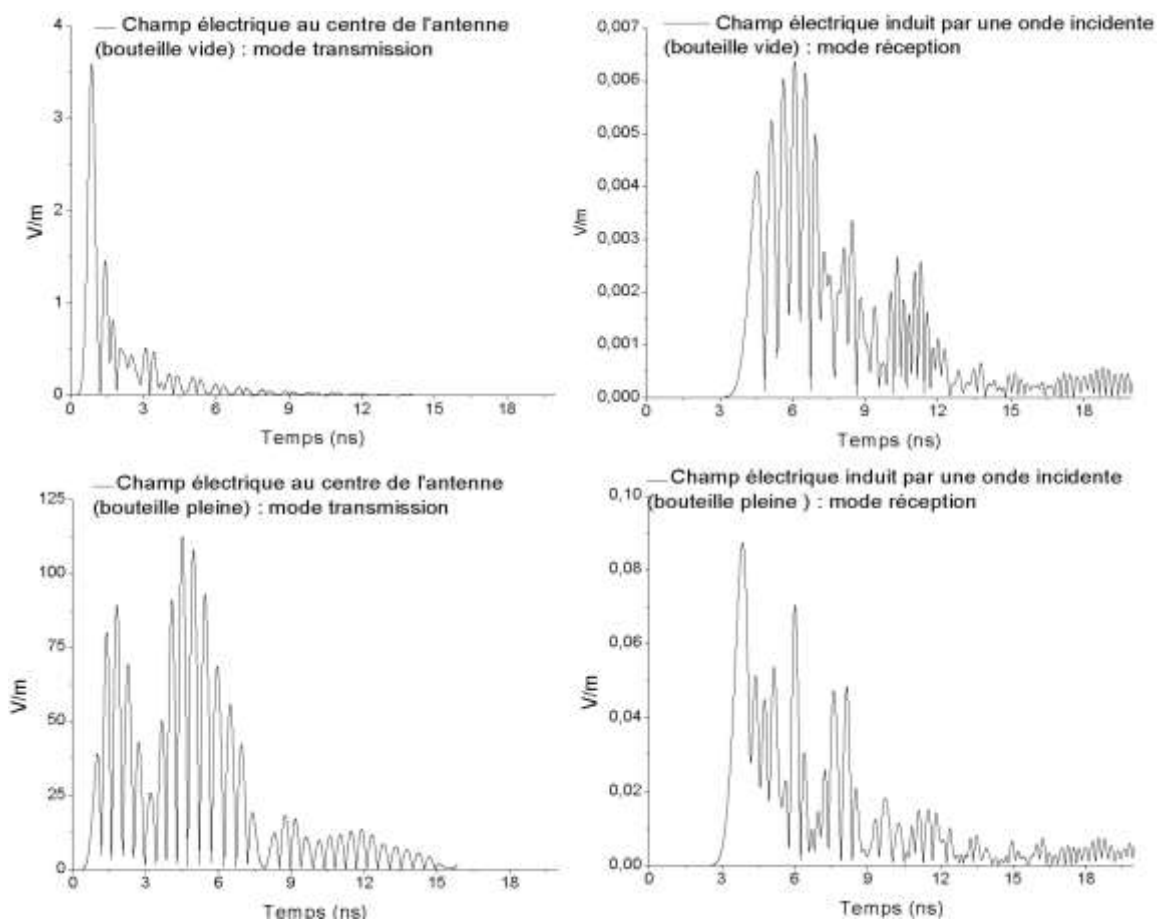


Fig. III.52 Allure temporelle du champ électrique sondé au centre de l'antenne en mode transmission et réception.

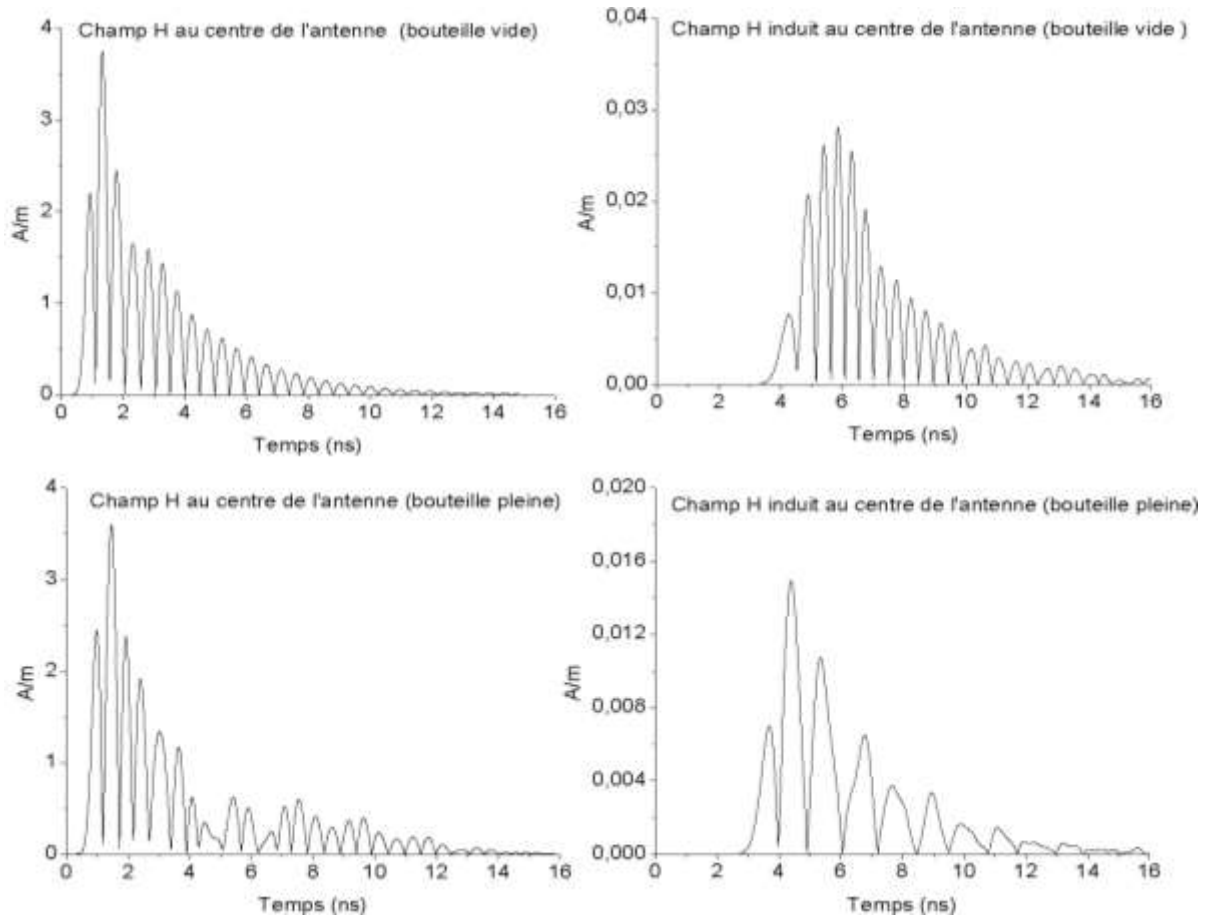


Fig. III.53 Allure temporelle champ magnétique sondé au centre de l'antenne en mode transmission et réception.

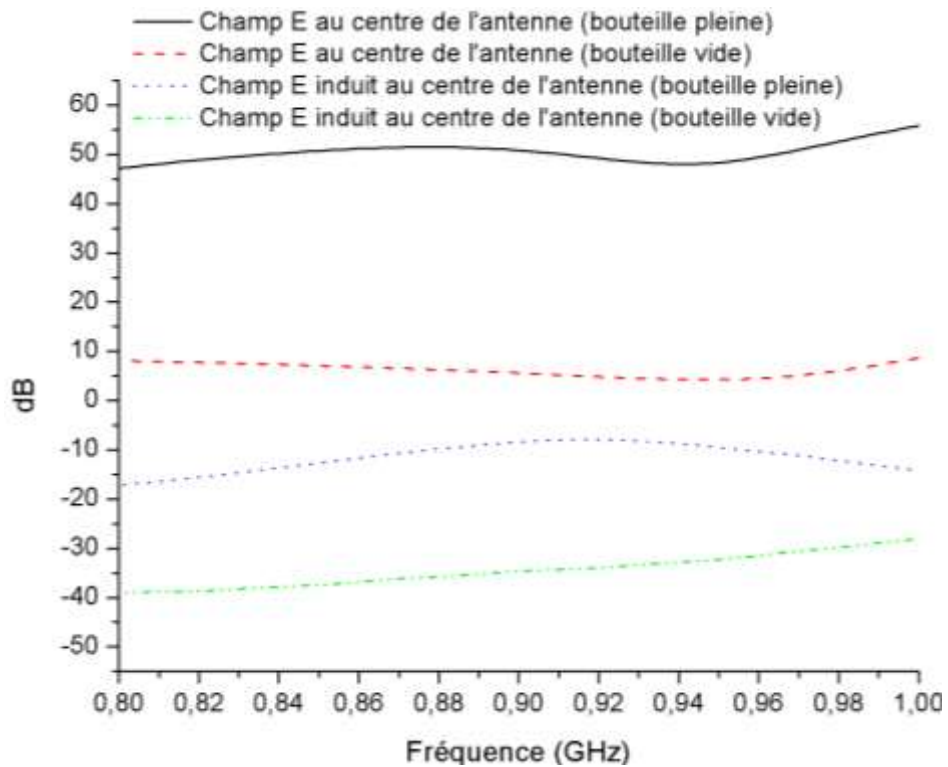


Fig. III.54 Module du champ E au centre de l'antenne en fonction de la fréquence.

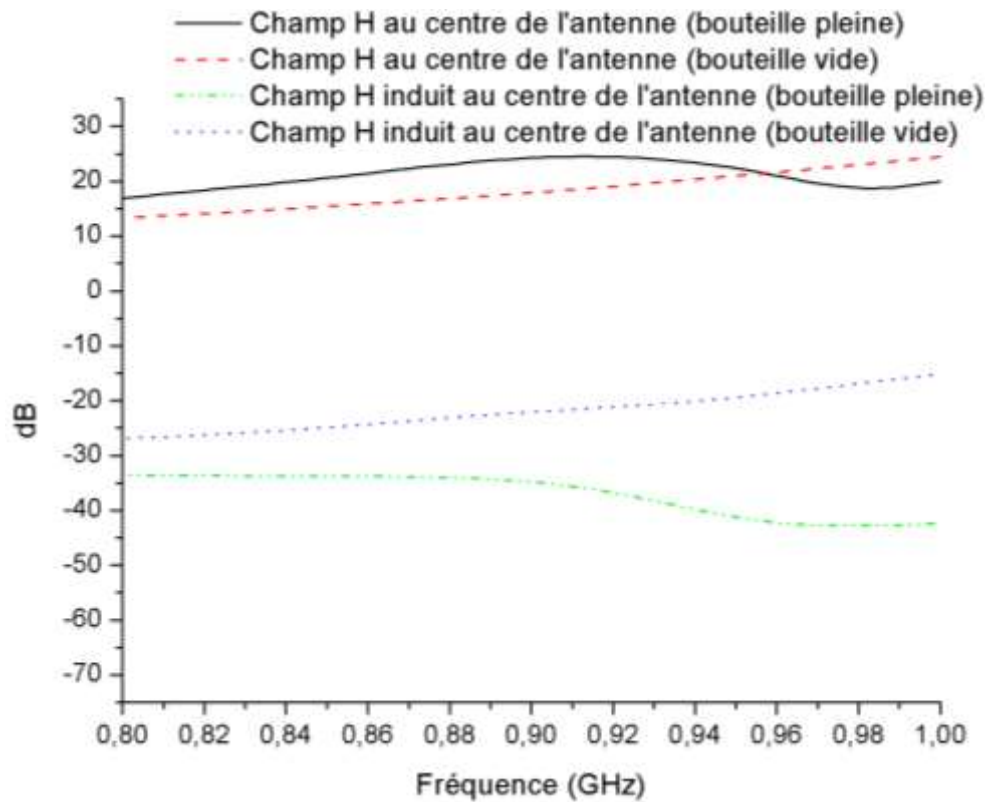


Fig. III.55 Module du champ H au centre de l'antenne en fonction de la fréquence.

Un champ électrique incident E_{in} induit un courant électrique dans l'antenne, ce courant génère son propre champ E_r qui est rayonné par l'antenne. Dans la section précédente, nous nous sommes intéressés au champ électrique incident, responsable du courant électrique induit aux bornes de l'antenne (qui est donc lié directement à l'énergie transférer à la puce). En réalité, le champ sondé au centre de l'antenne dans la figure III.51 est le champ total de l'antenne E_{tot} qui correspond à la somme du champ incident et du champ rayonné. Celle-ci s'exprime donc : $E_{tot} = E_{in} + E_r$. Dans le cas d'une antenne parfaitement conductrice, les conditions aux limites stipulent que la composante tangentielle du champ électrique total à la surface de l'antenne tend vers zéro. C'est cette condition limite qui permet de déterminer la distribution du courant électrique le long de l'antenne. Effectivement, on remarque sur la figure III.52 que l'amplitude maximale du champ E dans le cas d'une bouteille vide est très faible, inférieure à 4 V/m pour une antenne en transmission et inférieure à 0,007 pour une antenne réception. En revanche, pour une antenne apposée sur une bouteille pleine, le champ électrique est environ trente fois supérieur au cas de l'antenne en transmission et dix fois supérieur au cas d'une antenne en

réception. Cela a une incidence directe sur la distribution du courant le long de l'antenne et donc sur la puissance totale disponible et délivrée à la puce.

La figure III.56 représente à titre d'illustration le courant électrique induit aux bornes de l'antenne pour une bouteille vide et pleine. On note une amplitude maximale de $5 \cdot 10^{-4}$ pour une bouteille vide et une amplitude maximale de $5 \cdot 10^{-5}$ pour une bouteille pleine, ce qui représente un rapport de 10 et donc équivalent à des pertes de 20 dB. Les différentes simulations ont confirmé ces pertes de 20 dB entre une antenne réalisée sur une bouteille pleine et vide pour un même niveau de pertes d'insertion. Le niveau de ces pertes peut être beaucoup plus important si les conditions d'adaptation ne sont pas correctement vérifiées dans le cas où l'antenne n'est pas bien optimisée pour les deux configurations.

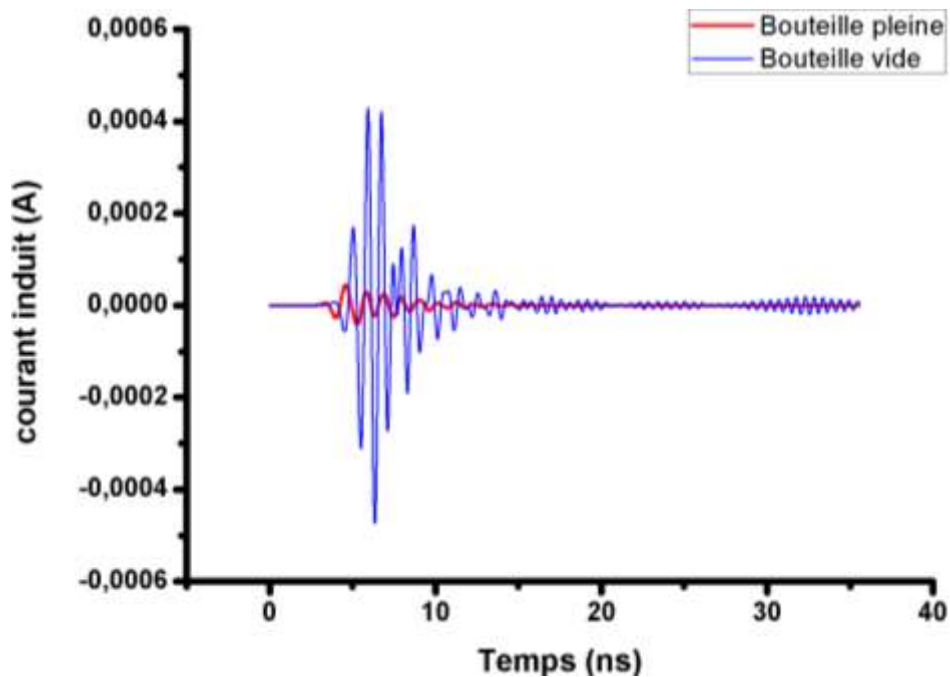


Fig. III.56 Courant induit aux bornes de l'antenne par une onde incidente pour une bouteille vide et pleine.

A partir de l'expression III.102 de la portée en liaison montante d'un tag RFID rappelée ci-dessous :

$$r_{\max_tag} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{EIRP} G_t |\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2}{P_{S_puce}}}$$

Où :

$P_{\text{EIRP}} = 2\text{WERP} = 3.28\text{W}$ (Maximum de la puissance autorisée par la norme ETSI 302 208).

$G_t = 1.64$: Gain maximum d'une antenne dipôle demi onde (antenne du tag)

$|\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2 = 0.5$ (On suppose une polarisation circulaire de l'antenne du lecteur et une polarisation linéaire de l'antenne du tag, on a -3dB de pertes de polarisation.

$P_{S_puce} = 17.8 \mu\text{W}$ (-17.5 dBm pour la puce G2im de la société Nxp).

On peut estimer la portée maximale de lecture à $r_{\text{max_tag}} = 10.3 \text{ m}$.

Si l'on considère les pertes de 20 dB précédemment évoquées dans la valeur du gain de l'antenne du tag, la portée maximale est réduite à 1 mètre. Cette valeur de perte est constatée notamment lors des mesures effectuées avec des boissons alcoolisées de différentes concentrations (Fig. III.57 et Fig. III.58). On note donc une forte dégradation de la portée de lecture dans le cas d'une bouteille pleine, mais la portée reste nettement plus grande que la portée constatée dans le cas d'une antenne opérant en champ proche (< 20 cm). Ce qui confirme que, malgré la faible influence du champ H par la présence du liquide, la nouvelle méthode de conception présentée ici, permet la réalisation de tag RFID UHF de portée beaucoup plus importante qu'un tag en champ proche. Nous n'avons pas pu noter un lien direct, ou une explication physique, liant l'optimisation du design de l'antenne et la distribution du champ E afin d'aboutir à des pertes d'efficacité moindres dans le cas d'une bouteille pleine. Mais, le concepteur d'antenne RFID à proximité des liquides peut utiliser la méthode détaillée de l'influence de la structure de l'antenne sur la distribution du champ E pour l'optimisation du design par simulation.

En dépit du fait que l'amplitude du courant généré sur l'antenne dépende de la distribution temporelle des champs E et H, on note que plus l'amplitude de la composante tangentielle totale du champ E sur la surface de l'antenne est faible, plus les pertes d'efficacité de rayonnement diminuent. Ce dernier critère peut être exploité lors de l'optimisation de l'antenne pour une meilleure performance de l'antenne à proximité du liquide.

La portée de lecture dépend aussi fortement de la sensibilité de la puce utilisée. Nous avons considéré pour le calcul numérique de la portée ci-dessus la sensibilité de la puce G2im.

Nous avons choisi cette puce pour les avantages qu'elle présente notamment en matière de capacité de codage et la sécurité antivol. Un autre avantage réside dans la possibilité de scellage électrique de produit par des options propriétaires proposées en plus des options obligatoires du standard EPC global Class1_gen2. Il existe aujourd'hui des puces dont la sensibilité peut aller jusqu'à -22 dBm permettant d'obtenir une portée plus importante que l'exemple ci-dessus d'un facteur de 2.25 dB. Cette amélioration de sensibilité se traduit par une portée maximale de 17.3 m pour une bouteille vide et 1.7 m pour une bouteille pleine (en considérant le maximum de pertes). La sensibilité des puces est passée de -10dBm en 2010 à -22dBm en 2016, ce qui laisse présager que cette sensibilité est amené à s'améliorer dans les prochaines années. L'approche présentée dans cette thèse fait de la technologie RFID UHF un candidat pertinent pour les applications de traçabilité et d'inventaire des produits contenant des liquides.

Nous avons étudié la portée en liaison montante du tag ; les résultats théoriques montrent que la portée globale d'un système RFID se compose de la liaison montante et descendante. La liaison montante représente la distance maximale pour laquelle le tag a suffisamment l'énergie pour communiquer son identifiant au lecteur. La portée en liaison descendante, représente la distance maximale pour laquelle le lecteur peut capter la réponse du tag par rétro-modulation. Il est nécessaire de différencier entre les deux portées, notamment dans le cas d'une architecture bi-statique au niveau du lecteur, où l'antenne de réception peut être plus au moins proche que l'antenne de transmission. D'une manière générale la portée en liaison descendante est plus importante qu'une portée d'une liaison montante. Cela veut dire que pour un système mono statique si le tag a suffisamment d'énergie pour fonctionner (la portée en liaison montante) l'énergie rétrodiffusé vers le lecteur sera suffisante pour pouvoir démoduler l'information. Cela s'explique par le fait que la sensibilité au niveau du lecteur est beaucoup plus importante que la sensibilité au niveau des puces. Aujourd'hui, il existe sur le marché des lecteurs avec des niveaux de sensibilité en réception pouvant aller jusqu'à -85 dBm en mode monostatique et au-delà de -100 dBm pour le mode bistatique.

Nous rappelons ci-dessous l'expression de la portée d'un système RFID en liaison descendante donnée par l'équation (III.109).

$$r_{\max_lec} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt[4]{\frac{P_{b_max}}{P_{r_base_min}} G_b^2 G_t^2 |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 |\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2 |\hat{\rho}_{wt} \cdot \hat{\rho}_{al}|^2}$$

En prenant $P_{b_max} = 30 \text{ dBm}$, $P_{r_base_min} = -85 \text{ dBm}$, $G_b = 5 \text{ dBi}$, $G_t = 2.2 \text{ dBi}$

$|\hat{\rho}_{wl} \cdot \hat{\rho}_{at}|^2 = |\hat{\rho}_{wt} \cdot \hat{\rho}_{al}|^2 = 0.5$, $f = 900 \text{ MHz}$, $|\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 = 0.25$ (Ce qui représente les pertes de modulation entre les deux cas antenne l'antenne est adaptée et l'antenne est court-circuitée).

Le facteur de modulation de la section radar ($|\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2$) entre les deux états de charges de l'antenne du tag, correspondants pour l'un au maximum de transfert d'énergie à la puce et minimum de réflexion vers le lecteur et inversement pour l'état 2. Cette quantité permet donc de quantifier les pertes de modulation, ce qui représente les pertes d'énergie rétrodiffuser vers le lecteur. Une partie d'énergie est nécessairement transmise à la puce pour continuer la télé-alimentation pendant la communication. Les pertes de modulation dépendent également du type de modulation au niveau de la puce, en effet, en fonction du type de modulation on peut avoir des niveaux de haut et bas plus au moins fréquents. Pour prendre en compte le type de modulation, on pondère la modulation de la section radar par un coefficient α .

Avec les valeurs considérées ci-dessus on a une portée maximale en liaison descendante estimée à $r_{max_lec} = 22.7m$ et la portée maximale si on considère 20 dB de pertes supplémentaire apportée au gain de l'antenne du tag par la présence du liquide dans le cas d'une bouteille pleine la portée est estimée à 2.26.

Nous représentons sur les figures III.57 et III.58 le gain mesuré de l'antenne dans le plan E et H successivement sur une bouteille remplie par : Eau, produit1 (7% d'alcool), produit2 (12% d'alcool) et produit3 (37% d'alcool).

Nous remarquons que nous avons une directivité dans le plan frontale de la position de l'antenne, dans la direction désignée par les coordonnées $\phi = 90^\circ$ et $\theta = 90^\circ$. Cette augmentation de la directivité peut présenter l'avantage d'avoir plus de gain dans la direction maximale de rayonnement, mais a pour inconvénient de perdre le caractère omnidirectionnel de l'antenne dans le plan H et donc un comportement de lecture en fonction de la rotation de la bouteille non contrôlé. Néanmoins, ce problème peut être réglé par l'optimisation de l'environnement de lecture au cas par cas, par exemple à l'aide d'installation de deux antennes en vis-à-vis sur un convoyeur ou sur un portique permettrait une lecture indépendamment de l'orientation de la bouteille. En effet les figures du

diagramme de rayonnement 3D en directivité (Fig. III.59 et III.60). Représentent à droite le diagramme de rayonnement de l'antenne sur une bouteille vide et à gauche le diagramme de rayonnement de l'antenne sur une bouteille remplie d'eau où on note une directivité dans la direction frontale comme susmentionné. Néanmoins, si on analyse l'allure du gain dans les plan E et H, il existe un minimum dans les directions désignées par $\phi = 270^\circ$ dans le plan E et $\theta = 240^\circ$ en dehors de ces deux directions (avec un étalement d'environ 30° dans chaque direction) la variation du gain en fonction de l'orientation est de l'ordre de 3 dB ce qui permet une lecture indépendante de l'orientation plus facilement.

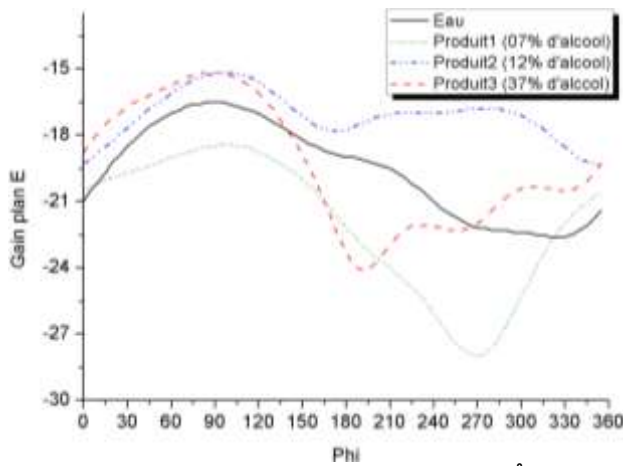


Fig. III.57 Gain dans le plan E (Theta=90°) de l'antenne sur bouteille avec différentes contenances.

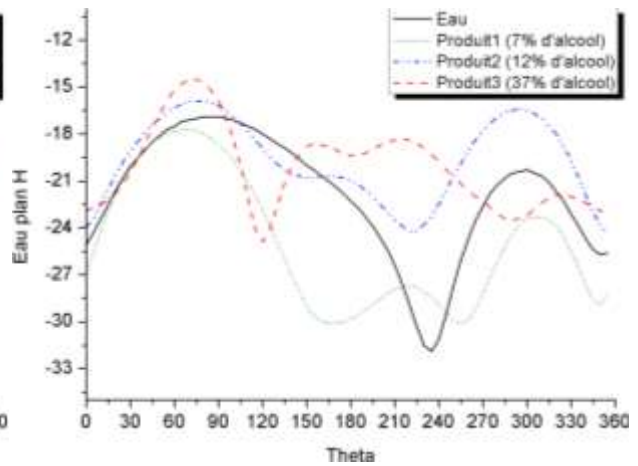


Fig. III.58 Gain dans le plan H (Phi=90°) de l'antenne sur bouteille avec différentes contenances.

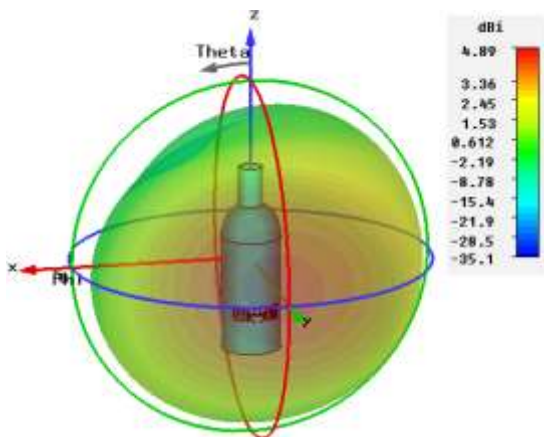


Fig. III.59 Diagramme de directivité Bouteille pleine (eau).

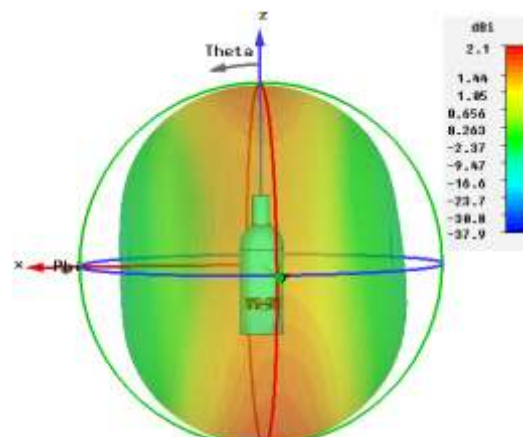


Fig. III.60 Diagramme de directivité Bouteille vide.

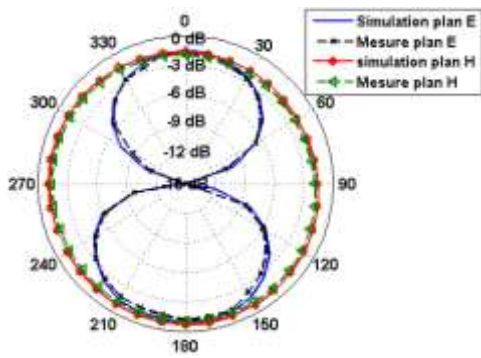


Fig. III.61 diagramme de rayonnement Plan E et H à 866 MHz (Bouteille vide).

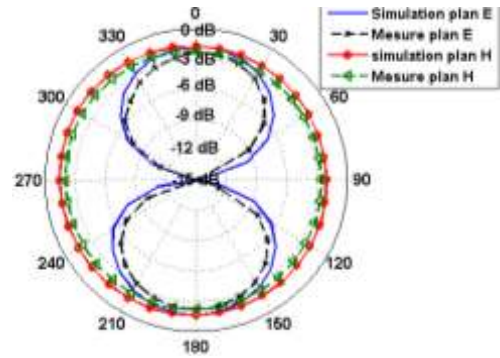


Fig. III.62 diagramme de rayonnement Plan E et H à 915 MHz (Bouteille vide).

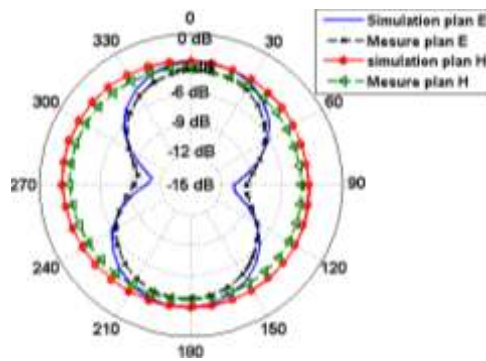


Fig. III.63 diagramme de rayonnement Plan E et H à 866 MHz (Bouteille vide).

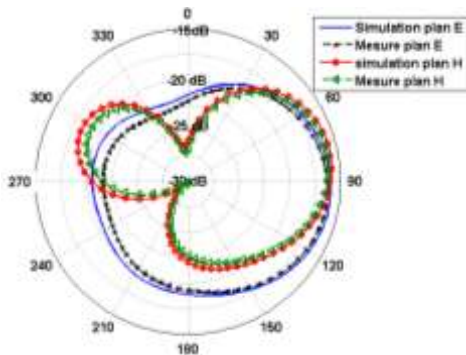


Fig. III.64 diagramme de rayonnement Plan E et H à 866 MHz (Bouteille pleine).

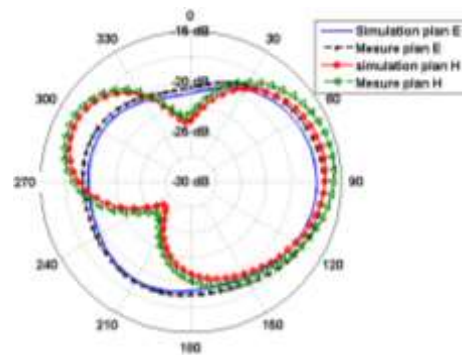


Fig. III.65 diagramme de rayonnement Plan E et H à 915 MHz (Bouteille pleine).

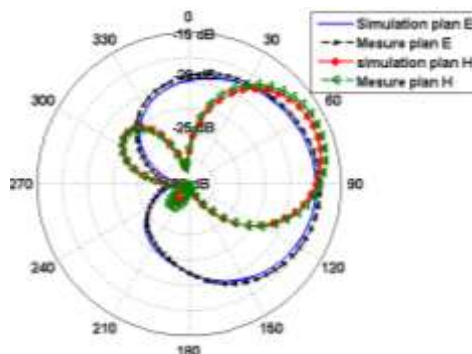


Fig. III.66 diagramme de rayonnement Plan E et H à 953 MHz (Bouteille pleine).

Nous présentons finalement la section radar de l'antenne sur bouteille vide et pleine, on note une valeur de RCS supérieur à 200 cm² et un maximum de 265 cm² pour les mesures et simulations dans le cas d'une antenne sur bouteille vide.

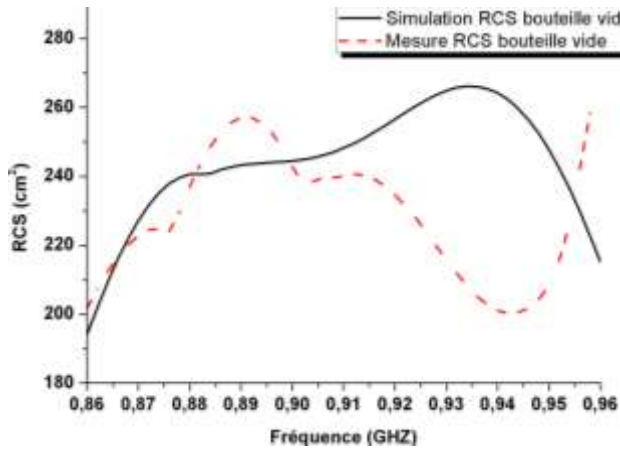


Fig. III.67 RCS de l'antenne (Bouteille vide).

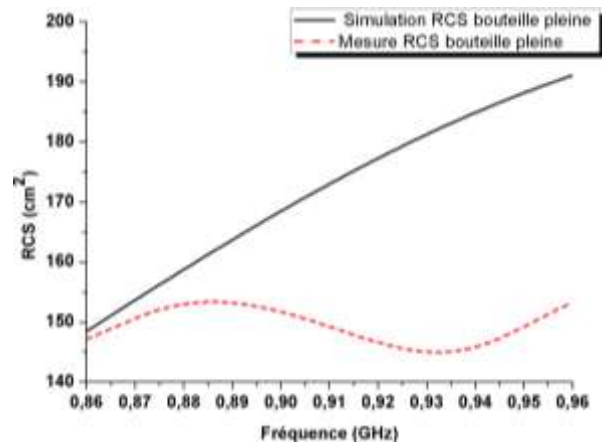


Fig. III.68 RCS de l'antenne (Bouteille pleine).

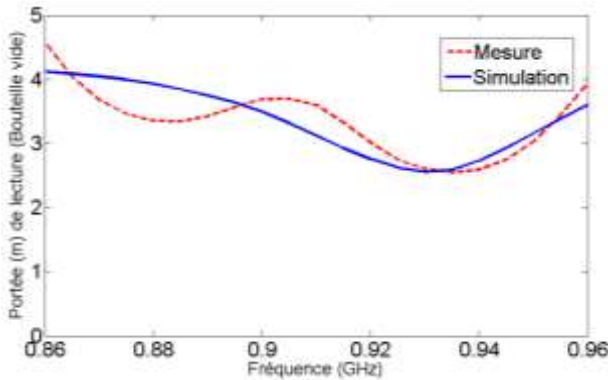


Fig. III.69 Portée de lecture (Bouteille vide).

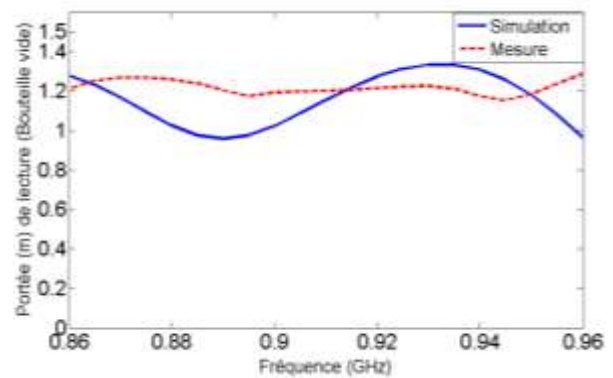


Fig. III.70 Portée de lecture (Bouteille pleine).

III.6.4.3 Antenne papillon réalisée avec une encre à base de nanoparticules d'argent et du PEDOT :

a) Optimisation des paramètres

Nous présentons ici la simulation et la réalisation d'antenne RFID UHF large bande repliée et intégrée sur verre. La structure générale de l'antenne et ses dimensions sont illustrées sur la figure III.71.

Cette antenne est optimisée pour fonctionner sur verre, avec ou sans présence de liquide. L'objectif de cette structure d'antenne est de permettre deux chemins de courant privilégiés correspondant à la même fréquence mais pour deux environnements distincts (présence ou non d'un liquide). Après une phase d'étude bibliographique, notre choix s'est porté sur une structure d'antenne de type spirale logarithmique modifiée. Une telle structure permet effectivement d'induire deux chemins de courant.

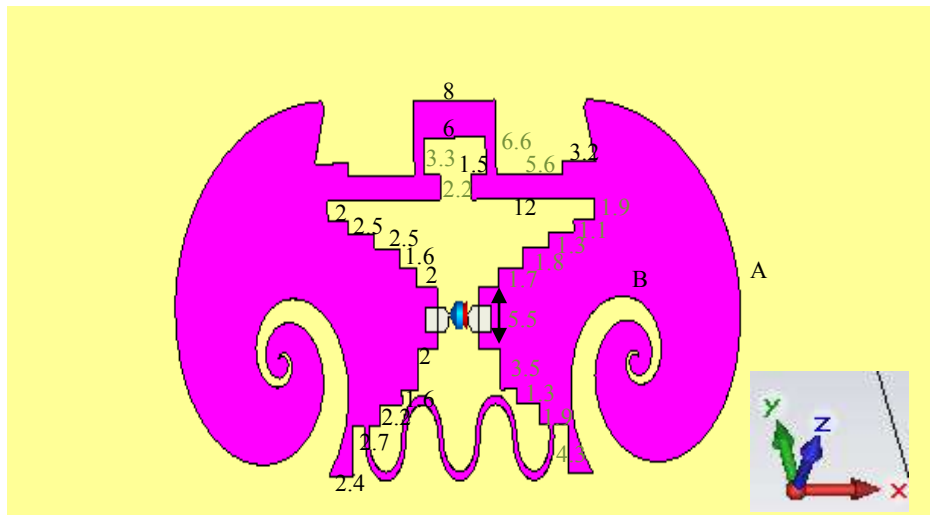


Fig. III.71 Structure de l'antenne.

Optimisation des paramètres de l'antenne :

En vue d'avoir une structure favorable à la génération de deux chemins privilégiés de courant, la forme géométrique recherchée doit présenter une forte disparité de ses dimensions géométriques. Une telle géométrie peut être obtenue avec les paramètres annoncés ci-dessous.

Les deux principaux éléments de l'antenne A et B sont des tronçons d'une antenne spirale logarithmique avec les paramètres suivants :

- nombre de tours : 5
- rayon initial k : 2
- phase d'incrément Φ : 5°
- déphasage entre les deux éléments Δ : 90°
- α : 0,3

La géométrie de l'antenne logarithmique spirale obéit aux équations suivantes :

$$r_1 = k \cdot \exp(\alpha \cdot \phi)$$

$$r_2 = k \cdot \exp(\alpha \cdot (\phi - \delta))$$

où r_1 et r_2 sont respectivement la courbe intérieure et extérieure de la spirale.

Comme attendu, cette forme géométrique présente une forte disparité quant à ses dimensions qui se prête à l'aspect large bande et au mode de fonctionnement double résonance recherché. Après dé-normalisation, le résultat est un tronçon d'une spirale logarithmique de plus grande dimension égale à 34 mm



Fig. III.72 Tronçon d'une antenne spirale logarithmique.

Le tronçon de l'antenne logarithmique généré sert comme élément de base de la conception de cette antenne (Fig. III.71). Nous détaillerons par la suite la fonction de chaque paramètre. La structure de cette antenne s'apparente à celle de deux dipôles repliés. La forme en cascade permet d'augmenter la longueur effective de l'antenne pour obtenir une fréquence de résonance à 860 MHz toute en gardant la miniaturisation de l'antenne à l'ordre de $\frac{\lambda}{7} \times \frac{\lambda}{11}$.

Les deux formes repliées en sinus et en boucle permettent de ramener une partie réactive positive pour l'adaptation à la partie réactive négative de la puce. La combinaison des deux parties repliées permet d'obtenir un comportement plus large bande comparativement au cas d'une seule partie repliée. Cette optimisation est illustrée dans la figure III.73 où l'on note un comportement inductif avec seulement une des deux parties repliées. La présence conjointe des deux parties garantit une partie inductive présentant une faible pente autour des fréquences RFID UHF, ce qui assure une adaptation à la partie réactive de la puce sur une bande de fréquence plus large.

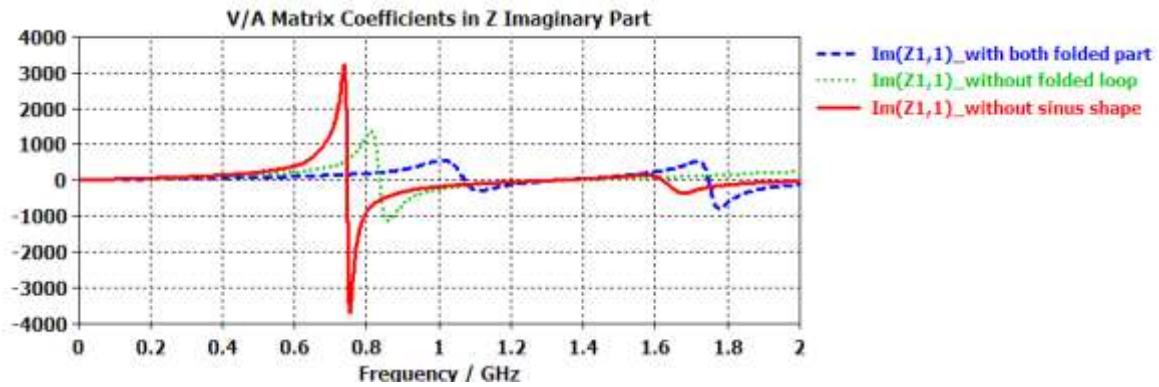


Fig. III.73 illustration de l'optimisation de la partie réactive de l'impédance.

L'antenne est ensuite optimisée pour fonctionner sur un article de verre creux, avec ou sans présence de liquide. Les figures III.74 et III.75 montrent respectivement l'intensité du courant électrique et les lignes de champs de la structure résonante, pour la fréquence 860 MHz, dans le cas d'une bouteille vide. L'impact de la présence du liquide est mis en évidence à la fois sur l'intensité du courant (Fig.III.76) et sur les lignes de champ (Fig.III.77).

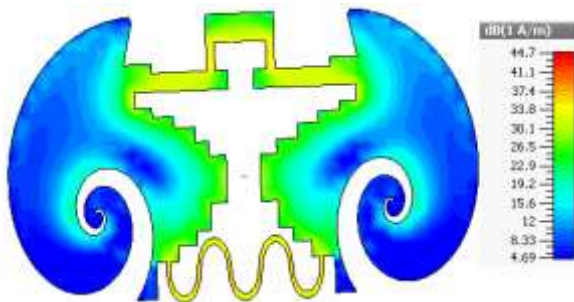


Fig. III.74 Intensité du courant électrique (sans liquide).



Fig. III.75 Lignes de champ électrique (sans liquide).

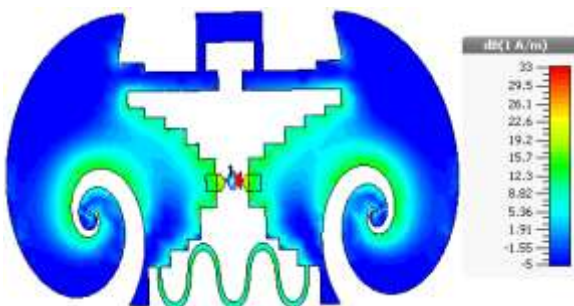


Fig. III.76 Intensité du courant électrique (avec liquide).

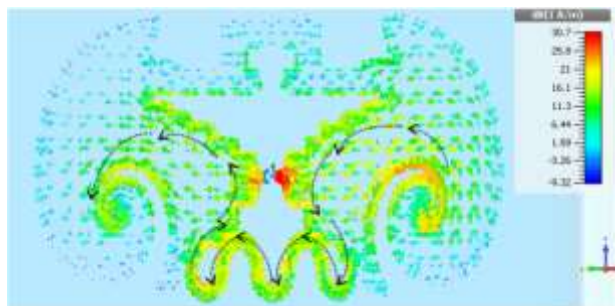


Fig. III.77 Lignes du courant électrique (avec liquide).

b) Présentation des résultats

On remarque sur la Figure III.75 l'isolation apportée par la partie B de l'antenne (cf. Figure III.71). En effet, les lignes de champ électrique se dissipent sur la fente spirale, ce qui empêche les réflexions d'atteindre les lignes de champ du côté opposé de l'antenne. Cette technique permet l'adaptation à la puce pour un article avec ou sans présence de liquide vu que les deux parties responsables de la résonance dans les deux cas sont parfaitement isolées. Dans le cas d'une bouteille pleine, la fente spirale permet de créer un chemin de courant différent mais de longueur électrique équivalente, assurant ainsi une adaptation de l'antenne pour la même bande de fréquence mais dans ce cas en présence de liquide.

Nous réalisons cette antenne sur un substrat de verre avec une encre à base de nanoparticule d'argent de conductivité égale à $\sigma = 2.86 \cdot 10^5 S/m$ avec $20 \mu m$ d'épaisseur. Nous avons également considéré une encre à base d'un polymère conducteur introduit au chapitre II, le PEDOT dont la conductivité est égale à $15000 S/m$ et l'épaisseur de dépôt est de $7 \mu m$.

Par la suite, on utilisera le terme « antenne encre » pour désigner une antenne réalisée avec une encre à base de nanoparticules d'argent, présentée sur la figure III.78, et « antenne PEDOT » pour une antenne réalisée avec du PEDOT, présentée sur la figure III.79.

Nous présentons ci-dessous les résultats de mesure et de simulation de l'impédance (partie réelle - Fig. III.80 et partie imaginaire – Fig. III.81) et le coefficient de réflexion de l'antenne encre sur une bouteille vide (Fig. III.82).



Fig. III.78 Antenne encre.



Fig. III.79 Antenne PEDOT.

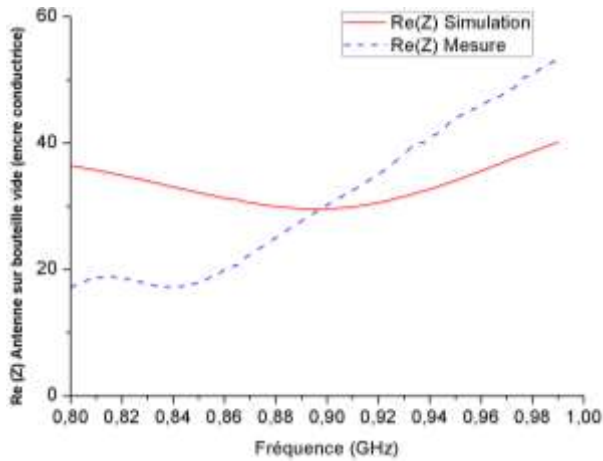


Fig. III.80 partie réelle de l'impédance de l'antenne encre (Bouteille vide).

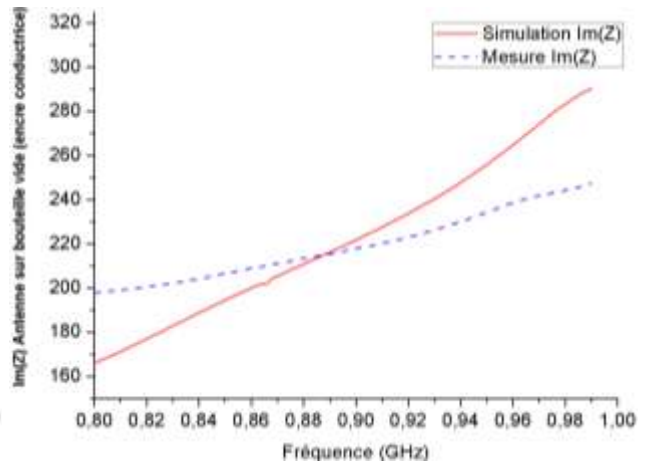


Fig. III.81 partie imaginaire de l'impédance de l'antenne encre (Bouteille vide)

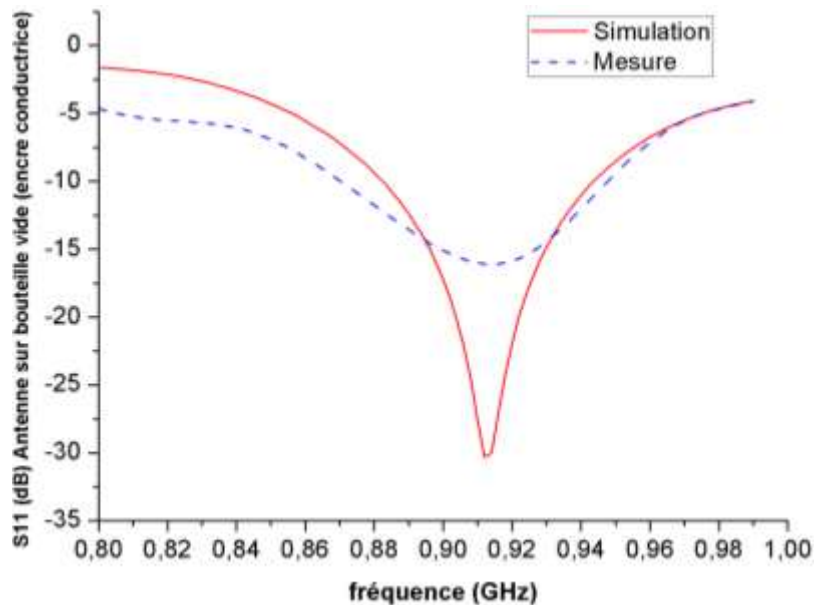


Fig. III.82 Coefficient de réflexion de l'antenne encre (Bouteille vide).

Les résultats expérimentaux montrent une relative concordance avec les prévisions résultant des simulations notamment concernant la détermination de la fréquence de résonance. Cette concordance est néanmoins altérée par :

- la méthode de mesure.
- les pertes induites par les contacts qui ne sont pas compensées lors de la phase de calibrage.

Concernant le cas d'une bouteille emplie de liquide (bouteille pleine), on peut effectuer le même constat (Fig. III.83 à III.85). On constate la dégradation du coefficient de qualité induite par la conductivité du liquide, celle-ci se traduisant par un comportement moins sélectif en fréquence.

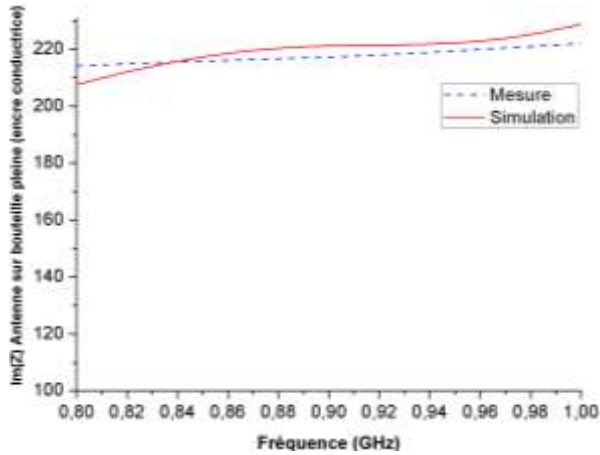


Fig. III.83 partie imaginaire de l'impédance de l'antenne encre (Bouteille pleine).

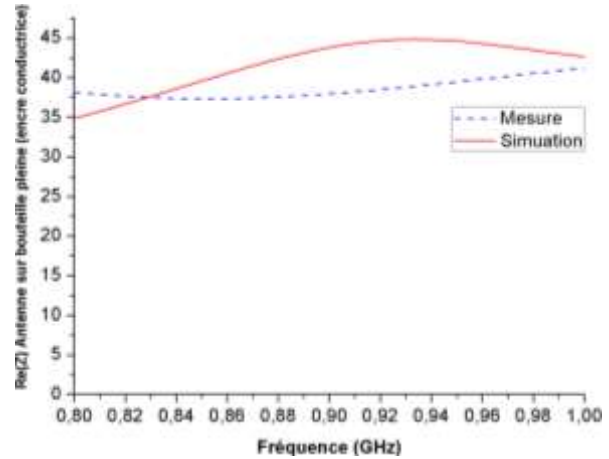


Fig. III.84 partie réelle de l'impédance de l'antenne encre (Bouteille pleine).

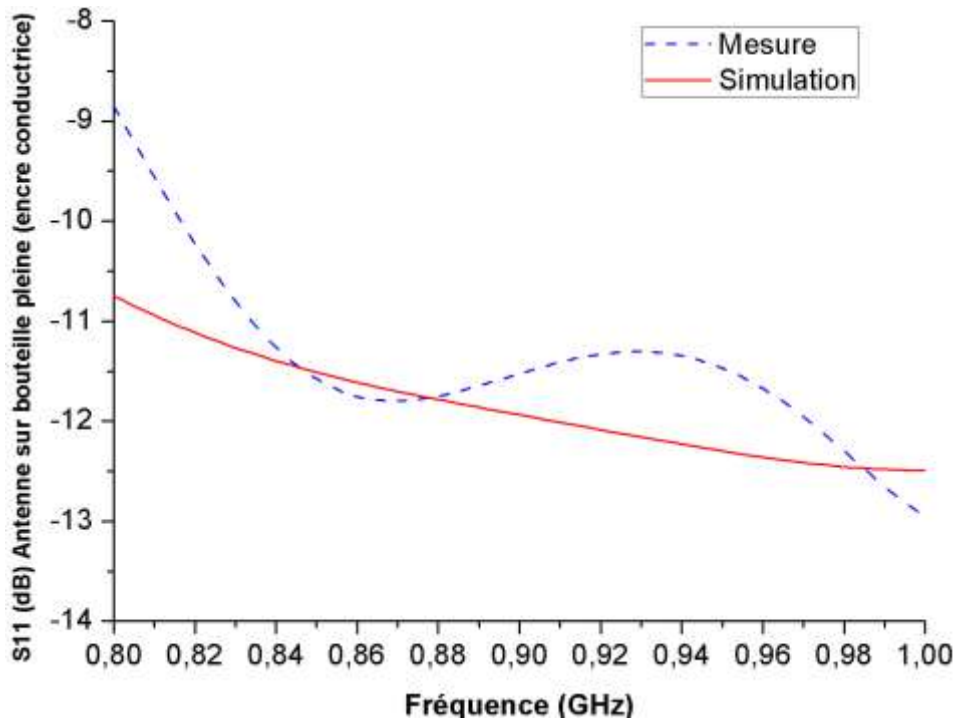


Fig. III.85 Coefficient de réflexion de l'antenne encre (Bouteille pleine).

La modélisation de l'antenne associée à un environnement hétérogène (article de verre associé à un liquide) est une étape importante qui permet ici de prédire le comportement électromagnétique réel de ce type de structure. Notre approche est validée par des résultats de mesures de l'impédance de l'antenne encre qui confirment la bonne adaptation annoncée par les résultats de simulation dans les deux cas (présence ou non du liquide).

Dans le cas de l'antenne PEDOT, nous n'avons pas pu mesurer l'impédance d'entrée car il est difficile d'établir le contact entre un câble coaxial et le dépôt de PEDOT de manière non destructive.

Le procédé de réalisation de cette antenne est détaillé dans le chapitre II.

Notre modèle électromagnétique a mis en évidence l'insuffisance du gain de l'antenne en présence de liquide du fait de la faible conductivité du PEDOT (20 cm de portée maximale). Nous présentons donc ici uniquement les résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne sur bouteille vide (Fig. III.86) mettant en évidence une adaptation de l'antenne PEDOT inférieure à -7 dB sur la plage de fréquence 860-960 MHz.

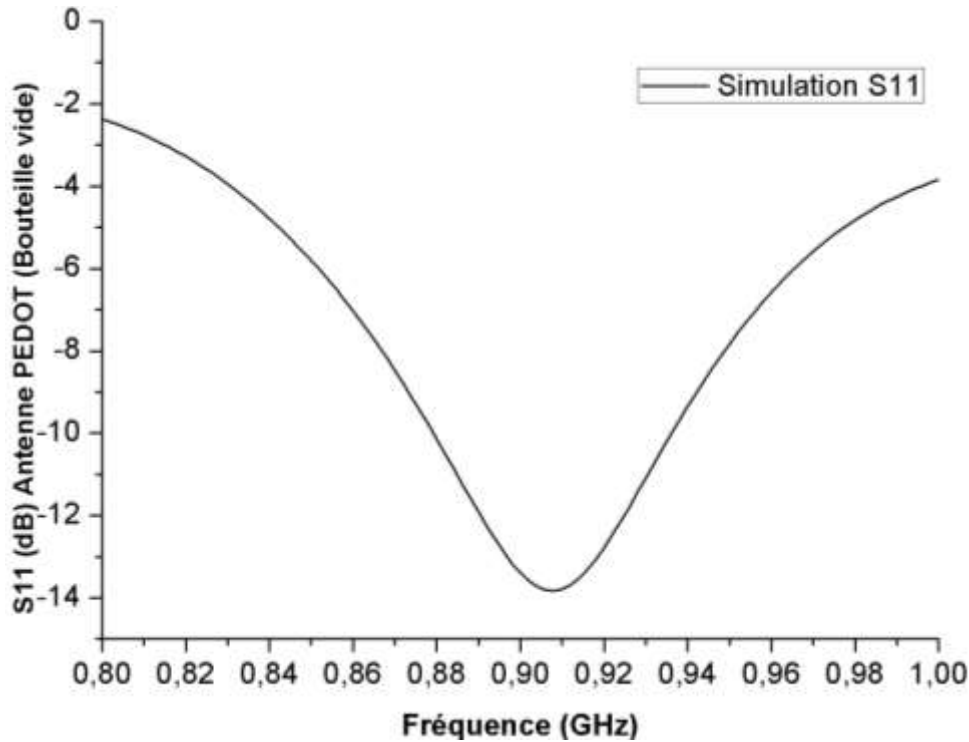
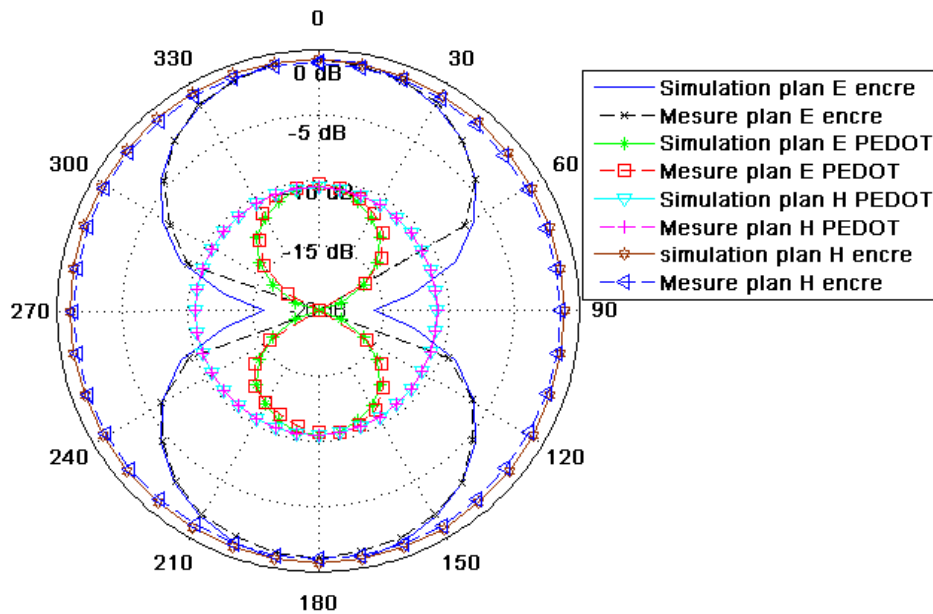


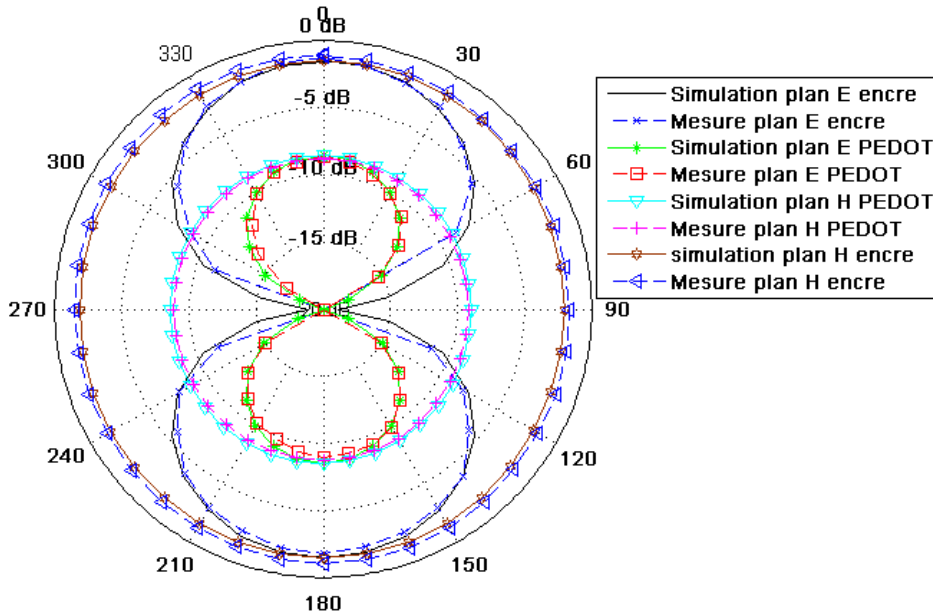
Fig. III.86 Coefficient de réflexion de l'antenne PEDOT (Bouteille vide).

c. Comparaison entre une antenne PEDOT et une antenne classique

Pour confronter les résultats de simulations aux mesures et valider l'antenne PEDOT, nous mesurons le diagramme de rayonnement. Rappelons que cette étape de mesure a nécessité le développement d'une méthode de mesure du diagramme de rayonnement sans contact. Nous présentons les diagrammes de rayonnement expérimentaux des antennes PEDOT et Encre respectivement à 860 MHz (Fig. III.87) et à 960 MHz (Fig. III.87) sur bouteille vide.



**Fig. III.87 Diagramme de rayonnement à 860 MHz (Bouteille vide)
Antenne PEDOT et antenne Encre.**



**Fig. III.88 Diagramme de rayonnement à 960 MHz (Bouteille vide)
Antenne PEDOT et antenne Encre.**

Dans le cas d'antenne sur bouteille vide, on note que le diagramme de rayonnement s'apparente à celui d'un dipôle classique.

L'antenne PEDOT présente un gain d'environ -10dB, ce qui correspond à une efficacité de rayonnement estimée à 10%. Cela est dû à la faible conductivité du PEDOT et à la faible épaisseur du dépôt (7 μm). La mesure de la portée de lecture de l'antenne PEDOT confirme une distance de lecture maximale de 75 cm (Fig. III.89) contre 10m de l'antenne à base de nanoparticule d'argents (Fig. III.90).

Cette portée de 75 cm reste compatible à la plupart des applications de traçabilité.

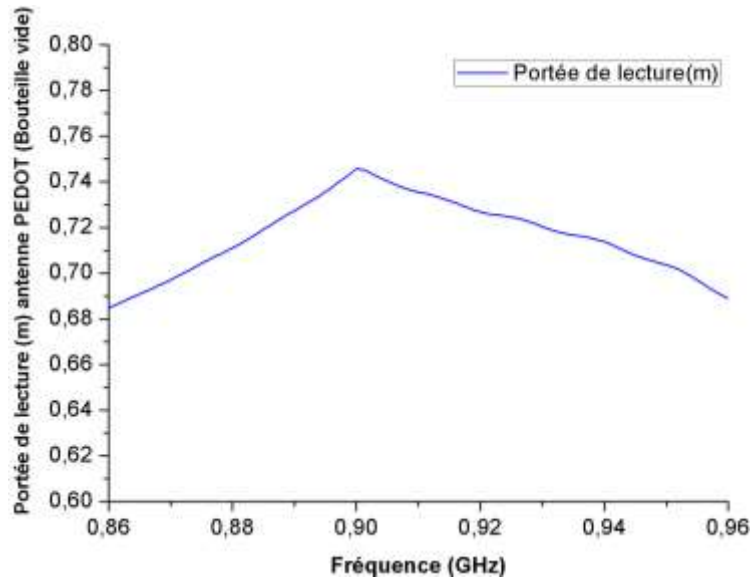


Fig. III.89 Portée de lecture de l'antenne PEDOT.

La présence de liquide induit une forte modification des diagrammes de rayonnement comme le montrent les figures III.90 et III.91.

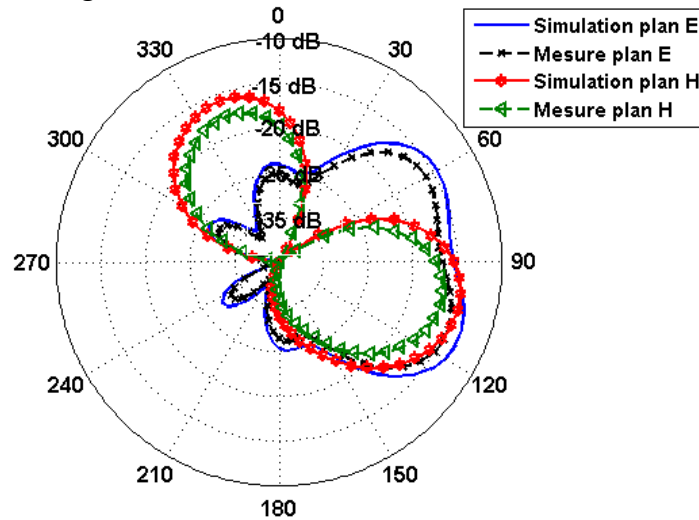


Fig. III.90- Diagramme de rayonnement à 860 MHz- Antenne Encre (Bouteille pleine).

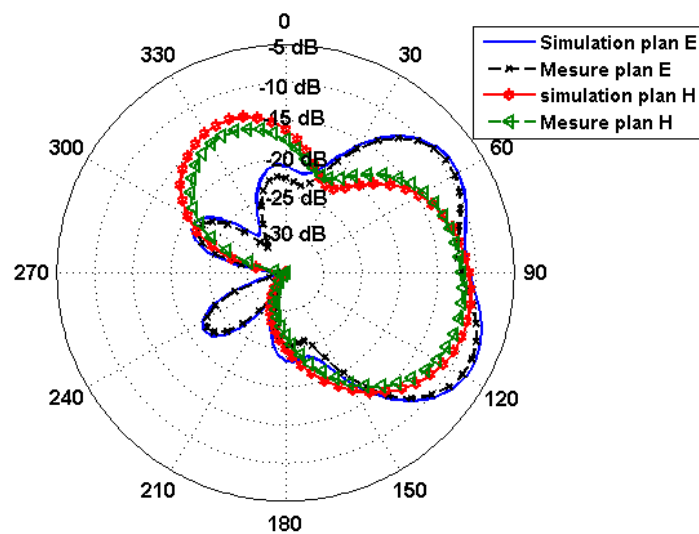


Fig. III.91 Diagramme de rayonnement à 960 MHz- Antenne Encre (Bouteille pleine).

En présence du liquide, le diagramme de rayonnement de l'antenne à base de nanoparticules d'argent se caractérise par une directivité maximale dans la direction normale à l'antenne.

Le gain de l'antenne en présence du liquide peut atteindre -7 dB, ce qui correspond à une distance de lecture maximale de 1,9m (Fig. III.92).

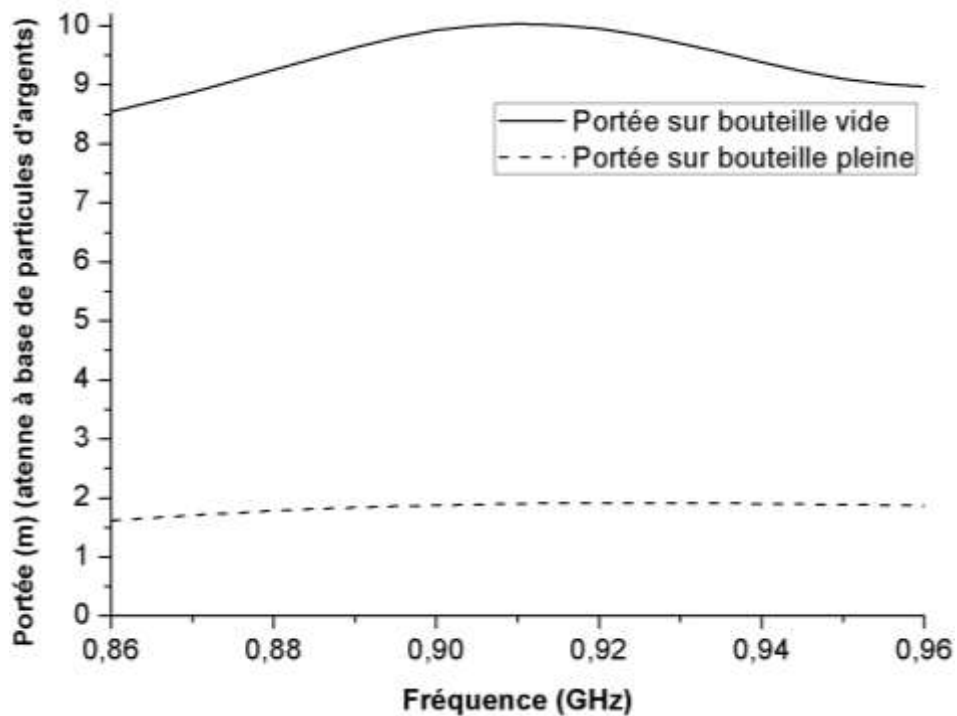


Fig. III.92 Portées de lecture de l'antenne à base de nanoparticule d'argent sur bouteille vide et pleine.

L'optimisation de l'antenne PEDOT permet de réaliser une antenne fonctionnelle à base d'un matériau biocompatible et biodégradable, tout en profitant des avantages d'esthétisme de par sa nature translucide. Ce type de matériau est très intéressant d'un point de vue industriel puisqu'il permet de réduire considérablement le coût d'un tag RFID. Le matériau choisi ici est compatible avec la déposition par sérigraphie, ce qui est compatible à des applications industrielles à grande échelle. Nous avons également étudié lors du chapitre II un Polymère compatible Jet d'encre avec un niveau de conductivité plus élevé, mais à ce jour des problèmes techniques d'application sont rencontrés pour l'impression d'antenne de géométrie complexe. Il est alors nécessaire de travailler sur l'applicabilité et l'adaptation aux exigences d'intégration aux applications RFID de ce type de produit.

III.6.5 Antenne dipôle méandre sur Polyamide

a) Présentation du contexte :

Je présente ici une antenne méandre que j'ai réalisée avec le même principe d'adaptation en T. L'antenne ici est adaptée pour un fonctionnement optimal au standard européen (865.7 MHz – 867,7 MHz).

Le substrat choisi pour cette étude est le polyamide (Dupont PI-2611) qui est un substrat biocompatible et biodégradable, également connu pour ses propriétés en matière de résistance au solvant, une bonne adhésion ainsi qu'une stabilité et une solidité mécanique.

Ce polyamide présente un coefficient de permittivité relative faible estimée à $\epsilon_r = 3.1$ et une faible tangente de perte $\tan\delta=0.002$.

L'antenne est réalisée par la méthode de dépôt par centrifugation (spincoating) d'une fine couche d'or d'épaisseur égale à 500 nm.

Le dépôt du film de polyamide est réalisé sur un wafer de silicium qui fait office de support. Afin d'assurer une tension de surface favorable à l'isolation facile et sans arrachage du film de polyamide, nous déposons au préalable sur le wafer de silicium une fine couche de métallisation composée principalement d'aluminium. Nous déposons ensuite par centrifugation (spin coating) une couche de 7 μm d'épaisseur de polyamide. L'ensemble est recuit dans un four avec un cycle de montée en température jusqu'à 450°C. Nous déposons ensuite une couche métallique d'environ 300 nm composée de mélange de titane et de tungstène (Ti/W) suivie d'une deuxième couche de 500 nm d'or déposée par pulvérisation. Le motif de l'antenne est réalisé par photolithographie. Pour décoller le polyamide avec l'antenne du wafer de silicium, l'ensemble est plongé dans une solution saline afin d'appliquer la méthode d'électroérosion pour décoller le substrat. Après récupération du film avec l'antenne, une dernière opération de nettoyage est effectuée à l'aide d'une solution chimique spécifique afin d'enlever les impuretés et la photo-résine qui protège le dépôt métallique.

La figure III.93 illustre les différentes étapes de réalisation de l'antenne sur polyamide.

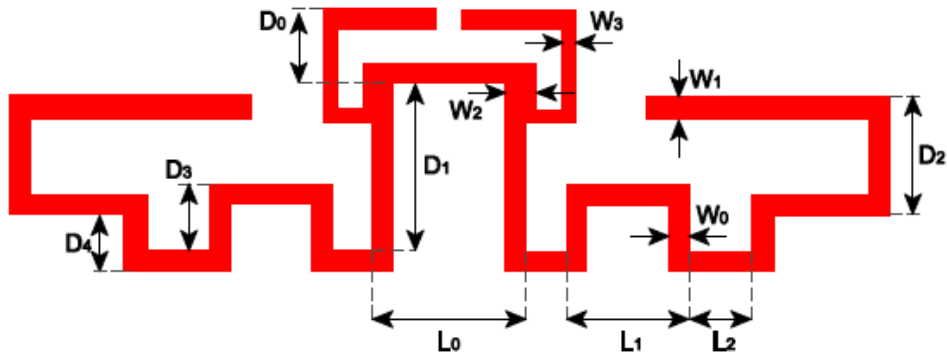


Fig. III.93 Structure de l'antenne.

Paramètres	D_0	D_1	D_2	D_3	D_4	W_0	W_1	W_2	W_3	L_0	L_1	L_2
Valeurs	6.4	17	11	6.8	5.5	1.6	2	2.5	0.9	15.3	11.5	6

Tab. III. 3 dimensions de l'antenne méandre sur polyamide.

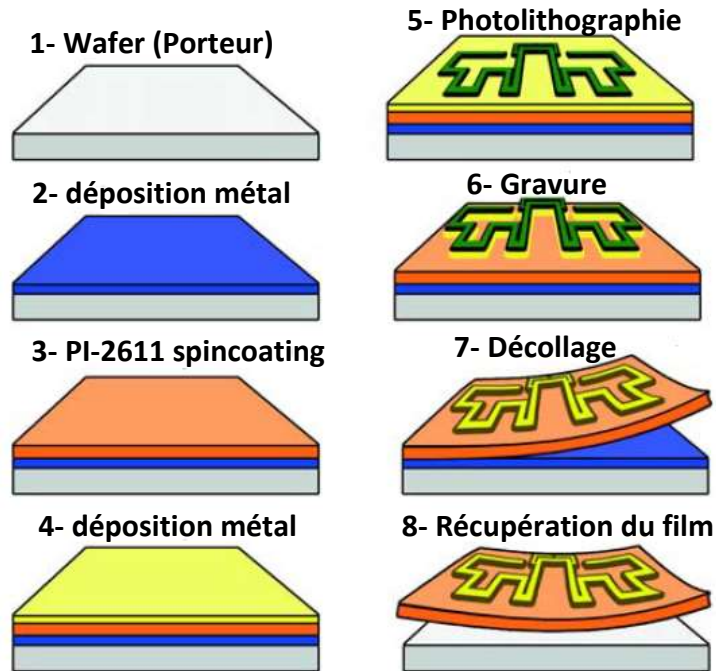


Figure III. 94 étapes de réalisation de l'antenne sur polyamide.

b) Présentation des résultats :

Les figures III.95 et III.96 représentent la partie réelle et imaginaire de l'impédance issue des simulations, mettant en évidence l'adaptation de l'antenne pour la fréquence 865.6 MHz – 867.6 MHz. (Rappelons que pour cette gamme de fréquences, l'impédance de la puce G2im utilisée pour la réalisation est de l'ordre de : (27-j234) Ohm).

Nous n'avons pas réalisé de mesure d'impédance sur cette antenne car l'introduction du conducteur interne d'un câble coaxiale au point d'alimentation de l'antenne par soudage afin d'avoir un bon contact électrique, dégrade le substrat qui est d'épaisseur très faible ($7\mu\text{m}$). Le polyamide néanmoins est un substrat souple et flexible avec une bonne caractéristique d'adhérence, ce qui permet l'intégration de ce type de tag sur plusieurs objets. Une telle intégration est envisageable sur les animaux, voire sur l'homme puisque le polyamide est un substrat biocompatible.

Pour des applications de traçabilité d'objets de grandes consommations ou dans le domaine verrier, l'intérêt de ce type de substrat réside en sa résistance aux produits chimiques et surtout sa biodégradabilité (contrairement aux substrats classiques utilisés généralement pour les étiquettes RFID comme le PET-Polytéréphtalate d'éthylène).

Nous représentons sur la figure III.27 une photographie de la réalisation de deux antennes sur polyamide : les deux antennes sont courbées pour s'adapter à un bras humain ce qui montre la flexibilité de l'antenne.

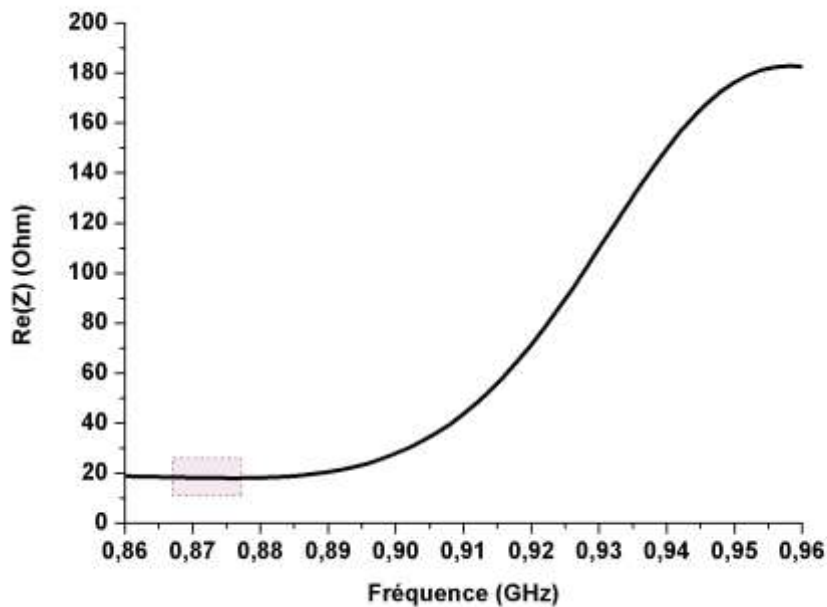


Fig. III.95 partie réelle de l'impédance de l'antenne.

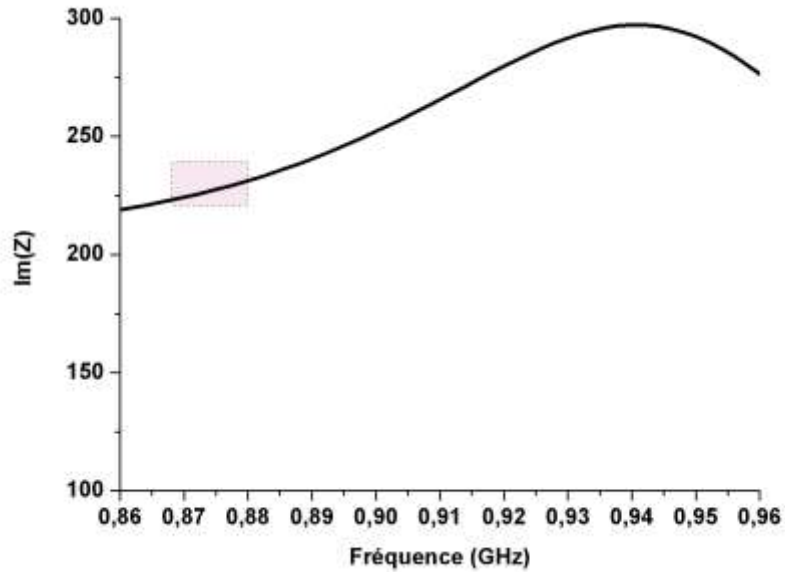


Fig. III.96 partie imaginaire de l'impédance de l'antenne.

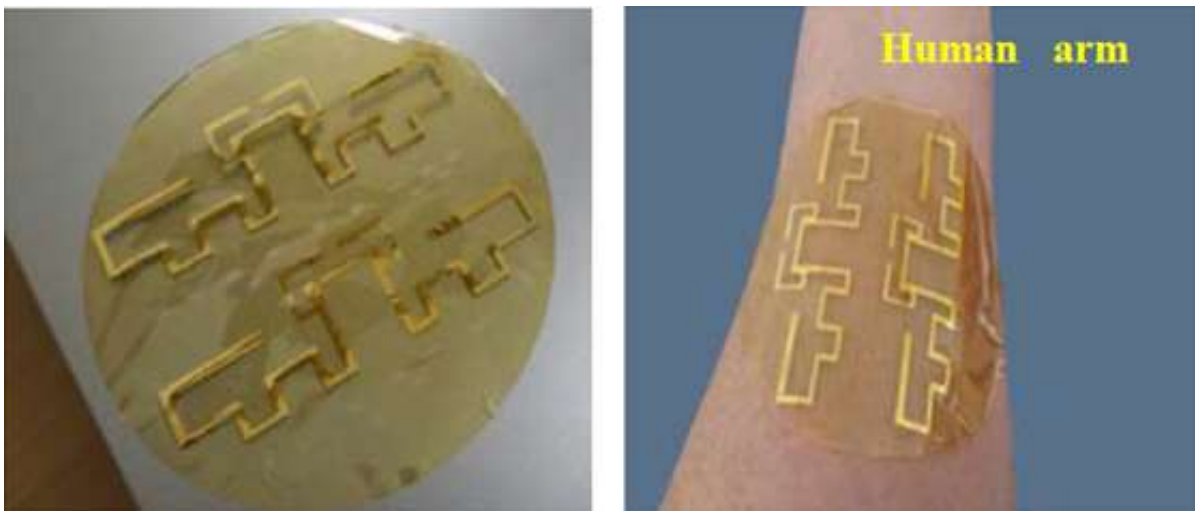


Fig. III.97 Photographie de la réalisation de l'antenne sur polyamide.

Les résultats de mesure et de simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne à 866 MHz (figure III.99) montrent que l'on obtient un gain maximum d'environ -5.5 dBi. L'épaisseur du conducteur, qui est de l'ordre de 500 nm de dépôt d'or, est faible comparée à l'épaisseur de peau, de l'ordre de 2.5 μm à 866 MHz. Rappelons que la conductivité de l'or est de $45.2 \cdot 10^6 \text{ s/m}$. Par modélisation, on note une perte d'efficacité d'environ -5dB entre une épaisseur de métallisation de 10 μm et une épaisseur de métallisation de 0.5 μm . Cette perte est essentiellement due aux pertes de conduction engendrées par la faible épaisseur comparativement à l'épaisseur de peau.

Nous remarquons que l'efficacité de rayonnement, dans le cas d'une épaisseur de 10 μm , est proche de 0 dB, ce qui démontre que malgré la compacité de l'antenne comparée à la longueur d'onde, cette antenne présente une efficacité de rayonnement proche de 100%.

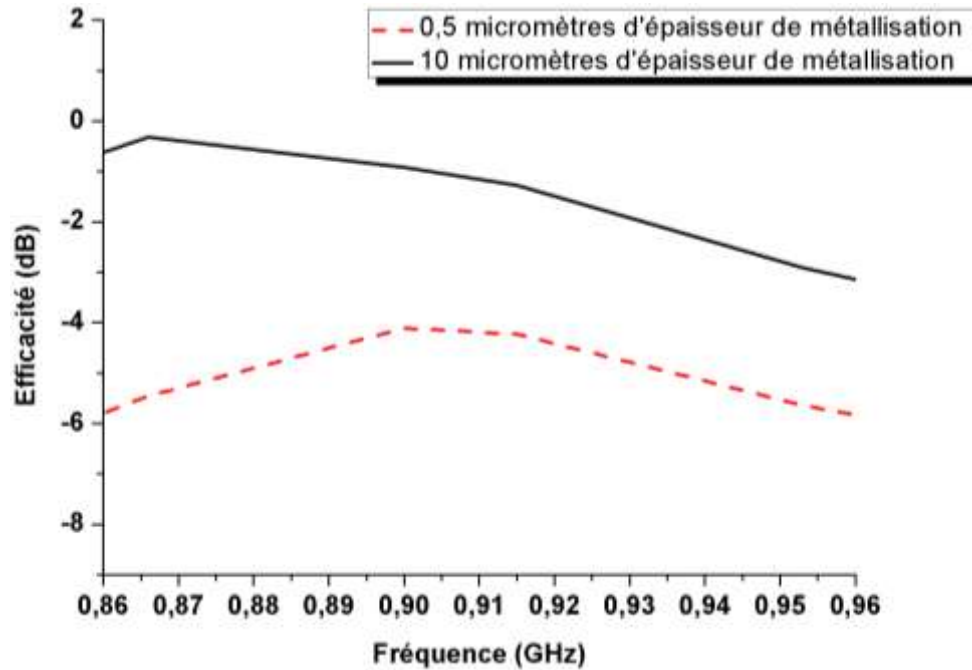


Fig. III.98 Comparaison d'efficacité de rayonnement pour deux épaisseurs de métallisation :
T1=10 μm et T2=0.5 μm .

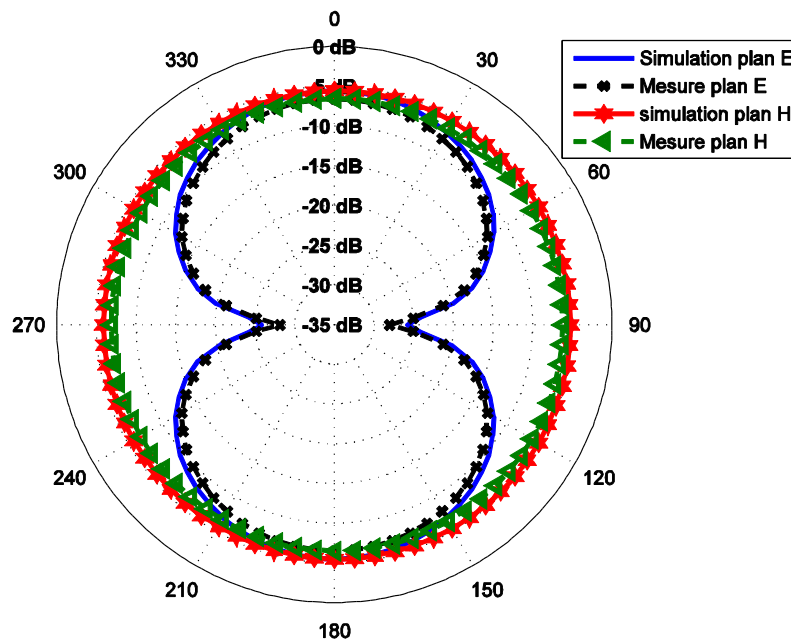


Fig. III.99 diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan E et H à 866 MHz.

Conclusion

Lors de l'optimisation d'une antenne RFID UHF, plusieurs paramètres sont à prendre en compte afin d'adapter au mieux l'impédance de l'antenne à l'impédance complexe conjuguée de la puce choisie. L'élément conducteur utilisé pour la réalisation de l'antenne constitue également un élément d'optimisation et source potentielle de pertes d'efficacité de rayonnement par conduction. La bonne caractérisation de l'élément conducteur notamment les encres utilisées est essentielle pour une bonne modélisation de l'antenne. Avec des conditions d'applications et à encombrement égaux, on observe différentes performances en fonction de la structure géométrique. Il est connu dans l'état de l'art que l'eau a une forte absorption pour les fréquences UHF ce qui est généralement associé à la source de dysfonctionnement d'une antenne rayonnante à ces fréquences. Le champ magnétique étant relativement insensible à la présence du liquide, cela explique que les solutions de tags RFID UHF existantes dans l'état de l'art pour la traçabilité d'articles à proximité ou à forte contenance liquide, se limite à des tags fonctionnant en champ proche sur le principe de couplage magnétique. Ce type de tag ne permet d'atteindre que quelques centimètres de portée, ce qui est généralement prohibitif pour la plupart d'applications RFID UHF nécessitant une distance de lecture d'au moins un mètre. Pour bénéficier de la capacité de lecture multiple et des vitesses de lectures plus élevées comparativement aux technologies RFID HF ou NFC, il faut observer une portée minimale d'un mètre pour assurer une couverture d'un maximum de tags (à l'ouverture angulaire à -3 dB du diagramme de rayonnement de l'antenne du lecteur). Cette condition est nécessaire pour réaliser une solution de traçabilité compatible avec les cadences de production industrielle pour des lectures sur convoyeur par exemple. Nous avons mis en évidence, à l'aide d'un exemple de conception d'antennes fonctionnant sur une bouteille avec ou sans présence du liquide, que la diminution de la portée d'une antenne UHF à proximité d'un liquide n'est pas uniquement due à l'absorption du liquide, mais est également impactée par plusieurs autres facteurs.

Il s'agit notamment de la désadaptation de l'antenne due à la permittivité relative élevée du liquide ($\epsilon_r = 78$ pour l'eau) variant entre 70 et 90 pour plusieurs types de produits alcoolisés testés dans le cadre du chapitre II. Il est donc nécessaire de s'assurer que l'antenne reste adaptée à la puce même après introduction du liquide. Pour pallier à ce problème, nous

avons proposé une technique de conception de topologies originales d'antennes à double structure résonante permettant une bonne adaptation dans deux environnements aux caractéristiques radioélectriques différentes (présence ou non de liquide).

L'amplitude du champ électrique est fortement diminuée par la présence du liquide. Une étude de l'allure temporelle du champ E généré au centre d'une antenne a mis en évidence le fait que la distribution temporelle du champ est également influencée par la génération d'interférences constructives ou destructives avec une onde de surface. Cette onde est générée par le champ électrique induit aux bornes de l'antenne. Le re-rayonnement à la surface du liquide induit un champ en contre réaction du champ incident et dont l'amplitude est proportionnelle au champ incident. L'impact de ce champ de contre-réaction est plus important quand la distance entre l'antenne et la surface liquide est plus faible. L'étude d'optimisation d'antenne RFID UHF à proximité d'un liquide doit donc être menée conjointement avec l'optimisation de la distribution temporelle du champ E afin d'avoir un maximum de densité spectrale de puissance et ce, malgré la diminution de l'amplitude maximale du champ E.

Avec cette technique originale d'analyse d'antennes RFID UHF à proximité du liquide, nous avons pu diminuer les pertes d'efficacité de rayonnement de 30 dB à 8 dB (dans le cas de l'antenne la mieux optimisée). Cette approche a permis d'obtenir une portée de plus de 2m en présence du liquide comparativement à seulement quelques centimètres ou quasi-inopérable dans le cas des antennes conventionnelles.

Nous présentons à la fin de ce chapitre deux perspectives d'étude déjà amorcées : il s'agit de s'intéresser à des solutions alternatives aux solutions RFID actuelles, impliquant des matériaux conducteurs et de substrats composés d'éléments biodégradables et/ou biocompatibles. Deux antennes, validées expérimentalement, sont présentées mettant en avant l'intérêt des polymères conducteurs et des substrats flexibles biocompatibles tels que le Polyamide.

Conclusion générale

On expose lors d'une étude bibliographique l'ensemble des technologies RFID existantes et leur domaine d'application. Le choix s'est porté sur la technologie RFID UHF en étudiant son principe de fonctionnement et ses champs d'applications. Le travail effectué dans cette thèse contribue à l'expansion de cette technologie dans le domaine industriel vu les nombreux avantages qu'elle présente pour la traçabilité, l'optimisation de process de production et la lutte contre la contrefaçon. En particulier, la solution développée répond au cahier des charges relatif aux contraintes rencontrées par les acteurs du domaine verrier. En effet, il n'existe pas sur le marché de solutions RFID UHF standard, et il est généralement indispensable d'adapter le tag à l'application puisque, notamment, à proximité des milieux à pertes électromagnétiques, les tags RFID UHF voient leurs performances très dégradées. Une partie de l'étude a abouti à un démonstrateur de maturité industriel qui s'affranchit de cette limitation et répond ainsi aux besoins de traçabilité des vins et spiritueux.

En vue de développer des tags RFID UHF adaptés à l'application visée, il a été indispensable de connaître avec précision les caractéristiques radioélectriques du substrat constituant l'objet à tracer mais aussi son environnement.

Dans le deuxième chapitre, différentes méthodes de caractérisation sont présentées. Une nouvelle méthode de caractérisation à base d'un T résonant sur un substrat souple a été développée et détaillée. Le banc de mesure développé est compatible pour des mesures in-situ sur des objets dans leurs environnements d'application et s'adapte aux substrats de structures géométriques complexes. La permittivité relative et les pertes tangentielles ont été expérimentalement déterminées à l'aide de cette méthode appliquée à des articles de verre creux en présence ou non de liquide. Cette approche d'analyse est nécessaire pour une bonne modélisation de l'environnement à l'aide de simulations électromagnétique 3D, pour s'approcher des contraintes réellement rencontrées sur le terrain. L'introduction du liquide au niveau de l'embouteilleur, induit un décalage fréquentiel causant la désadaptation du tag et des pertes d'efficacité de rayonnement due à la forte absorption du liquide. Ces informations de caractéristiques radioélectriques de l'environnement du tag sont cruciales pour la conception d'antennes opérant de manière insensible à l'environnement.

Par ailleurs, nous avons présenté un état de l'art des produits conducteurs utilisés pour la réalisation d'antenne RFID UHF, nous nous sommes focalisés sur les produits imprimables à base de nanoparticules conductrices et des polymères conducteurs.

Enfin, lors du troisième et dernier chapitre, on s'intéresse aux techniques de développement d'antennes RFID UHF avec plusieurs réalisations sur substrat papier qui représentent l'avantage d'être biodégradable, flexible et faible coût.

L'une des approches originales de ce travail consiste également à développer un tag RFID UHF insensible à l'environnement et garantissant un fonctionnement dans deux environnements de caractéristiques radioélectriques complètement différentes. En effet, la faible portée des systèmes RFID UHF conventionnels à proximité de liquide constitue un réel frein à la réalisation d'une solution de traçabilité compatible avec les cadences de production industrielle pour des lectures sur convoyeur par exemple. La méthodologie développée dans cette thèse, appliquée au domaine verrier, a permis de développer des tags fonctionnant sur une bouteille vide et pleine avec une portée pouvant atteindre 2 m à proximité d'un produit liquide. La solution apportée à cette problématique permet la généralisation d'intégration de la technologie RFID UHF pour la traçabilité des produits de verre creux.

Nous concluons ce travail avec la présentation de travaux de perspective s'inscrivant dans l'exploration et l'optimisation d'utilisation de nouveaux matériaux. La première perspective étudie l'utilisation d'un nouveau produit polymère conducteur pour le remplacement des matériaux conventionnels utilisés dans la conception d'antenne RFID UHF, plus coûteux et néfastes pour l'environnement. Nous présentons également un substrat flexible et biodégradable pour la réalisation d'étiquettes intelligentes intégrables sur différents produits. Ces travaux sont menés dans la perspective d'évolution vers l'électronique verte favorisant l'électronique ubiquitaire à faible coût et non polluante. D'autres travaux devront être menés dans le futur afin d'améliorer la fiabilité et constance de ces nouveaux produits.

Annexe 1

Dans cette annexe nous allons démontrer l'implication présentée dans l'équation III.98.

La tension générée aux bornes d'une antenne en réception par un champ électrique incident E^i peut être exprimé comme suite :

$$V = -H \cdot E^i$$

Tel que H est le vecteur de longueur effective de l'antenne.

Le champ électrique généré dans le cas d'une antenne en transmission E^t peut également être exprimé ainsi :

$$E^t = -jI_t \frac{n}{2\lambda} H \frac{e^{-j\beta r}}{r}$$

Où I_t est le courant circulant aux bornes de l'antenne, n : l'impédance intrinsèque de l'espace libre, λ : la longueur d'onde, β : la constante de propagation, r : la distance radiale par rapport à l'antenne.

Nous considérons ici un système radar où l'antenne de réception est également l'antenne de transmission (rétrodiffusion) d'où la même valeur du vecteur de longueur effective de l'antenne.

On se référant à la figure III.1 le courant électrique généré au borne d'une antenne reliée à une charge Z_c peut être exprimé par :

$$I(Z_c) = -V/(Z_c + Z_a)$$

Nous avons démontré dans la section III.3.3 que le champ réfléchi par une antenne chargée par une charge quelconque Z_c peut être exprimé en fonction du champ électrique re-rayonné dans le cas d'une antenne adaptée par :

$$E^r(Z_c) = E^r(Z_a^*) - \frac{I_m^*}{I_t} \Gamma^* E^t$$

Cette équation peut être réarrangée pour mettre en évidence le mode structurel et le mode antenne du champ rétrodiffusé :

$$E^r(Z_c) = \frac{I_m^*}{I_t} E^t (E^r(Z_a^*) \frac{I_t}{I_m^* E^t} - \Gamma^*) = \frac{I_m^*}{I_t} E^t (A - \Gamma^*)$$

Où I_m^* est le courant induit aux bornes d'une antenne adaptée et peut être exprimé en fonction du champ électrique incident par :

$$I_m^* = \frac{-HE^i}{2R_a}$$

Selon la définition de l'équation III.86, la section radar peut s'exprimer par :

$$\begin{aligned} \sigma &= \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|E^r|^2}{|E^i|^2} \right] = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|I_m^* E^t|^2}{|I_t E^i|^2} |A - \Gamma^*|^2 \right] \\ &= \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{\left| \frac{HE^i n H I_t}{2\lambda R} \right|^2}{|2R_a I_t E^i|^2} |A - \Gamma^*|^2 \right] \\ &= \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \left| \frac{H^2 n}{4R_a \lambda R} \right|^2 |A - \Gamma^*|^2 \right] \end{aligned}$$

Sachant que le module de la hauteur effective d'une antenne peut être exprimé par :

$$|H|^2 = \frac{G\lambda^2 R_a}{\pi n}$$

On remplaçant H^2 par sa valeur dans l'équation on aura la valeur finale de σ donnée par :

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G^2 |A - \Gamma^*|^2$$

Annexe 2

Mesures des bouteilles Saverglass

Bouteille B1

Photographie de la bouteille →

Epaisseur du verre = 5mm

Epaisseur de la base = 20mm

$\epsilon_r = 5.7$, $\tan\delta = 0.015$

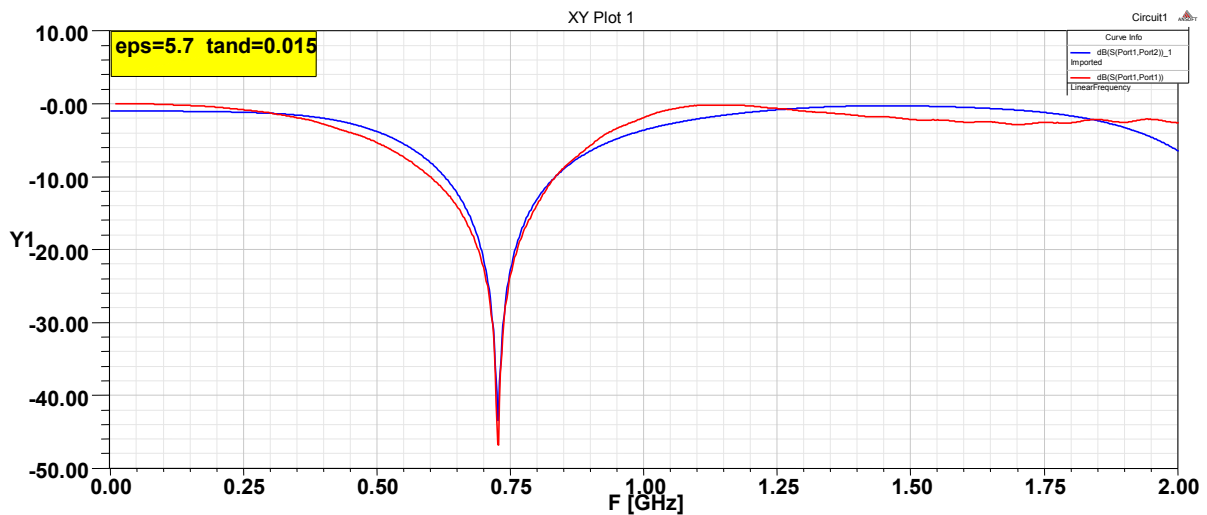


Figure II.19 Résultats de mesures (rouge) et de simulation (bleu) de la bouteille B1.

Bouteille B2

Photographie de la bouteille →

Epaisseur du verre = 6mm

Epaisseur de la base = 27mm

$\epsilon_r = 4.7$, $\tan\delta = 0.025$

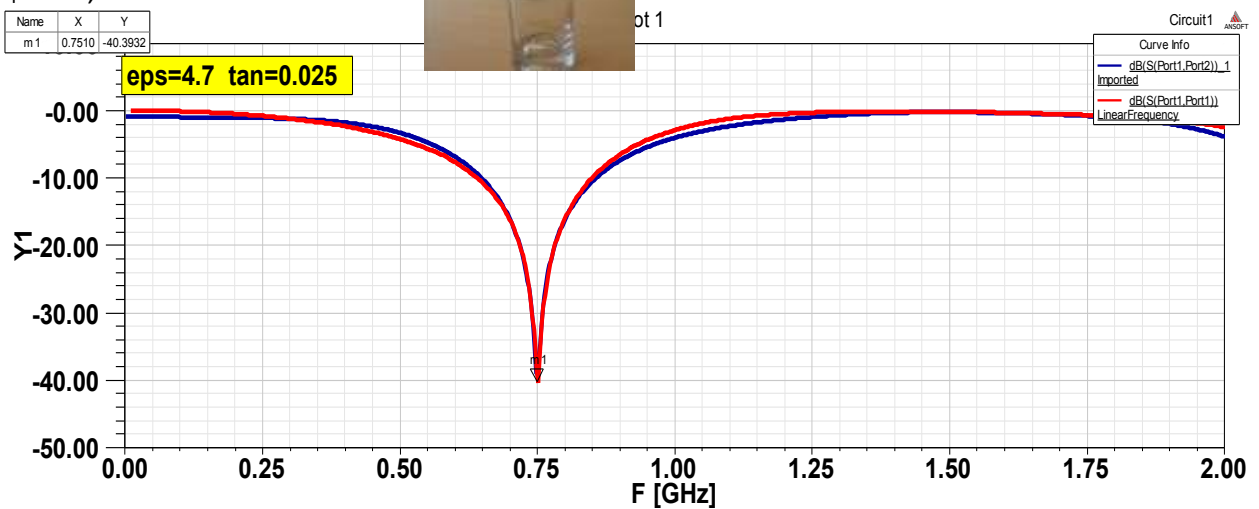


Figure II.19 Résultats de mesures (rouge) et de simulation (bleu) de la bouteille B2.

Bouteille B3

Photographie de la bouteille →

Épaisseur du verre = 5.5mm

Épaisseur de la base = 25mm

$\epsilon_r = 5.3$, $\tan\delta = 0.025$

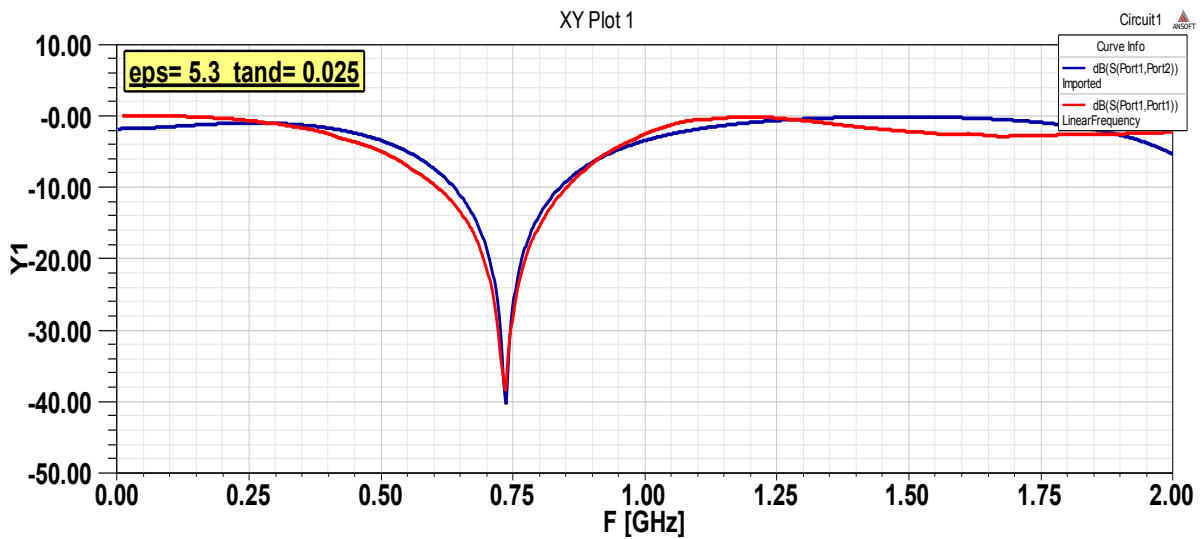


Figure II.20 Résultats de mesures (rouge) et de simulation (bleu) de la bouteille B3.

Bouteille B4

Photographie de la bouteille →

Épaisseur du verre = 5.5mm

Épaisseur de la base = 23mm

$\epsilon_r = 5.5$, $\tan\delta = 0.025$

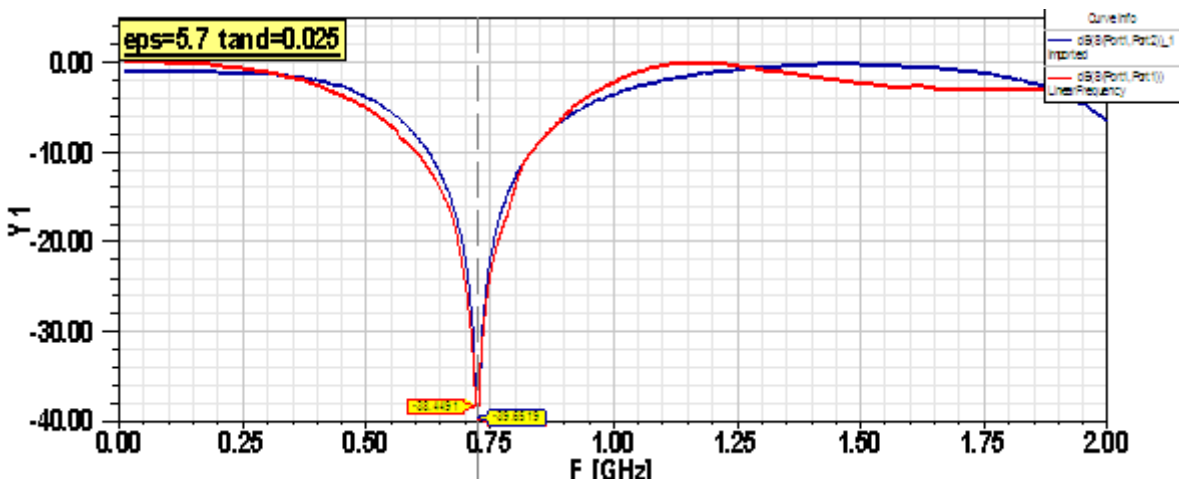


Figure II.21 Résultats de mesures (rouge) et de simulation (bleu) de la bouteille B4.

Bibliographie

- [I.1] IDtechEx, <http://www.idtechex.com>
- [I.2] Réunion ministérielle de OCDE, "le future de l'économie internet", (Séoul, 17-18 juin 2008).
- [I.3] "Wine Bottles get corked with RFID". www.rfidjournal.com/article/view/2117.
- [I.4] RFID for the wine industry-Falken Secure Network : www.falkensecurenetworks.com/PDFs/0819_RFID_for_the_Wine_Industry.pdf
- [I.5] NEC, Toyo Seikan Co-Develop RFID Tag-Embedded Plastic Bottle Cap, «http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS_EN/20070307/128559/ »
- [I.6] D. PARET, RFID en ultra et Super hautes fréquences : UHF-SHF
- [I.7] Judith M. Myerson, « RFID in the Supply Chain: A Guide to Selection and Implementation »
- [I.8] « Radio Frequency Identification Technologies A Workshop Summary », Computer Science and Telecommunications Board, Division on Engineering and Physical Sciences
- [I.9] Y. Zhang, K. Yemelyanov, X. Li, M. G. Amin "Effect of Metallic Objects and Liquid Supplies on RFID Links", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, June 2009, pp. 1-4.
- [I.10] V. Pillai, H. Heinrich, D. Dieska, P. V. Nikitin, R. Martinez and K. V. S. Rao, "An Ultra-Low-Power Long Range Battery/Passive RFID Tag for UHF and Microwave Bands With a Current Consumption of 700 nA at 1.5 V," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 7, pp. 1500-1512, July 2007.
- [I.11] Stevan Preradovic, "Chipless RFID System for Barcode Replacement"
- [I.12] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar and G. F. Swiegers, "Multiresonator-Based Chipless RFID System for Low-Cost Item Tracking," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1411-1419, May 2009.
- [I.13] S. Preradovic and N. C. Karmakar, "Design of fully printable planar chipless RFID transponder with 35-bit data capacity," *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, Rome, 2009, pp. 013-016.
- [I.14] Gérard-André Dessenne RFID : règlements et standards DATAcollection, Octobre 2005
- [I.15] EPC Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID, Protocol for communications at 860 MHz – 960 MHz Version 1.2.0.
- [I.16] Nyoman Adhiarna, Jae-Jeung Rho "Standardization and Global Adoption of Radio Frequency Identification (RFID): Strategic Issues for Developing Countries"
- [I.17] Etude conduite par ALCOM Consulting et Newtown. Vaureal Consulting, « Etude sur les étiquettes électroniques et la traçabilité des objets »
- [I.18] <https://support.impinj.com>

- [I.19] SL3S1003_1013 UCODE G2iM and G2iM+
- [I.20] Daniel Dobkin, "The RF in RFID"
- [I.21] SL3S1203_1213 UCODE G2iL and G2iL+
- [I.22] Alien-Technology-Higgs-3-ALC-360
- [I.23] Alien-Technology-Higgs-4-EPC-Class-1-Gen-2-RFID-Tag-IC
- [I.24] IPJ_Monza3Datasheet_20100625
- [I.25] Monza 4 Tag Chip Datasheet 3-24-14
- [I.26] Monza 5 Tag Chip Datasheet 3-24-14
- [I.27] EM4224_DS
- [I.28] EM4126_DS
- [I.29] EM4324_DS
- [I.30] <http://www.steec.fr/micro-soudure-laser.htm>
- [I.31] Klaus Finkenzeller, "RFID Handbook Fundamentals and Applications in Contactless Smart Card, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication",
- [I.32] [10] EPC Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID, Protocol for communications at 860 MHz – 960 MHz Version 1.2.0.
- [II.1] E. Kemptner, S. Thurner, « Free Space Material Characterization for Microwave Frequencies », 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)
- [II.2] Baker-Jarvis, James; Janezic, Michael D.; Riddle, Bill; Holloway, Christopher L.; Paulter, N. G.; Blendell, J. E., "Dielectric and conductor-loss characterization and measurements on electronic packaging materials", Juillet 2001
- [II.3] Thèse Franck MOUKANDA Mbango, « Contribution à la caractérisation électrique de matériaux utilisés en microélectronique radiofréquence », 10 Novembre 2008.
- [II.4] JANEZIC, Michael D., PAULTER, N. G., et BLENDELL, J. E. Dielectric and Conductor-Loss Characterization and Measurements on Electronic Packaging Materials. *NIST Technical note*, 2001, vol. 1520
- [II.5] Michael D. Janezic, James Baker-Jarvis, B. Riddle, C. L. Holloway, N. G. Paulter & J. E. Blendell "Dielectric and Conductor-Loss Characterization & Measurements on Electronic Packaging Materials", *NIST Technical note 1520*,
- [II.6] Xiang, L., Yan Jiang, 2010. Design of a Cylindrical Cavity Resonator for Measurements of Electrical Properties of Dielectric Materials. DEPARTMENT OF TECHNOLOGY, unllersity of Gavle.
- [II.7] E. Hammerstad and Ø. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design," Symposium on Microwave Theory and Techniques, pp. 407-409, June 1980.
- [II.8] H. A. Wheeler, "Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, no. 8, pp. 631-647, Aug. 1977.
- [II.9] M. V. Schneider, "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits," The Bell System Technical Journal, vol. 48, pp. 1421-1444, May 1969

- [II.10] I. J. BAHL AND STANISLAW S. STIJCZY, SENIORMEMBER, IEEE, "Analysis of a Microstrip Covered with a Lossy Dielectric", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. MTT-28, NO. 2, FEBRUARY 1980
- [II.11] R. A. Tell, "Microwave energy absorption in tissue"; Environmental Protection Agency, Washington, DC, Tech. Rep. PB, Feb.1972.
- [II.12] Mihai Irimia-Vladu, Eric. D. Głowacki, Gundula Voss, Siegfried Bauer, Niyazi Serdar Sariciftci, Green and biodegradable electronics, Materials Today, Volume 15, Issues 7–8, July–August 2012, Pages 340-346, ISSN 1369-7021, [http://dx.doi.org/10.1016/S1369-7021\(12\)70139-6](http://dx.doi.org/10.1016/S1369-7021(12)70139-6).
(<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1369702112701396>)
- [II.13] Guodong Wu ^{*ab}, Jin Zhang ^b, Xiang Wan ^{ab}, Yi Yang ^a and Shuanghe Jiang ^a
^aSchool of Electronic Science and Engineering, Nanjing University, Nanjing 210093, People's Republic of China. E-mail: wuguodong110110@163.com; Fax: +86 25 8359 6644; Tel: +86 25 8359 6644
^bNingbo Institute of Material Technology and Engineering, Chinese Academy of Sciences, Ningbo 315201, People's Republic of China
- [II.14] Martins AM, Eng G, Caridade SG, Mano JF, Reis RL, Vunjak-Novakovic G. Electrically Conductive Chitosan/Carbon Scaffolds for Cardiac Tissue Engineering. *Biomacromolecules*. 2014;15(2):635-643. doi:10.1021/bm401679q.
- [II.15] Maria D. Angione; Rosa Pilolli; Serafina Cotrone; Maria Magliulo; Antonia Mallardi; Gerardo Palazzo; Luigia Sabbatini; Daniel Fine; Ananth Dodabalapur; Nicola Cioffi; Luisa Torsi, "Carbon based materials for electronic bio-sensing"; Materials Today, 14 (2011) 424-433. doi:10.1016/S1369-7021(11)70187-0
- [II.16] Yilmaz, E.; Kasilingam, D.P.; Notaros, B.M., "Performance analysis of wearable microstrip antennas with low-conductivity materials," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008.
- [II.17] Rebello, P.; Costa, L.; Ferro, V., "Development of all-organic antenna printed for passive UHF RFID application," in *Brasil RFID, 2014 IEEE*, vol., no., pp.57-60, 25-25 Sept. 2014 doi: 10.1109/BrasilRFID.2014.7128966
- [II.18] Khillan, R.K.; Ghan, R.; Dasaka, R.; Su, Y.; Lvov, L.; Varshney, K., "Layer-by-layer nanoarchitecture of ultrathin films assembled of PEDOT-PSS and PPy to act as hole transport layer in polymer light emitting diodes and polymer transistors," in *Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics, 2004. POLYTRONIC 2004. 4th IEEE International Conference on*, vol., no., pp.225-229, 12-15 Sept. 2004
- [II.19] Kwang Sun Kang; Kwang Jun Han; Kim, Jaehwan, "Polymer-Based Flexible Schottky Diode Made With Pentacene–PEDOT:PSS," in *Nanotechnology, IEEE Transactions on*, vol.8, no.5, pp.627-630, Sept. 2009
- [II.20] <http://www.heraeus-clevios.com/en/downloads/heraeus-conductive-polymers-downloads.aspx>
- [II.21] <http://www.consoglobe.com/indium-fin-cg>

[II.22]

http://en.wikipedia.org/wiki/Transparent_conducting_film#Transparent_conducting_oxides

[II.23] <http://n.bauduin.free.fr/french/chapitre1.html>

[II.24] <http://www.usinenouvelle.com/article/le-graphene-pret-a-changer-d-echelle.N32843>

[III.1] D. Fang, « Antenna Theory and Microstrip Antennas », chapter 1

[III.2] Constantine A. Balanis, « Antenna Theory : Analysis and design, 3rd Edition » Chapter 2

[III.3] G. DUBOST, S.ZISLER "ANTENNE A LARGE BANDE"

[III.4] H.A Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas, " Proc. IRE, VOL. 35, pp1479-1484, Déc 1947

[III.5] A. D. Yaghjian, S. R. Best, "Impédance, bandwidth, and Q of antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 53, No. 4Avr. 2005 pp. 1298-1324

[III.6] Haus, Hermann A., and James R. Melcher. *Electromagnetic Fields and Energy*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989 chapitre 14

[III.7] R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas," *Proc. IEEE*, vol.69, no. 2, pp. 170–182, Feb. 1981

[III.8] H. Stockman, "Communication by Means of Reflected Power," in *Proceedings of the IRE*, vol. 36, no. 10, pp. 1196-1204, Oct. 1948. doi: 10.1109/JRPROC.1948.226245

[9] King, D.D.: 'The measurement and interpretation of antenna scattering', Proc. IRE, 1949, 37, (7), pp. 770–777

[III.10] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao and R. D. Martinez, "Differential RCS of RFID tag," in *Electronics Letters*, vol. 43, no. 8, pp. 431-432, April 12 2007. doi: 10.1049/el:20070253

[III.11] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao and S. Lam UHF RFID Tag Characterization: Overview and State-of-the-Art, Seattle, WA, October 2012

[III.12] Satya Sai Srikant, Rajendra Prasad Mahapatra, « Read Range of UHF Passive RFID », International Journal of Computer Theory and Engineering, Vol. 2, No. 3, June, 2010 1793-8201

[III.13] G. Marrocco, "The art of UHF RFID antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques," *IEEE Ant. & Prop. Magazine*, vol. 50, no. 1, pp. 66-79, Feb.2008.

[III.14] R. Meys and F. Janssens, "Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method," *IEEE Ant. and Prop. Magazine*, vol. 40, no. 6, pp. 62-65, Dec. 1998.

[III.15] T. R. O'Meara and R. L. Sydnor, "A Very-Wide-Band Balun Transformer for VHF and UHF," in *Proceedings of the IRE*, vol. 46, no. 11, pp. 1848-1860, Nov. 1958

[III.16] Kin Seong Leong, Mun Leng Ng and P. H. Cole, "Investigation of RF cable effect on RFID tag antenna impedance measurement," *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Honolulu, HI, 2007, pp. 573-576.

[III.17] D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt, "Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulation," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 7, pp. 1530-1539, Jul 1995

[III.18] R. B. Marks, D. F. Williams and D. A. Frickey, "Comments on "Conversions between S, Z, Y, h, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances"

[with reply]," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 4, pp. 914-915, April 1995.

[III.19] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Theory and measurement of backscattering from RFID tags," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 6, pp. 212-218, Dec. 2006.

[III.20] T. Bauernfeind, K. Preis, G. Koczka, S. Maier and O. Biro, "Influence of the Non-Linear UHF-RFID IC Impedance on the Backscatter Abilities of a T-Match Tag Antenna Design," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 2, pp. 755-758, Feb. 2012.

[III.21] N. A. Mohammed, K. R. Demarest and D. D. Deavours, "Analysis and synthesis of UHF RFID antennas using the embedded T-match," *2010 IEEE International Conference on RFID (IEEE RFID 2010)*, Orlando, FL, 2010, pp. 230-236.

[III.22] R. W. P. King and M. F. Brown, "Lateral electromagnetic waves along plane boundaries: A summarizing approach," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 5, pp. 595-611, May 1984.

[III.23] Daniel. Dobkin, « The RF in RFID », p. 79

[III.24] L. J. Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas", Technical report No. 64, Mai 1, 1948. p. 10.

Table des illustrations

Fig. I.1 Cycle de vie d'une bouteille	14
Tableau I.1 Fréquences RFID	17
Tableau I.2 comparatif de tous les domaines fréquentiels de la RFID [I.7][I.8].....	18
Fig. I.2 Principe de fonctionnement de système MMID [I.12].	21
Fig. I.4 Chipless RFID Tag de 6 bits.....	22
Fig. I.3 Chipless RFID Tag de 35 bits.....	22
Fig. I.5 Système de numérotation EPC 96 bits [I.16]	25
Tableau I.3 données bibliographique de quelques puces	28
Fig. I.6 composition d'un tag RFID [I.17] ;	30
Fig. I.7 Schéma bloc fonctionnel de Monza 3 [18].....	32
Tableau I.4 données bibliographique de la puce Impnj Monza 3	32
Fig. I.8 transfert d'énergie de la station la base vers le tag.	33
Fig. I.9 Puce RFID G2iM (Nxp semiconductors) de taille 485µmx435µm [I.19].....	34
Fig. I.10 Puce RFID G2iM en packaging SOT866 [I.19].	35
Fig. I.11 Puce RFID en packaging Strap [I.20].	35
Fig. I.12 AKtag UHF Tag (Tagsys).	35
Tab I.5 Comparaison entre les puces RFID UHF compatible EPCglobal Class-1 Gen-2 les plus répandues du marché.	36
Fig. I.13 Principe de fonctionnement de l'adhésive ACA.	Erreur ! Signet non défini.
Figure II. 1 Illustration d'un banc de mesure pour la caractérisation en espace libre [II.1]. ...	46
Figure II. 2. Schéma d'une capacité M.I.M [II.3].	47
Figure II. 3. Méthode de caractérisation avec un guide d'onde rectangulaire (a) et ligne coaxiale en transmission [II.6].	48
Figure II.4. Méthode de caractérisation avec une ligne coaxiale en réflexion [II.2]......	48
Figure II.5. Substrat d'épaisseur d superposé sur une ligne microruban.	52
Figure II.6 T Résonnant avec échantillon.	57
Figure II.7 Résultats de mesures et de simulation du T à vide.....	59
Figure II.8 T résonnant à plat et courbé	60
Figure II.9 S21 du T plat en rouge et T courbé en pointillé bleu.	60
Figure II.10 Illustration des mesures effectuées sur les bouteilles avec VNA.....	60
Figure II.11 Variation de la fréquence de résonance en fonction de la largeur de l'échantillon.	61
Figure II.12 champ électrique sur un plan vertical d'une ligne microruban.	61
II.13 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur	62
Figure II.14 Modèle de simulation équivalent des bouteilles.	62
Figure II.15 illustration du phénomène de décalage de la fréquence de résonance.	63
Figure II.16 Résultats de mesures et de simulation de la magnitude (dB) du S21 taconic RF-60A.....	63
Figure II.17 Résultats de mesures et de simulation de la phase (en degrés) du S21 taconic RF-60A.....	64
Figure II.18 comparaison de trois méthodes d'extraction de ϵ_r	64
Figure II.19 comparaison de trois méthodes d'extraction de ϵ_r''	65
Figure II.20 Résultats de mesures bouteille vide (bleu), pleine d'eau (rouge).	65
Figure II.21 Résultats de mesures T à vide et chargé par une bouteille vide.....	66
Figure II.22 Résultats de mesures bouteille vide et pleine.....	66
Figure II.23 valeurs de la permittivité relative des bouteilles testées.	67
Figure II.24 valeurs de la tangente de pertes diélectriques.	67
Figure II.25 structure chimique d'un Pedot :PSS [II.20].	73

II.26 Transmission dans le spectre visible [II.20].	73
II. 27 Cycle de recuit de polymères conducteurs.	75
II. 28 Lignes de différentes largeurs pour l'optimisation des dépôts.	75
II.29 Comportement de l'encre dans l'écran de sérigraphie (phase fin d'application).	76
Tableau II.1 tableau synthétique des résultats de test du Pedot de type SV.	Erreur ! Signet non défini.
II.30 résultat de mesure d'épaisseur sur profilomètre.	78
II.31 Photographie d'un échantillon mesuré sur profilomètre.	79
II.32 Dispositif de mesure 4 points.	80
II.33 Valeur de conductivité des dépôts en fonction des différentes configurations.	80
Fig. III.1 Schéma équivalent d'une antenne en transmission.	85
Fig. III.2 Schéma équivalent d'une antenne RFID UHF en Réception.	87
Fig. III.5 - Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne omnidirectionnelle.	97
Fig. III.6 - Diagramme 2D au plan $\varphi=0^\circ$.	97
Figure 1 Fig. III.3 Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne directive.	97
Fig. III.4 Diagramme de rayonnement 2D	97
d'une antenne directive - plan $\varphi=90^\circ$.	97
Fig. III.7 illustration des paramètres d'antenne (avant et après réflexions).	102
Fig. III.8 illustration du concept de perte de polarisation.	Erreur ! Signet non défini.
Fig. III.9 Illustration d'une communication par réflexion.	107
Fig. III.10 illustration d'une communication entre le lecteur et le tag pendant la session d'inventaire.	112
Fig. III.11 banc de mesure d'impédance d'antenne RFID UHF.	116
Fig. III.12 Schéma représentatif de mesure des paramètres S en mode différentiel.	117
Fig. III.13 exemple de mesure d'impédance d'antenne RFID UHF.	119
Fig. III.14 illustration du banc de mesure du diagramme de rayonnement.	121
Figure. III.15 Illustration d'un port discret et d'élément adapté sous CST.	126
Fig.16 illustration d'un schéma équivalent de conversion parallèle/série du circuit d'une puce RFID.	127
Fig. III.17 antenne RFID UHD adaptée par la méthode L parallèle / L série.	129
Fig. III.18 antenne RFID UHD adaptée par la méthode L parallèle / L série.	130
Fig. III.19 schéma équivalent de l'antenne avec l'adaptation L parallèle / L série.	130
Tab. III.1 dimension de l'antenne méandre sur papier.	131
Fig. III.22 Photographie du tag final réalisé sur papier.	132
Fig. III.23 Partie réel de l'impédance de l'antenne.	133
Fig. III. 24 Partie réactive de l'impédance de l'antenne.	133
Fig. III.25 Coefficient de réflexion de l'antenne.	133
Fig. III.26 Diagramme de rayonnement de l'antenne, plan E et plan H pour $f=908$ MHz. .	133
Fig. III.27 structure d'antenne papillon optimisée sur papier.	134
Fig. III.29 Partie imaginaire de l'impédance de l'antenne.	135
Fig. III.30 paramètres S11 de l'antenne.	135
Fig. III.31 Diagramme de rayonnement de l'antenne.	136
Fig. III.32 Dimensions de l'antenne papillon adaptée sur verre.	136
Fig. III.33 Paramètre S11 de l'antenne sur une bouteille vide (noir) et pleine (rouge).	139
Fig. III.34 gain absolu de l'antenne dans les plans E et H.	139
Fig. III.36 Diagramme de rayonnement de l'antenne : bouteille pleine.	139
Fig. III.35 Diagramme de rayonnement de l'antenne : bouteille vide.	139
Fig. III.37 Photographie de l'antenne papillon réalisée sur papier.	140
Fig. III.38 Dimensions de l'antenne large bande imprimée sur une bouteille de verre.	141
Fig. III.39 Photographie du tag intégré sur la bouteille.	142

Fig. III.40 Lignes de courant électrique bouteille vide (phase=180°).....	143
Fig. III.41 Lignes de courant électrique bouteille pleine (phase=180°).....	143
Fig. III.42 Partie réelle de l'impédance de l'antenne (bouteille vide).....	143
Fig. III.43 Partie imaginaire de l'impédance de l'antenne (bouteille vide).....	143
Fig. III.44 Coefficient de réflexion de l'antenne sur une bouteille vide.....	143
Fig. III.45 Partie réel de l'impédance de l'antenne (bouteille pleine).....	144
Fig. III.46 Partie imaginaire de l'impédance de l'antenne (bouteille pleine).....	144
Fig. III.47 Coefficient de réflexion de l'antenne sur une bouteille pleine.....	144
Fig. III.48 Module champ h bouteille vide (Plan H) f = 910MHz.....	145
Fig. III.49 Module champ h bouteille pleine (Plan H) f=910 MHz.....	145
Fig. III.50 Module champ E bouteille vide (Plan E) f = 910MHz.....	146
Fig. III.51 Module champ E bouteille pleine (Plan E) f=910 MHz.....	146
Fig. III.52 Allure temporelle du champ électrique sondé au centre de l'antenne en mode transmission et réception.....	148
Fig. III.53 Allure temporelle champ magnétique sondé au centre de l'antenne en mode transmission et réception.....	149
Fig. III.54 Module du champ E au centre de l'antenne en fonction de la fréquence.....	149
Fig. III.58 Module du champ H au centre de l'antenne en fonction de la fréquence.....	150
Fig. III.56 Courant induit aux bornes de l'antenne par une onde incidente pour une bouteille vide et pleine.....	151
Fig. III.57 Gain dans le plan E (Theta=90°) de l'antenne sur bouteille avec différentes contenances.....	155
Fig. III.58 Gain dans le plan H (Phi=90°) de l'antenne sur bouteille avec différentes contenances.....	155
Fig. III.59 Diagramme de directivité Bouteille pleine (eau).....	155
Fig. III.60 Diagramme de directivité Bouteille vide.....	155
Fig. III.61 diagramme de rayonnement Plan E et H à 866 MHz (Bouteille vide).....	156
Fig. III.62 diagramme de rayonnement Plan E et H à 915 MHz (Bouteille vide).....	156
Fig. III.63 diagramme de rayonnement Plan E et H à 866 MHz (Bouteille vide).....	156
Fig. III.64 diagramme de rayonnement Plan E et H à 866 MHz (Bouteille pleine).....	156
Fig. III.65 diagramme de rayonnement Plan E et H à 915 MHz (Bouteille pleine).....	156
Fig. III.66 diagramme de rayonnement Plan E et H à 953 MHz (Bouteille pleine).....	157
Fig. III.67 RCS de l'antenne (Bouteille vide).....	157
Fig. III.68 RCS de l'antenne (Bouteille pleine).....	157
Fig. III.69 Portée de lecture (Bouteille vide).....	157
Fig. III.70 Portée de lecture (Bouteille pleine).....	157
Fg. III.71 Structure de l'antenne.....	158
Fig. III.72 Tronçon d'une antenne spirale logarithmique.....	159
Fig. III.73 illustration de l'optimisation de la partie réactive de l'impédance.....	160
Fig. III.74 Intensité du courant électrique.....	160
(sans liquide).....	160
Fig. III.75 Lignes de champ électrique.....	160
(sans liquide).....	160
Fig. III.76 Intensité du courant électrique.....	160
(avec liquide).....	160
Fig. III.77 Lignes du courant électrique.....	160
(avec liquide).....	160
Fig. III.78 Antenne encre. Fig. III.79 Antenne PEDOT.....	161
Fig. III.80 partie réelle de l'impédance de l'antenne encre (Bouteille vide).....	162
Fig. III.81 partie imaginaire de l'impédance de l'antenne encre (Bouteille vide).....	162

Fig. III.82 Coefficient de réflexion de l'antenne encre (Bouteille vide).....	162
Fig. III.83 partie imaginaire de l'impédance de l'antenne encre (Bouteille pleine).	163
Fig. III.84 partie réelle de l'impédance de l'antenne encre (Bouteille pleine).....	163
Fig. III.85 Coefficient de réflexion de l'antenne encre (Bouteille pleine).....	163
Fig. III.86 Coefficient de réflexion de l'antenne PEDOT (Bouteille vide).....	164
Fig. III.87 Diagramme de rayonnement à 860 MHz (Bouteille vide).....	165
Antenne PEDOT et antenne Encre.....	165
Fig. III.88 Diagramme de rayonnement à 960 MHz (Bouteille vide).....	165
Antenne PEDOT et antenne Encre.....	165
Fig. III.89 Portée de lecture de l'antenne PEDOT.	166
Fig. III.90- Diagramme de rayonnement à 860 MHz- Antenne Encre (Bouteille pleine). ...	166
Fig. III.91 Diagramme de rayonnement à 960 MHz- Antenne Encre (Bouteille pleine).....	166
Fig. III.92 Portées de lecture de l'antenne à base de nanoparticule d'argent.....	167
sur bouteille vide et pleine.....	167
Fig. III.93 Structure de l'antenne.	169
Tab. III. 3 dimensions de l'antenne méandre sur polyamide.	169
Figure III. 94 étapes de réalisation de l'antenne sur polyamide.....	169
Fig. III.95 partie réelle de l'impédance de l'antenne.	170
Fig. III.96 partie imaginaire de l'impédance de l'antenne.	171
Fig. III.97 Photographie de la réalisation de l'antenne sur polyamide.	171
Fig. III.98 Comparaison d'efficacité de rayonnement pour deux épaisseurs de métallisation :	
.....	172
T1=10µm et T2=0.5µm.	172
Fig. III.99 diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan E et H à 866 MHz. ..	172