



HAL
open science

Conception d'antennes de tags RFID UHF, application a la réalisation par jet de matière.

Anthony Ghiotto

► To cite this version:

Anthony Ghiotto. Conception d'antennes de tags RFID UHF, application a la réalisation par jet de matière.. Autre. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2008. Français. NNT : . tel-00389807

HAL Id: tel-00389807

<https://theses.hal.science/tel-00389807v1>

Submitted on 29 May 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Institut polytechnique de Grenoble

Spécialité : « Optique et Radiofréquence »

préparée au laboratoire **Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS)**

dans le cadre de **l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunications et Signal »**

présentée et soutenue publiquement

par

Anthony GHIOTTO

le **26 Novembre 2008**

CONCEPTION D'ANTENNES DE TAGS RFID UHF, APPLICATION A LA REALISATION PAR JET DE MATIERE

***DIRECTEUR DE THESE : Pr. Tan-Phu VUONG
CO-DIRECTEUR DE THESE : Pr. Smail TEDJINI***

JURY

M. Ke WU	, Président
M. Xavier BEGAUD	, Rapporteur
M. Daniel GASQUET	, Rapporteur
M. Tan-Phu VUONG	, Directeur de thèse
M. Smail TEDJINI	, Co-encadrant
M. Pierre SAGUET	, Examineur
Mme. Fouzia BOUKOUR	, Examineur
Mme. Marjorie GRZESKOWIAK	, Examineur

Avant propos

Avant propos

Ces travaux de thèse ont été réalisés au Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes localisé à Valence dans la Drôme et rattaché à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Je tiens avant tout à remercier Monsieur Ke Wu, Professeur de l'Ecole Polytechnique de Montréal, pour l'intérêt porté à mes travaux et m'avoir fait l'immense honneur de présider le jury de ma thèse.

J'adresse toute ma reconnaissance à Monsieur Xavier Bégaud, Maître de conférences à l'Ecole Nationale des Télécommunications de Paris et à Monsieur Daniel Gasquet, Directeur de Recherche à l'Université Montpellier 2, qui ont cordialement accepté d'être rapporteurs de ce travail.

Un très grand merci à Monsieur Pierre Sagnet, Professeur à l'Institut Polytechnique de Grenoble, Madame Fouzia Boukour, Chargée de Recherche à l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité, et à Madame Marjorie Grzeskowiak, Maître de conférences à l'Université Paris-Est pour avoir accepté d'être membre du jury de ma thèse.

Je remercie très chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur Tan-Phu Vuong, Professeur à l'Institut Polytechnique de Grenoble. Merci beaucoup pour tes conseils précieux, ton soutien, ta disponibilité et surtout toute la confiance que tu as su m'accorder.

Je tiens à exprimer également mes remerciements à mon co-directeur de thèse, Monsieur Smail Tedjini, Professeur à l'Institut Polytechnique de Grenoble, notamment pour sa confiance et son soutien permanent depuis mon souhait de réaliser une thèse en seconde année d'école d'ingénieurs.

Merci à tous les stagiaires de master, stagiaires ingénieurs et stagiaires techniciens que j'ai encadrés et avec qui j'ai eu le plaisir de travailler : Stephan Wilhelm, Stenio Cantalice, Hugo Savoye, Andreis Mihai Ionut, et Adam Marius.

Merci à tous les membres et anciens membres de l'équipe ORSYS, en particulier : Yvan, Laurent, Etienne, Rami, Delphine, Emmanuel, Fabrice, Davide, Ahmed, Audrey, Romain, Euler, Alexandre.

Merci à tous les membres du LCIS, en particulier : Eduardo Mendès, Chantal Robach, Frédérique Théron, Carole Seyvet.

Merci également à l'ensemble du corps enseignant et personnel de l'ESISAR (l'Ecole Nationale Supérieure des Systèmes Avancés et Réseaux), surtout Monsieur Pierre Lemaitre Auger pour avoir accepté d'être mon tuteur de monitorat et Monsieur Guy Dehay, responsable du département de Physique et d'Electronique de l'ESISAR.

Merci au Professeur Glauco Fontgalland de l'Université Fédérale de Campinas Grande au Brésil et au Professeur Moustapha Yagoub de l'Université d'Ottawa au Canada pour l'ensemble de nos fructueux échanges.

Un grand merci au Centre de Recherche Poly-Grames, Laboratoire de Recherche de l'Ecole Polytechnique de Montréal au Canada, pour m'avoir accueilli lors d'un séjour de recherche de 6 mois. Je remercie tout particulièrement ses techniciens, Steve Dubé et Jules Gauthier.

Merci à l'Union Radio-Scientifique Internationale (URSI) pour avoir récompensé mes travaux en m'accordant le Prix de « Young Scientist » lors de la 29^{ème} assemblée Générale de l'URSI à Chicago aux Etats-Unis en 2008.

Un grand merci également au chapitre Microwave Theory and Techniques de la section IEEE France, pour avoir contribué au financement de ma participation à l'International Microwave Symposium à Atlanta aux Etats-Unis en 2008.

Merci à l'Antenna Centre of Excellence, particulièrement aux professeurs Luis Jofre de l'Université Polytechnique de Catalogne, Kouroch Mahdjoubi de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes et Werner Wiesbeck de l'Université de Karlsruhe, de m'avoir permis de participer à chacun de leurs excellents cours de l'European School Of Antenna et de m'avoir attribué chacun une bourse européenne Marie-Curie. J'ai eu beaucoup de plaisir à échanger avec l'ensemble des professeurs et étudiants venus de toute l'Europe.

Merci à la région Rhône-Alpes d'avoir financé mes travaux dans le cadre d'un projet émergence, ainsi que mon séjour de recherche au centre de recherche Poly-Grames par l'attribution d'une bourse Explora'Doc.

Merci beaucoup aux entreprises et organismes avec lesquels j'ai collaboré lors de mes travaux de recherche, dont Ardeje, STMicroelectronics, Ipico, le RFTLab, Herteck et MPO.

Merci à tous les participants et aux exposants de la conférence OHD2007. Ce fut un plaisir de participer à l'organisation d'une telle conférence.

Enfin, j'exprime une énorme pensée pour mes proches.

Introduction

Introduction

Les nouvelles technologies de l'information et de la communication (les NTIC) ont un rôle fondamental dans notre société moderne. Elles participent à sa transformation par différents effets sur les plans économiques et sociaux. Le développement de ces technologies est initié par des découvertes scientifiques, lesquelles permettant de nouvelles applications technologiques, elles-mêmes participant au partage de la connaissance. L'introduction de ces technologies de l'information participe ainsi à la croissance économique en facilitant l'échange et la diffusion des informations. Les technologies d'identification font partie de ces technologies de l'information. Elles trouvent leurs applications dans des domaines très divers tels que la distribution, la logistique, la traçabilité, la sécurité ou les loisirs. Jusqu'alors les technologies d'identifications étaient soit passives : marquage, code-barres... soit nécessitaient un contact : carte bancaire, carte d'appels téléphoniques... Grâce au développement récent des systèmes sans fils et de la micro-électronique, de nouvelles technologies d'identifications sans contacts ont vu le jour : les technologies de radio-identification (ou RFID pour Radio-Frequency Identification). Ces nouvelles technologies, par leur plus grande souplesse, rendent l'échange d'information nettement plus rapide et efficace. Elle devrait remettre en question les structures de télécommunications existantes en ouvrant de nouvelles perspectives à des modèles de gestion inédits. En effet, leurs développements devraient bientôt permettre l'identification individuelle et unique des objets et mener à la création d'un « Internet des objets » : une prolongation de l'internet que nous connaissons au monde réel.

Les premiers systèmes RFID qui ont vu le jour fonctionnent dans des bandes de fréquences basses et sont aujourd'hui largement employés. Ils ont ouvert la voie vers le développement d'une nouvelle technologie RFID, plus performante et faible coût, fonctionnant à des fréquences plus élevées : la RFID UHF passive. Cette dernière possède un mode de fonctionnement bien particulier. L'identification est réalisée par des tags (aussi appelés « étiquettes intelligentes ») qui sont associés aux biens. Ces derniers sont constitués d'une puce électronique et d'une antenne. Contrairement aux systèmes de communication classiques, ils sont alimentés à distance et ne possèdent aucune source propre d'émission radiofréquence. A défaut, ils réfléchissent les signaux radiofréquences qui leurs sont transmis par un lecteur. Cette technologie, par l'utilisation de ce principe dit de rétro-réflexion, permet un moindre coût de fabrication des tags RFID. La réduction du coût d'un tag est la clef vers l'identification individuelle des biens. En effet, le coût du tag RFID doit représenter une part négligeable par rapport à ce qu'il permet d'identifier. A ce jour, la fabrication des tags RFID adopte les techniques classiques de l'industrie de l'électronique qui malgré de nombreux efforts de développement atteignent leurs limites en termes de coût de revient unitaire. Il est nécessaire de s'orienter vers de nouveaux procédés de fabrication mettant en œuvre des matériaux peu conventionnels et faibles coûts.

Le développement de tags RFID UHF passifs faibles coûts fait l'objet de nos travaux. Nous nous intéressons tout particulièrement à leurs antennes. Notre recherche a concerné ces dernières que l'on qualifie de « non conventionnelles » par les principes physiques originaux mis en œuvre. Nous nous sommes inspirés de la conception et caractérisation des antennes usuelles afin de développer une méthodologie de conception et des outils de

caractérisation spécifiques permettant de développer et d'évaluer de nouveaux procédés de fabrication.

Ce mémoire décrit l'ensemble de nos travaux. Il est constitué de la présente introduction, de six chapitres et d'une conclusion.

Dans le premier chapitre, nous réalisons une présentation générale de la RFID et des différentes technologies de radio-identification existantes. Nous ferons un état de l'art des systèmes RFID UHF passifs en mettant l'accent sur les procédés physiques mis en œuvre et les avantages de cette technologie.

Le second chapitre est consacré à la caractérisation des matériaux diélectriques et conducteurs, tous deux constituant une antenne et faisant partie de son environnement. La connaissance des propriétés de ces matériaux est préalable à la conception d'antenne.

Le troisième chapitre concerne les propriétés fondamentales, la modélisation et la mesure des antennes. Ce chapitre est illustré par quelques réalisations d'antennes UHF adaptées à 50 ohms et d'une antenne ultra large bande (ULB).

Le quatrième chapitre est consacré à la conception d'antennes de tags RFID UHF passifs. L'accent est mis sur la caractérisation des puces RFID et ainsi que sur la conception d'antennes de tag RFID et leur validation.

Le cinquième chapitre se consacre à la conception d'antennes de tags RFID UHF passifs pour l'identification des objets métalliques, à leurs miniaturisations et à leurs esthétiques.

Le sixième chapitre est dédié à la réalisation des antennes par un nouveau procédé potentiellement faible coût : le jet d'encre. Ce chapitre présente tout d'abord la technologie jet d'encre et les encres conductrices avant d'introduire le procédé que nous avons mis en œuvre. Il aborde ensuite la caractérisation des dépôts obtenus puis présente la conception et l'évaluation de prototypes d'antennes réalisés.

Finalement, la conclusion résumera l'ensemble des travaux de cette thèse et présentera les perspectives envisagées.

Table des matières

Table des matières

Pour plus de clarté, la présente table des matières ne fait référence qu'aux chapitres traités. Elle est complétée dans chaque chapitre par un sommaire détaillé.

Introduction	7
Chapitre 1. La technologie RFID	13
Chapitre 2. La caractérisation des matériaux	55
Chapitre 3. Les paramètres fondamentaux, la modélisation et la mesure d'antennes	75
Chapitre 4. La conception d'antennes de tags RFID UHF passifs	111
Chapitre 5. L'identification des objets métalliques, la miniaturisation et l'esthétique des antennes de tags RFID UHF passifs.....	159
Chapitre 6. La réalisation de tags RFID UHF passifs par jet de matière.....	189
Chapitre 7. Conclusions générales et perspectives	223
Liste des publications	227

Chapitre 1

La technologie RFID

La technologie RFID

1.1 Présentation du chapitre

L'objectif de ce chapitre est de présenter la technologie RFID et tout particulièrement la technologie RFID UHF passive. Dans la première section, une présentation générale des systèmes RFID est réalisée. Elle aborde les différentes techniques d'identification existantes, les applications, le marché, les problèmes d'ordre éthiques et sociaux qui y sont liés, et enfin les différentes catégories de systèmes RFID existants. La seconde section aborde les normes et les régulations de cette technologie. La troisième section réalise un état de l'art des systèmes RFID UHF en présentant les protocoles de communications utilisés, l'architecture des lecteurs, et l'architecture des tags. Enfin la dernière section présente un état de l'art de la fabrication des tags RFID UHF passifs.

Sommaire – Chapitre 1.

1.1	Présentation du chapitre.....	14
1.2	Présentation générale de la RFID	18
1.2.1	Historique de la RFID	18
1.2.2	Applications et marché de la RFID	18
1.2.3	Le principe de fonctionnement des systèmes RFID	20
1.2.3.1	Les systèmes RFID à couplage inductif	21
1.2.3.2	Les systèmes RFID UHF et Micro-ondes.....	24
1.2.3.3	La RFID ULB.....	27
1.2.3.4	Comparatifs des différents systèmes RFID	29
1.3	Régulations et normes des systèmes RFID	31
1.3.1	Les régulations des systèmes RFID.....	31
1.3.2	La normalisation des systèmes RFID	32
1.4	Etat de l'art des systèmes RFID UHF passifs.....	33
1.4.1	Protocole de communication	33
1.4.2	Architecture des lecteurs RFID UHF	35
1.4.2.1	Description de la chaîne d'émission.....	36
1.4.2.2	Description de la chaîne de réception.....	36
1.4.2.3	Emission et réception	36
1.4.3	Architecture des tags RFID UHF passifs	38
1.4.3.1	Description de l'architecture d'un tag RFID UHF passif.....	38
1.4.3.2	Description du front-end radio d'une puce RFID.....	38
1.5	La fabrication des tags RFID UHF passifs.....	42
1.5.1	Les puces RFID UHF passives.....	43
1.5.1.1	Le packaging die.....	45
1.5.1.2	Les packagings standards	46
1.5.1.3	Le packaging strap.....	46
1.5.1.4	Le packaging ring	47
1.5.1.5	Conclusion	48
1.5.2	La fabrication des antennes RFID	48
1.5.2.1	La gravure humide chimique.....	48
1.5.2.2	L'impression.....	48
1.5.2.3	L'assemblage des étiquettes électroniques UHF.....	49
1.5.2.4	Les techniques de fabrication pressenties.....	50
1.6	Conclusion.....	52
	Bibliographie – Chapitre 1.	53

Table des illustrations – Chapitre 1.

Fig. 1.1	Code à barres une dimension et code matriciel deux dimensions.....	18
Fig. 1.2	Répartition non exhaustives des applications RFID en fonction des applications en 2007 [1.1].....	19
Fig. 1.3	Prévision de l'évolution du marché de la RFID [1.1].	20
Fig. 1.4	Fonctionnement d'un système RFID [1.3].	21
Fig. 1.5	Tags RFID BF.	22
Fig. 1.6	Tag RFID HF (Tag-it HF de Texas Instrument).	22
Fig. 1.7	Circuit LC parallèle, avec modulation d'inductance.	23
Fig. 1.8	Circuit LC parallèle, avec modulation de capacité.....	23
Fig. 1.9	Orientation optimale des tags à couplage inductif pour un lecteur RFID constitué d'une seule antenne.	23
Fig. 1.10	Configuration de lecture pour un lecteur constitué de deux antennes en phase.	24
Fig. 1.11	Configuration de lecture pour un lecteur constitué de deux antennes en opposition de phase.	24
Fig. 1.12	Diagramme fonctionnel d'un tag SAW.....	25
Fig. 1.13	Réponse d'un tag SAW.	25
Fig. 1.14	Principe d'un système RFID chipless basé sur une ligne à retards.	26
Fig. 1.15	Constitution d'un tag RFID UHF passif.....	27
Fig. 1.16	Spectre alloué à l'ULB par la FCC et la communauté européenne (EC).....	28
Fig. 1.17	Réflexion d'une antenne ULB en fonction de sa terminaison [1.6].....	29
Fig. 1.18	Répartition non exhaustive des systèmes RFID en fonction des fréquences en 2007 [1.1].	30
Tabl. 1.4	Normes ISO 18000 pour la standardisation des systèmes RFID [1.3].....	32
Fig. 1.19	Représentation schématique d'une communication RFID.....	33
Fig. 1.20	Principales procédures de communication RFID [1.7].	34
Fig. 1.21	Schéma fonctionnel d'un lecteur RFID UHF.....	35
Fig. 1.22	Chaîne d'émission simplifiée d'un module UHF.....	36
Fig. 1.23	Chaîne de réception simplifiée d'un module UHF.....	36
Fig. 1.24	Emission/réception d'un lecteur RFID UHF. (a) Architecture bistatique. (b) Architecture monostatique.	37
Fig. 1.25	Bloc de compensation dans la chaîne d'émission/réception.	37
Fig. 1.26	Schéma fonctionnel d'une puce RFID.	38
Fig. 1.27	Schéma bloc fonctionnel du front end radio d'un tag RFID UHF.	38
Fig. 1.28	Cellule d'un multiplieur de tension à diode Schottky.	39
Fig. 1.29	Multiplieur de tension à diode Schottky.....	40
Fig. 1.30	Circuit de régulation en tension.....	40
Fig. 1.31	Modèle simplifié du circuit d'alimentation.	41
Fig. 1.32	Réflexion de l'onde incidente grâce à la technique de modulation de charge. (a) Modulation de la partie réelle. (b) Modulation de la partie imaginaire.	42
Fig. 1.33	(a) Tag constitué d'une antenne dipôle. (b) Tag constitué de deux antennes dipôles duales.	44
Fig. 1.34	Diagramme de rayonnement absolu, (a) d'un tag constitué d'une antenne dipôle, (b) d'un tag constitué de deux antennes dipôles orthogonalement polarisées.	44

Fig. 1.35	Puce STMicroelectronics XRAG2 en format die [1.11].	45
Fig. 1.36	Emprunte pour le placement de la puce STMicroelectronics XRAG2 en packaging die [1.11].	45
Fig. 1.37	Puce RFID EM Microelectronic EM4222 en boîtier SOT23 (2,5 mm x 3 mm).	46
Fig. 1.38	Puce RFID STMicroelectronics XRAG2 en packaging strap (3 mm x 8 mm).	47
Fig. 1.39	Tagsys AK Kernel (11,25 mm x 13 mm) [1.18].	47
Fig. 1.40	Impact de la technique d'impression sur le coût des tags RFID.	49
Fig. 1.41	Assemblage d'étiquettes RFID par un procédé rouleau à rouleau.	49
Fig. 1.42	Structure d'une étiquette RFID.	50
Fig. 1.43	Tag RFID HF réalisé par impression conventionnelle en technologie Polymère [1.20].	50
Fig. 1.44	Représentation coût versus complexité de l'électronique imprimée par rapport à la technologie silicium [1.21].	51
Fig. 1.45	Prévision de l'évolution du nombre de tags vendus, réalisés par impression et réalisés à partir de la technologie silicium [1.1].	51

1.2 Présentation générale de la RFID

1.2.1 Historique de la RFID

La radio-identification (ou RFID de « Radio Frequency Identification ») est une technologie d'identification relativement nouvelle qui a été développée dans les années 1980. Bien qu'étant apparue dans les années 1950, elle ne connaît un essor que depuis les années 1990. La RFID que l'on connaît aujourd'hui n'a plus grand chose à voir avec son ancêtre, qui permettait à la RAF (Royal Air Force) de distinguer les avions alliés des avions ennemis. Les principes électromagnétiques sur lesquels elle repose aujourd'hui restent les mêmes, mais les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique ont permis son développement : le prix d'un tag RFID peut atteindre aussi peu que 0,10 \$ et sa taille est parfois inférieure à celle d'un grain de riz.

1.2.2 Applications et marché de la RFID

La RFID fait partie des techniques d'identification automatique, (ou Auto-ID - Automatic Identification). Ces techniques se réfèrent à des méthodes d'identification automatiques d'objets, la collecte d'informations les concernant et leur entrée dans un système d'acquisition sans intervention humaine. Quelques exemples typiques de ces technologies sont les codes à barres (Fig. 1.1), la biométrie, la reconnaissance optique de caractère (OCR, Optical Character Recognition), la reconnaissance vocale ou le marquage par bande magnétique.



Fig. 1.1 Code à barres une dimension et code matriciel deux dimensions.

La principale technique d'identification automatique reste l'identification par code-barres. Elle est très largement mise en œuvre dans de nombreux domaines dont la logistique, le transport et la distribution. Ses principaux avantages sont : son très faible coût et la présence de normes bien établies. Mais un code-barres ne peut contenir qu'une information limitée et figée. De plus, sa lecture nécessite une visibilité optique directe.

Pour palier à ces inconvénients, les puces RFID communicants par ondes électromagnétiques semblent être la solution. En effet, l'information contenue dans une puce électronique est non seulement plus importante que celle contenue dans un code-barres, mais elle peut également évoluer dans le temps. Plus encore, le transfert de données sans contact par ondes électromagnétiques entre la puce et le lecteur permet de s'affranchir de la condition de visibilité directe.

Cependant la RFID ne parvient pas encore à détrôner le code-barres, le coût d'un tag RFID ($\approx 0,10\$$) [1.1] étant actuellement de l'ordre de 50 fois supérieur au coût d'un code-barres ($\approx 0,002\$$) [1.1]. De plus le coût de déploiement de cette nouvelle technologie en

remplacement du code-barres ne se justifie pas malgré de multiples avantages permettant un retour sur investissement.

La popularité de ces systèmes est principalement due aux besoins croissants demandés dans la traçabilité des biens et des personnes. Cette dernière est définie comme étant l'aptitude à retrouver l'historique d'un bien ou d'une personne au moyen d'une identification enregistrée. Ainsi, que ce soit dans les domaines de la distribution, de la production, de la logistique ou de la sécurité, la traçabilité est aujourd'hui un facteur majeur d'efficacité. En plus de cette dimension économique, la traçabilité joue un rôle sécuritaire important. Elle est d'ailleurs aujourd'hui obligatoire dans les domaines alimentaire et pharmaceutique. Ses applications s'étendent rapidement à de nombreux secteurs d'activités. Parmi de nombreuses applications de la RFID figurent le contrôle d'accès (péage, bâtiment, transport public...), la gestion de stock, le contrôle de bagages dans les aéroports, la distribution, la gestion de prêt, l'authentification... La Fig. 1.2 indique les domaines d'application de la RFID avec leurs importances.

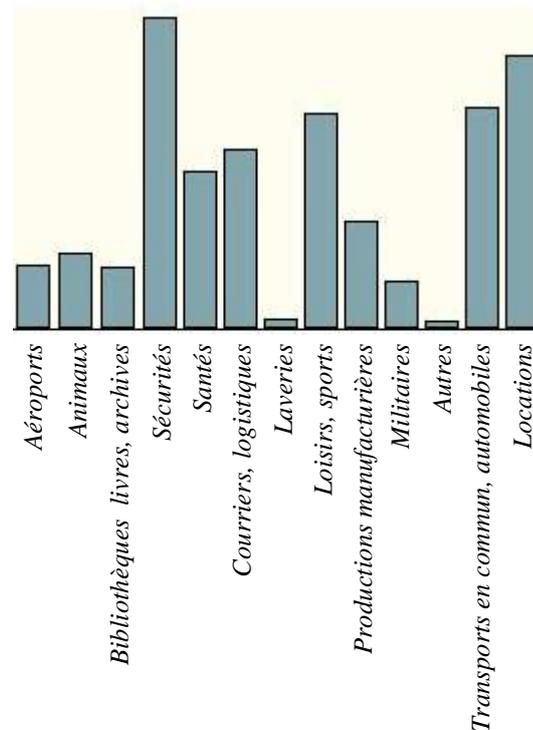


Fig. 1.2 Répartition non exhaustive des applications RFID en fonction des applications en 2007 [1.1].

En 2008 la totalité du marché de la RFID devrait représenter près de 5,29 milliards de dollars contre 4,93 milliards en 2007 [1.1]. La Fig. 1.3 présente les prévisions en 2013 et en 2018 du marché de la RFID. En 2018, ce marché devrait progresser pour atteindre près de 5 fois ce qu'il représentera cette année. Le nombre de tags RFID devrait être alors multiplié par 300 grâce au développement de tags faibles coûts (< 0,001 \$) et aux infrastructures en place qui devraient permettre un très large déploiement de cette technologie. En 2007, le nombre de tags vendus s'est porté à 1740,7 millions contre 1022,6 millions en 2006, représentant alors un marché de près de 1,5 milliard de dollars [1.1].

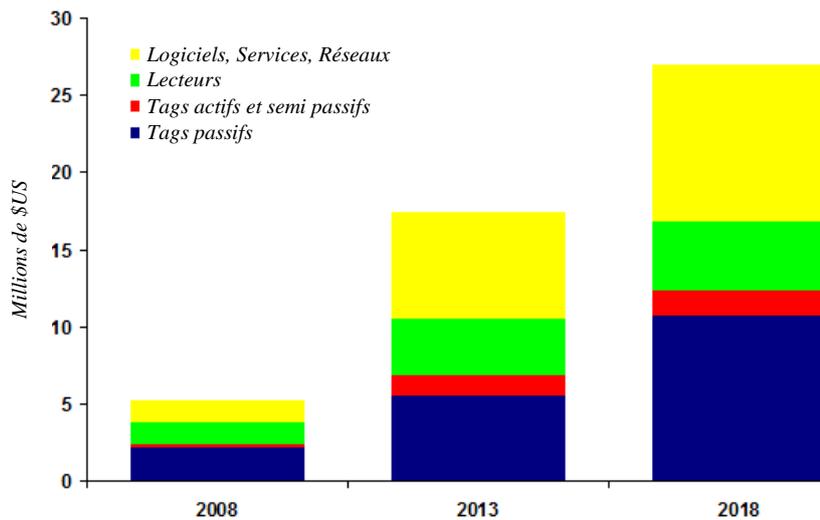


Fig. 1.3 Prévision de l'évolution du marché de la RFID [1.1].

L'augmentation vertigineuse des applications de cette technologie fait du marché de la RFID, un des secteurs d'activités qui présente la plus grande progression à l'échelle mondiale. Ces prévisions économiques posent deux défis majeurs aux fabricants de tags et de puces RFID sur lesquels dépend la rentabilité du marché : le coût de fabrication et la normalisation. Ces deux préoccupations influencent directement les solutions techniques retenues par les concepteurs de systèmes RFID. La normalisation est censée garantir le bon fonctionnement des systèmes RFID tout en évitant de nuire aux utilisateurs et aux autres systèmes existants. La normalisation au niveau international permet surtout d'endiguer la prolifération de systèmes propriétaires afin de préserver la dimension mondiale du marché de la RFID et donc de maximiser les volumes de vente.

Outre les problèmes directement liés à l'économie, le développement de la RFID doit faire face aux problèmes d'ordre sociaux qui touchent la vie privée. Ces problèmes concernent la divulgation d'informations et la traçabilité malveillante des biens et surtout des individus [1.2].

1.2.3 Le principe de fonctionnement des systèmes RFID

Un système RFID est composé de deux entités qui communiquent entre elles :

- Un tag ou étiquette intelligente (aussi appelé transpondeur), associé à l'élément à identifier. Il est capable de répondre à une demande venant d'un lecteur.
- Une station de base ou lecteur RFID qui a pour mission d'identifier le tag. Le lecteur envoie une onde électromagnétique en direction de l'élément à identifier. En retour, il reçoit l'information renvoyée par le tag.

La Fig. 1.4 présente le fonctionnement général d'un système RFID. Le lecteur agit généralement en maître par rapport au tag ; si le tag est dans la zone de lecture du lecteur, ce dernier l'active en lui envoyant une onde électromagnétique et entame la communication. Le lecteur est relié à une application hôte qui récupère l'information pour

la traiter. Un lecteur RFID est donc chargé de l'interface avec le système global relatif à l'application et de la gestion de l'identification des tags qui se présentent à lui. Le tag est, quant à lui, constitué d'une antenne et d'une puce électronique.

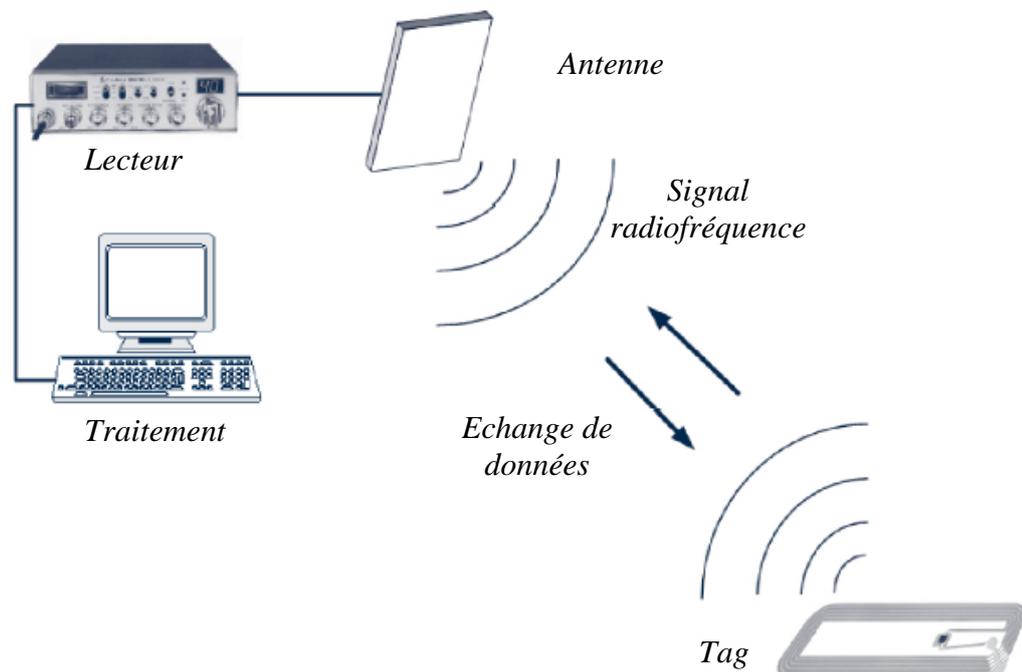


Fig. 1.4 Fonctionnement d'un système RFID [1.3].

Il existe plusieurs familles de systèmes RFID dont le principal critère de différenciation est la fréquence de fonctionnement. Les systèmes RFID utilisent des bandes de fréquences situées à : 125 kHz (bande BF, Basses Fréquences), 13,56 MHz (bande HF, Hautes Fréquences), 860-960 MHz (bande UHF, Ultra Hautes Fréquences), 2,45 GHz (bande micro-ondes) et 3,1-10,6 GHz (bande ULB, Ultra Large Bande, ou UWB, pour Ultra WideBand). En fonction des différentes fréquences, les principes physiques mis en œuvre ne sont pas les mêmes. Ainsi les systèmes de RFID ont une très grande diversité leur permettant de répondre à de nombreux besoins. Nous allons introduire chacune de ces technologies en les différenciant par les principes physiques qu'elles utilisent.

1.2.3.1 Les systèmes RFID à couplage inductif

Cette famille de système RFID comprend les systèmes BF et HF. Leurs transpondeurs utilisent des antennes magnétiques. Ils sont constitués d'une bobine inductive d'inductance L réalisant le rôle d'antenne, d'une puce électronique contenant l'identifiant du tag et réalisant les opérations de communication, et enfin d'une capacité C permettant de faire résonner le circuit LC à la fréquence de travail.

Pour les systèmes BF la distance d'opération est limitée à quelques centimètres, dans la boucle magnétique du lecteur. L'avantage principal vient de l'habileté des ondes BF à se propager à travers les tissus biologiques. Ces systèmes sont donc particulièrement appropriés pour des applications RFID médicale ou vétérinaire. La Fig. 1.5 illustre deux tags BF. Le premier est constitué d'une bobine en fil de cuivre connectée à un circuit, lui

même constitué d'une puce et d'une capacité. Il est usuellement moulé dans un matériau plastique. Le second est constitué d'une bobine enroulée sur une ferrite afin de réduire sa taille, d'une puce et d'une capacité, le tout encapsulé dans du verre pour une application vétérinaire.

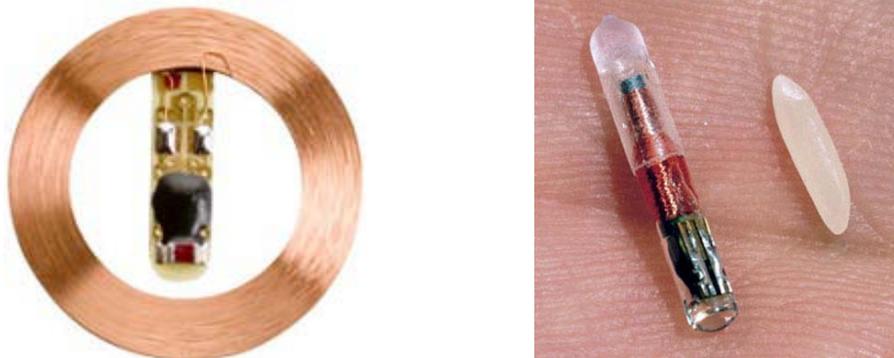


Fig. 1.5 Tags RFID BF.

Les systèmes HF sont quant à eux, à l'heure actuelle, les systèmes de radio-identification les plus répandus. La Fig. 1.6 ci-dessous illustre un tag HF. Cette bande de fréquences a l'avantage d'offrir une bonne pénétration du signal à travers les obstacles et un fonctionnement à une distance de l'ordre du mètre.

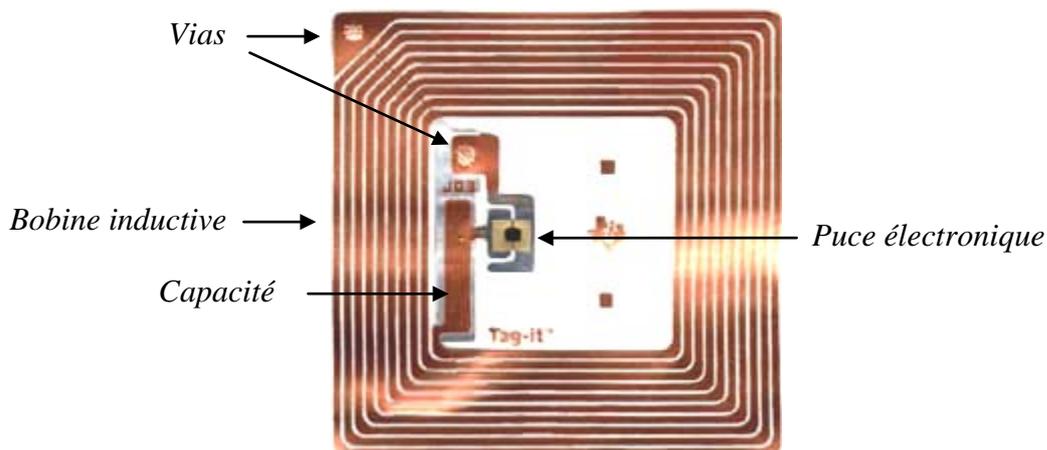


Fig. 1.6 Tag RFID HF (Tag-it HF de Texas Instrument).

Pour ces deux types de système, la modulation est réalisée en variant le couplage magnétique existant entre le lecteur et le tag. Cela se fait par la puce en modifiant un des éléments du circuit de résonance LC du tag qui peut être sous la forme d'un circuit série ou parallèle.

- Résonance série : Cette configuration résulte en une impédance minimum à la fréquence de résonance. On a donc un courant maximum à la résonance. Cette configuration simple est utilisée pour de la lecture à proximité du lecteur.
- Résonance parallèle : A l'opposé, ce type de configuration résulte en une impédance maximum à la fréquence de résonance. Cela permet d'avoir une tension maximum. Le courant est donc minimum, mais toujours assez important et

proportionnel au facteur de qualité Q du circuit de résonance LC . Cette configuration est de loin la plus utilisée.

Dans ce dernier mode il existe deux façons de moduler le signal, la première consistant à agir sur l'inductance L du circuit LC (Fig. 1.7), et la seconde sur la capacité C du circuit LC (Fig. 1.8).

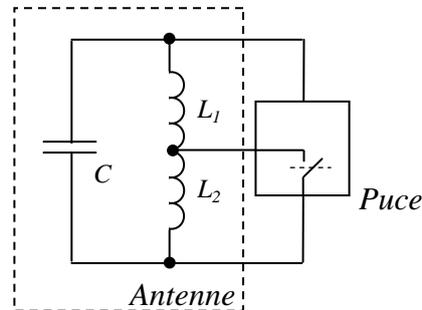


Fig. 1.7 Circuit LC parallèle, avec modulation d'inductance.

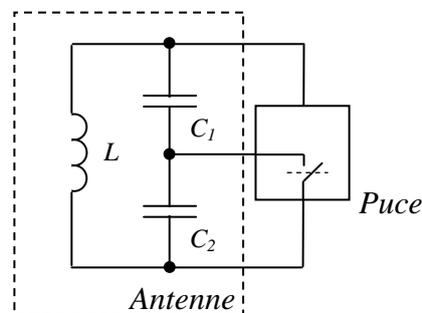


Fig. 1.8 Circuit LC parallèle, avec modulation de capacité.

Le lecteur est quant à lui aussi composé d'un circuit résonant LC . La lecture est optimale lorsque la bobine du tag se trouve orthogonale aux lignes de champ magnétique générées par le lecteur. La Fig. 1.9 illustre les positions optimales pour la lecture de ce type de tags.

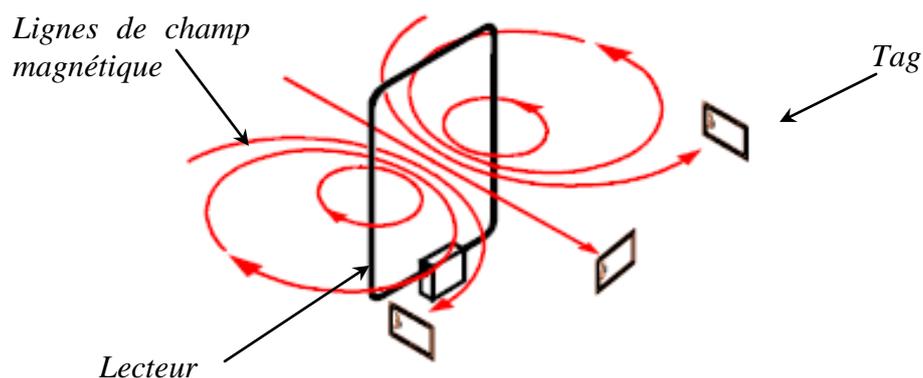


Fig. 1.9 Orientation optimale des tags à couplage inductif pour un lecteur RFID constitué d'une seule antenne.

Afin de remédier à l'incertitude sur la lecture en fonction de la position du lecteur, dans des applications qui le permettent, on met en œuvre un lecteur composé de deux antennes comme illustré sur les Fig. 1.10 et Fig. 1.11. Ces deux configurations permettent une lecture optimale du tag dans une position parallèle ou orthogonale aux antennes du lecteur.

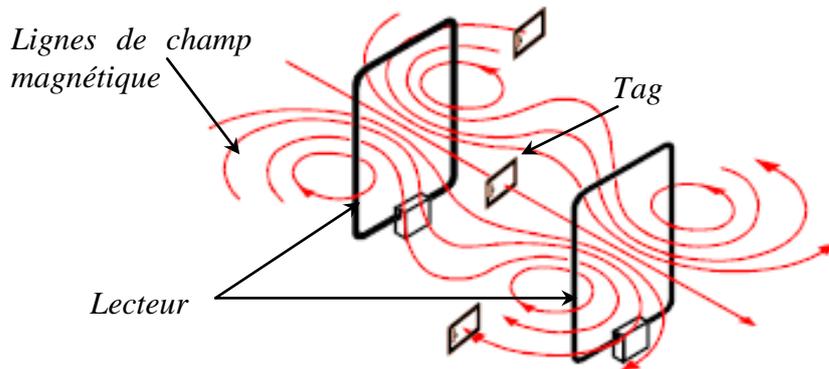


Fig. 1.10 Configuration de lecture pour un lecteur constitué de deux antennes en phase.

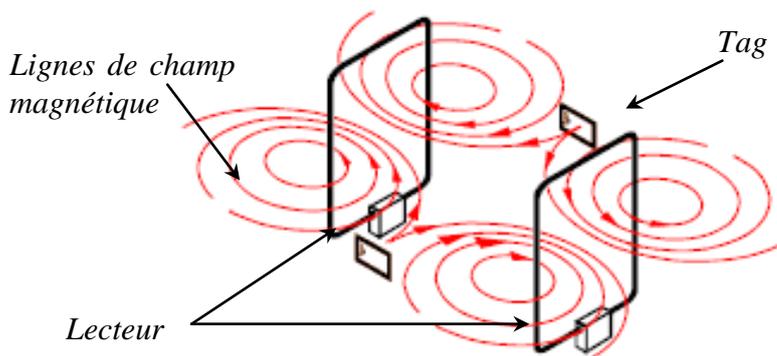


Fig. 1.11 Configuration de lecture pour un lecteur constitué de deux antennes en opposition de phase.

1.2.3.2 Les systèmes RFID UHF et Micro-ondes

Les bandes de fréquence UHF et micro-ondes offrent une moins bonne pénétration du signal à travers les obstacles que la bande HF, mais elles permettent d'atteindre des distances de lecture plus grandes et un débit d'échange d'informations plus important. On peut différencier les systèmes RFID UHF et micro-ondes en deux types : les systèmes opérant sans puce électronique (dit « chipless »), et les systèmes opérant avec des tags possédant une puce électronique.

1.2.3.2.1 Les systèmes sans puce

Ce sont des tags qui ne disposent pas de circuit électronique et qui utilisent des principes physiques ou chimiques pour générer un code d'identification (ID). Un exemple de tag « chipless » est le tag SAW (Surface Acoustic Wave, pour onde acoustique de surface). La Fig. 1.12, illustre le fonctionnement d'un tel transpondeur. Ce type de tag est constitué de réflecteur positionné sur un matériau piézoélectrique et d'une antenne reliée à un transducteur qui transforme les ondes radiofréquences en ondes acoustiques (et vice versa). Cette technique fonctionne très bien à 2,4 GHz. A des fréquences plus élevées, les pertes sont trop grandes pour que ce principe soit utilisé.

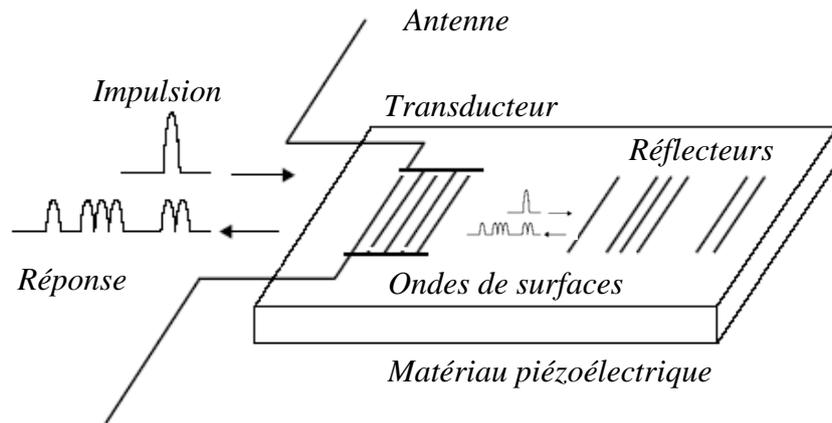


Fig. 1.12 Diagramme fonctionnel d'un tag SAW.

Une impulsion d'interrogation est émise par le lecteur. Elle est reçue par l'antenne, puis transformée en ondes acoustiques qui sont réfléchies par les réflecteurs arrangés dans une configuration précise qui détermine le code d'identification. A chaque réflecteur, une partie de l'onde acoustique est réfléchi, puis reconvertie en impulsion radiofréquence retransmise au lecteur. Ainsi, selon l'arrangement des réflecteurs, on peut réaliser un code permettant l'identification d'un transpondeur. La Fig. 1.13 montre le signal de réception au niveau du lecteur. Etant donnée la durée du temps de propagation de l'onde acoustique de surface, ce type de tag permet d'obtenir une très bonne immunité vis à vis des chemins multiples, l'identifiant parvenant bien après la réception des réflexions de l'environnement proche.

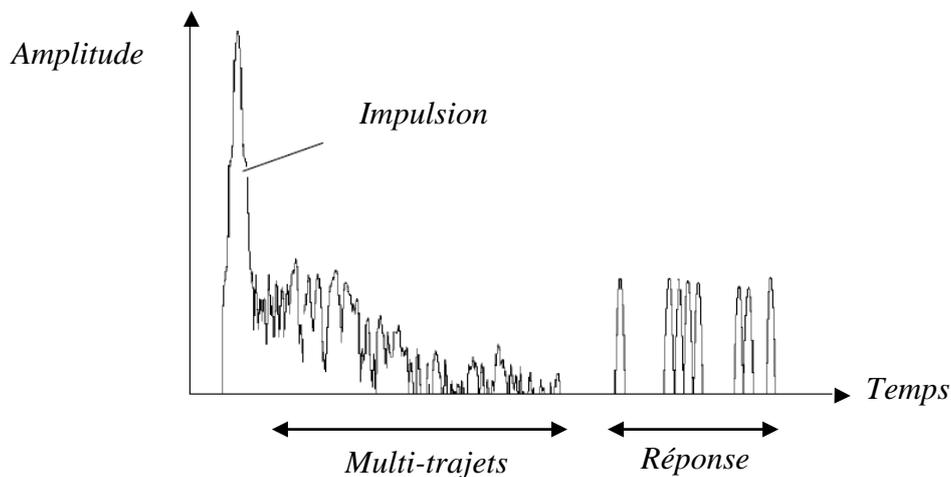


Fig. 1.13 Réponse d'un tag SAW.

Toutefois, ce type de tag ne peut pas être utilisé dans un environnement comprenant de nombreux transpondeurs de même type, même si des codes orthogonaux peuvent être mis en œuvre dans ce but. Cela limite ses champs d'applications. De plus, son temps de réponse est grand comparé aux autres types de tag. Ce qui entraîne des temps de lecture longs.

Dans la même idée, il existe des tags RFID sans puce mettant en œuvre une antenne connectée à une ligne de transmission à retard. Le principe de ce type de système est illustré sur la Fig. 1.14. Une impulsion générée par un lecteur RFID est reçue par l'antenne du tag connectée à une ligne de transmission sur laquelle des réflecteurs sont positionnés. En fonction de la position de ces réflecteurs sur la ligne de transmission, il est possible de générer un code permettant l'identification (comme dans le cas du tag SAW). Cependant ce type de transpondeur reste de grande dimension malgré sa miniaturisation possible via sa réalisation par ligne de transmission main gauche [1.4].

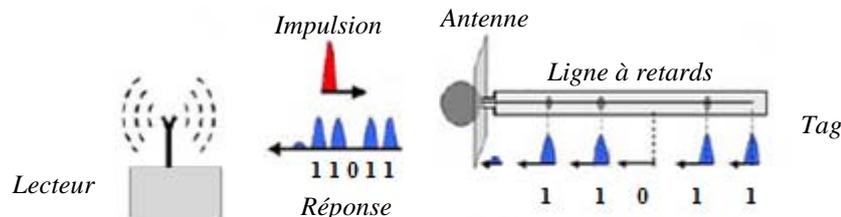


Fig. 1.14 Principe d'un système RFID chipless basé sur une ligne à retards.

Le coût des tags chipless est très compétitif. Cependant ils ont l'inconvénient comme dans le cas des codes-barres d'avoir une quantité de données limitées et figées.

1.2.3.2.2 Les systèmes avec puce

On peut différencier les systèmes RFID UHF et micro-ondes constitués d'une puce en fonction de la source d'alimentation du tag. On distinguera trois catégories : les tags actifs, les tags semi-passifs et les tags passifs. Nous allons les décrire.

1.2.3.2.2.1 Les systèmes actifs

Les tags actifs possèdent une alimentation, un transmetteur et un récepteur radiofréquence qui leurs sont propres. Ils sont principalement utilisés dans des applications de télémétrie, pour communiquer un grand nombre d'informations sur de grandes distances. Leur coût est très élevé, généralement supérieur à la centaine de dollars par unité. Ce type de transpondeur possède une batterie embarquée qui permet l'alimentation du circuit intégré de commande et la transmission/réception d'un signal. Il permet d'atteindre des distances de fonctionnement de l'ordre de quelques centaines de mètres.

1.2.3.2.2.2 Les systèmes semi-passifs

Les tags semi-passifs sont un compromis entre les tags actifs et les tags passifs. Ils disposent comme les tags actifs de sources d'alimentation qui leurs sont propres. Cependant, ils utilisent comme les tags passifs le principe de modulation par rétro-réflexion pour transmettre leurs informations aux lecteurs. Ils ne disposent donc pas de transmetteur radiofréquence. Le coût de ce type de tag est donc moins élevé. Il est compris entre 5 \$ et 40 \$. Ce type de tag est généralement d'une conception simple. Cependant on peut leurs trouver plusieurs inconvénients :

- Leurs fiabilités. Il est impossible de savoir si leurs batteries sont encore opérationnelles.

- Leurs coûts. La connexion de leurs batteries avec leurs circuits augmente le coût comparativement à un tag passif.
- Leurs impacts environnementaux. Leurs proliférations représentent un danger pour l'environnement, leurs batteries contenant des substances très polluantes.

Cependant, ce type de transpondeur s'avère être parfois un bon compromis car leur coût est moindre que les tags actifs et que leur distance de lecture est plus grande que les tags passifs.

1.2.3.2.3 Les systèmes passifs

Les transpondeurs passifs ont une conception plus simple et permet d'obtenir des coûts unitaires bien plus bas (entre 2 \$ et 0,10 \$). Ils ne possèdent ni batterie, ni transmetteur radiofréquence et ne génèrent donc pas d'onde radiofréquence. Leurs circuits s'alimentent à partir de l'énergie électromagnétique rayonnante qu'ils reçoivent des lecteurs RFID et qu'ils collectent par leurs antennes. Ils utilisent le principe de modulation par rétro-réflexion pour transmettre leurs données aux lecteurs. Par contre, les distances de lecture de ce type de tag sont bien plus courtes que dans le cas des transpondeurs actifs : de 3 à 10 mètres en fonction de la puissance de transmission du lecteur RFID.

La Fig. 1.15 ci-dessous illustre un tag RFID UHF passif. Ce type de tag est constitué d'une antenne et d'une puce électronique tous deux assemblés dans un packaging. La puce contient l'identifiant du tag et réalise les opérations de communication.

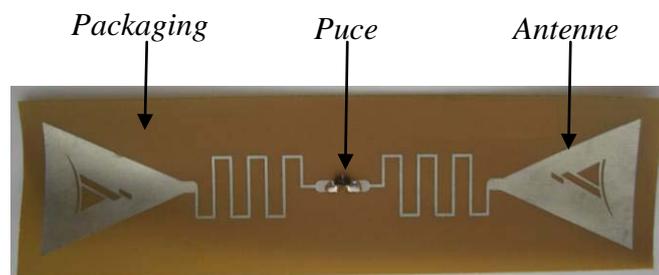


Fig. 1.15 Constitution d'un tag RFID UHF passif.

1.2.3.3 La RFID ULB

Enfin il existe un dernier type de système RFID émergent et utilisant la bande ULB. Ce type de système est encore en plein développement et concerne actuellement très peu d'applications.

Ces dernières années, la communauté scientifique a assisté à un intérêt croissant pour les systèmes de télécommunication ULB. Au lieu d'utiliser des signaux modulés, comme dans les systèmes basés sur une porteuse, une autre possibilité consiste à émettre des impulsions de durée inférieure à la nanoseconde, afin d'occuper un spectre de plusieurs GHz. Les systèmes adoptant ces solutions fournissent donc des signaux caractérisés par une densité spectrale de puissance très petite, sur une bande spectrale très large. Ces signaux sont donc

confondus avec le bruit de fond par les systèmes de communication traditionnels et n'interagissent pas avec eux.

L'ULB est une technologie de communication qui permettrait d'atteindre des débits de l'ordre du Gbit/s. Cette technologie offre la perspective de nouveaux services comme l'intégration de fonctions de localisation en plus de celles de transmission. Un système ULB est défini comme un dispositif utilisant une largeur de bande relative supérieure à 20% ou occupant une bande de 500 MHz ou plus

$$2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 0,2 \quad \text{ou} \quad f_H - f_L \geq 500 \text{ MHz} \quad (1.1)$$

Où f_H et f_L désignent respectivement la fréquence supérieure et la fréquence inférieure des points à -10 dB par rapport au plus haut point d'émission du signal.

Dans le standard IEEE 802.15.3a, la FCC (Federal Communications Commission) a alloué la bande de fréquence 3,1-10,6 GHz. Elle a imposé également les masques d'émission représentés sur la Fig. 1.16. Il faut noter que la densité spectrale de puissance doit être très faible, $< -41,3$ dBm/MHz, ce qui la situe dans le niveau de bruit électromagnétique non intentionnel.

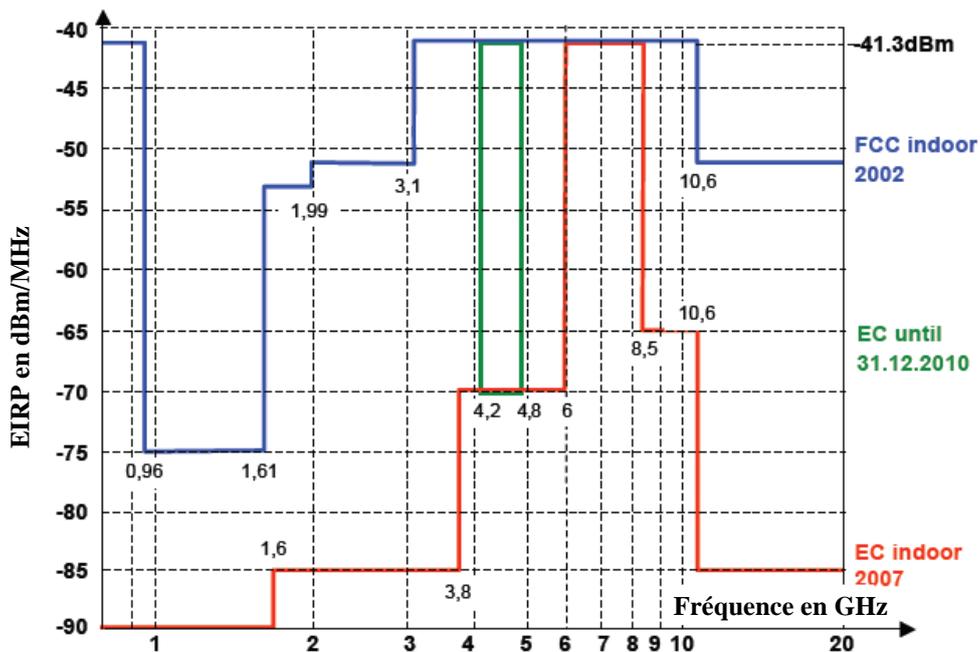


Fig. 1.16 Spectre alloué à l'ULB par la FCC et la communauté européenne (EC).

L'utilisation de cette bande de fréquence pour un système de radio-identification est possible ([1.5] et [1.6]). La technologie ULB présente des intérêts multiples dont une haute résolution du temps de vol permettant des applications de localisation, une sécurité élevée due à la faible probabilité d'interception, une faible consommation, une conception simple, un faible coût et une immunité aux multiples trajets.

Afin de réduire le coût des transmetteurs, [1.6] a montré la possibilité d'utiliser le principe de backscattering afin de réaliser la communication entre une station de base ULB et un

tag RFID ULB passif. Une telle approche permet de réduire considérablement le coût d'un tag.

La Fig. 1.17 montre la modulation dans le domaine temporel d'un signal réfléchi par une antenne ULB en fonction de sa terminaison (circuit ouvert, circuit fermé ou charge adaptée). On aperçoit nettement sur cette figure la modulation en amplitude du signal réfléchi par l'antenne.

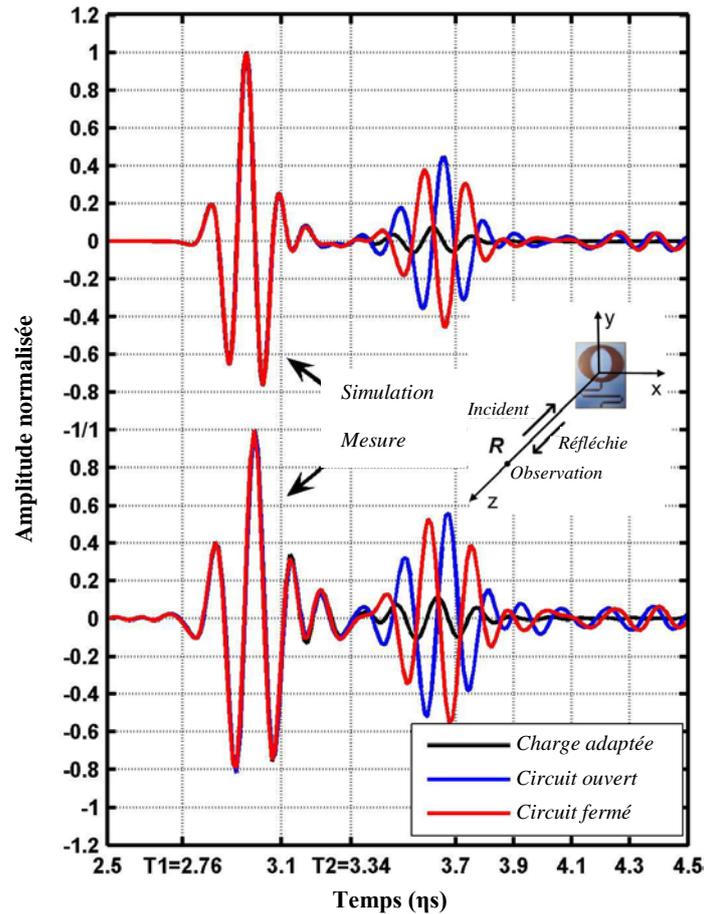


Fig. 1.17 Réflexion d'une antenne ULB en fonction de sa terminaison [1.6].

1.2.3.4 Comparatifs des différents systèmes RFID

Le Tabl. 1.1 dresse un comparatif qualitatif des différents systèmes RFID à bande étroite en fonction de leurs distances de lecture, leurs débits de données, leurs pénétrations et de leurs coûts. On voit dans ce tableau que les technologies HF et UHF se démarquent en terme de coût. Mais la technologie UHF présente plus d'intérêts au niveau de la distance de lecture et du débit de données.

Tabl. 1.1 Comparaison des différents systèmes RFID à bande étroite.

Type	Fréquence	Distance	Données	Pénétration	Coût
BF	125 kHz	+	+	++++	++++
HF	13,56 MHz	++	++	+++	++
UHF	860-960 MHz	+++	+++	++	++
Micro-ondes	2,45 GHz	++	++++	+	++++

La Fig. 1.18 dresse un bilan non exhaustif du déploiement des différentes technologies RFID en 2007. On voit là aussi que les systèmes HF et UHF se démarquent. La RFID chipless ne représente, toutes fréquences confondues, qu'une très faible part du marché de la RFID. Les systèmes HF sont plus employés, principalement parce qu'historiquement ils sont arrivés en premier sur le marché. On voit également apparaître les premiers systèmes RFID ULB. Sur ce graphique apparaît également les systèmes fonctionnant entre 315 MHz et 333 MHz et à 433 MHz ainsi que les systèmes multifréquences qui présente moins d'intérêts et que nous n'étudierons pas. La part de marché des systèmes RFID UHF devrait progresser dans les prochaines années.

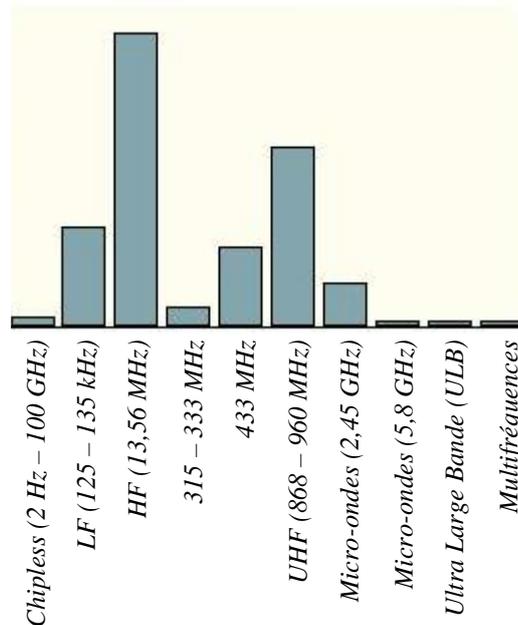


Fig. 1.18 Répartition non exhaustive des systèmes RFID en fonction des fréquences en 2007 [1.1].

Le Tabl. 1.2 dresse un comparatif entre les systèmes actifs, semi-passifs et passifs. On voit tout l'intérêt que présentent les systèmes passifs en termes de coût et de durée de vie.

Tabl. 1.2 Comparaison des différents types de systèmes RFID.

Type	Distance	Données	Durée de vie	Coût
Actif	+++	+++	+	+++
Semi passif	++	++	++	++
Passif	+	+	+++	+

Chacune de ces technologies de radio-identification présente des avantages qui leurs garantissent un marché. Cependant la forte demande dans le domaine de la traçabilité suscite un réel intérêt pour le développement de tags RFID faible coût et performant en terme de débit, de distance de lecture et de rapidité de lecture. La technologie RFID UHF passive est celle qui répond le mieux à ce besoin.

A chacune des familles de systèmes RFID précitées correspond une normalisation bien

précise qui permet de fixer par exemple les fréquences permises de fonctionnement ou les niveaux de puissances autorisés. Le paragraphe suivant expose les réglementations auxquelles doivent satisfaire les systèmes RFID.

1.3 Régulations et normes des systèmes RFID

Comme pour tout système destiné à être commercialisé, il existe plusieurs réglementations et normes régissant le domaine de la RFID. Les réglementations doivent garantir l'interopérabilité des systèmes RFID et bien sûr, protéger l'utilisateur des dangers que cette technologie peut éventuellement provoquer au niveau de la santé et du respect des libertés. Les normes ont pour principal objectif d'harmoniser le secteur de la RFID afin de faciliter l'accès au marché et donc d'augmenter les volumes de ventes. A ce jour, deux organisations proposent des normes pour les systèmes RFID : l'ISO (International Organization for Standardization) et l'EPCglobal (Electronic Product Code). Avant de présenter brièvement ces dernières, le paragraphe suivant expose les réglementations auxquelles doivent satisfaire les systèmes RFID.

1.3.1 Les réglementations des systèmes RFID

La réglementation régissant les systèmes RFID dépend des autorités publiques. Elle est différente d'un pays à l'autre ce qui ne facilite pas la mise en place d'un système universel particulièrement intéressant dans le contexte actuel de la mondialisation. La technologie RFID ne peut utiliser que les gammes de fréquences allouées aux applications industrielles, scientifiques ou médicales, appelées bandes ISM (Industrial Scientific Medical). Ces bandes présentent l'avantage d'être libre de droit. Cependant, elles ne bénéficient pas d'une harmonisation au niveau international. De plus ces bandes de fréquences sont utilisées par bien d'autres technologies de communication sans fil.

En ce qui concerne les systèmes RFID fonctionnant par couplage inductif, les fréquences 125 kHz et 13,56 MHz font l'objet d'un consensus international. Cependant, ce n'est pas encore le cas pour les fréquences UHF pour lesquelles on distingue 3 régions. Le Tabl. 1.3, présente en fonction de ces régions les bandes de fréquences et les puissances allouées à la RFID UHF.

Tabl. 1.3 Spectres alloués à la RFID UHF en fonction de la région.

Région	Bande de fréquences	Puissances autorisées
Europe	869,4 à 869,65 MHz	500 mW ERP
	865 à 868 MHz	100 mW ERP - LBT
	865,6 à 867,6 MHz	2 W ERP - LBT (10 canaux de 200 kHz)
	865,6 à 868 MHz	500 mW ERP - LBT
Amérique	902 à 928 MHz	4 W EIRP - FHSS (80 canaux de 325 kHz)
Asie et Océanie	Japon : 952 à 954 MHz	4 W EIRP
	Corée : 908,5 à 914 MHz	4 W EIRP
	Australie : 915 à 928 MHz	1 W EIRP

Les puissances autorisées sont calculées différemment en Europe et aux Etats-Unis. En Europe, l'unité est le Watt calculé en ERP (Effective Radiated Power) alors qu'aux Etats-Unis, l'unité est toujours le Watt mais calculé en EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power). La méthode de calcul américaine se base sur une normalisation de la puissance par rapport à une antenne témoin isotrope alors que la méthode de calcul européenne se base sur une normalisation de la puissance par rapport à une antenne dipôle. Le rapport entre les deux unités est le suivant : $1 \text{ W ERP} = 1,62 \text{ W EIRP}$.

La réglementation aux Etats-Unis, et adoptée sur la majeure partie du continent Sud et Nord Américain, est définie par la réglementation 15.247 déterminée par la FCC. Elle autorise une puissance de transmission maximale de 1 W avec une antenne de gain maximum de 6 dBi (correspondant à 4W EIRP). La communication utilise un étalement de spectre par saut (ou FHSS, pour Frequency Hopping Spread Spectrum) sur 80 canaux.

En Europe, la réglementation pour cette technologie est plus contraignante. Elle est définie par la réglementation 302 208 déterminée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Un lecteur doit opérer avec une puissance maximale de 2 W ERP, ou l'équivalent de 3,2 W EIRP, sur une bande de fréquences très étroite. D'autre part, l'Europe a choisi d'introduire la réglementation LBT (Listen Before Talk). Cette réglementation signifie qu'un interrogateur doit vérifier la présence d'un autre signal dans sa sous-bande de transmission avant de pouvoir l'utiliser.

1.3.2 La normalisation des systèmes RFID

Le développement des normes en cours (notamment au niveau du test) sous l'impulsion des industriels et des utilisateurs, est nécessaire pour la maîtrise de cette technologie et le développement de son marché. Ce développement vise à certifier le fonctionnement, l'interopérabilité et l'interchangeabilité des systèmes RFID et de ses composants. Le Tabl. 1.4 présente les principales normes développées par l'ISO qui réglementent les paramètres de communication, comme la fréquence de fonctionnement, la bande passante, la puissance d'émission maximale, le type de modulation, le codage, le débit, le protocole de communication et bien d'autres paramètres.

Tabl. 1.4 Normes ISO 18000 pour la standardisation des systèmes RFID [1.3].

Références	Fréquences concernées	Intitulé	Statut
18000-1	Vocabulaire et définitions	RFID pour la gestion d'objet – Partie 1 : Architecture de référence et définition des paramètres à normaliser	Publié le 13/09/2004
18000-2	< 135 kHz	RFID pour la gestion d'objet – Partie 2 : Paramètres de communications d'une interface d'air à moins de 135 kHz	Publié le 13/09/2004
18000-3	13,56 MHz	RFID pour la gestion d'objet – Partie 3 : Paramètres de communications d'une interface d'air à 13,56 MHz	Publié le 13/09/2004
18000-4	2,45 GHz	RFID pour la gestion d'objet – Partie 4 : Paramètres de communications d'une interface d'air à 2,45 GHz	Publié le 31/10/2004
18000-5	5,8 GHz	RFID pour la gestion d'objet – Partie 5 : Paramètres de communications d'une interface d'air à 5,8 GHz	Pas de consensus
18000-6	900 MHz	RFID pour la gestion d'objet – Partie 6 : Paramètres de communications d'une interface d'air entre 860 MHz et 960 MHz	Publié le 31/10/2004
18000-7	433 MHz	RFID pour la gestion d'objet – Partie 7 : Paramètres de communications d'une interface d'air à 433 MHz	Publié le 12/12/2005

En ce qui concerne les systèmes RFID UHF passifs, l'ISO a défini plusieurs normes pour la RFID UHF passive : la norme 18000-6 concernant le protocole de communication, la norme 18047 concernant les tests de conformité, et la norme 18046 concernant les tests de performance.

D'autre part le groupement EPCglobal a produit un standard pour encourager le large déploiement de la RFID. Ce standard, dénommé EPC Class-1 Generation-2 définit l'interface entre le lecteur et les tags. EPCglobal, créé par l'organisme GS1 réunissant l'EAN (European Article Numbering) et l'UCC (Uniform Code Council), développe des standards uniquement pour les applications de traçabilité. Il vise à terme la création d'un internet des objets. Ces normes gèrent, en plus des spécifications techniques, l'allocation des numéros d'identification spécifiques à chaque tag [1.7]. En effet, c'est ce dernier point qui fait la force de l'initiative de l'EPCglobal car elle est portée par les organismes qui gèrent déjà les normes d'utilisation du code-barres. En plus de ces organismes et de grands acteurs industriels, plusieurs laboratoires de recherche se sont associés afin d'appuyer l'EPCglobal. Notons qu'il y a eu une convergence entre les normes EPCglobal et ISO pour l'identification d'objet à l'aide de systèmes fonctionnant en UHF.

1.4 Etat de l'art des systèmes RFID UHF passifs

Nous avons vu les intérêts de la technologie RFID UHF passive comparativement aux autres technologies de radio-identification. Nous allons maintenant nous consacrer à la présentation des procédures de communication et des architectures relatives à cette technologie.

1.4.1 Protocole de communication

La communication consiste en un transfert de données associé à un transfert d'énergie. La communication des données est bidirectionnelle : la communication du lecteur vers le tag est appelée liaison montante (uplink) et la réponse du tag vers le lecteur est appelée liaison descendante (downlink). La Fig. 1.19 illustre le principe d'une communication RFID.

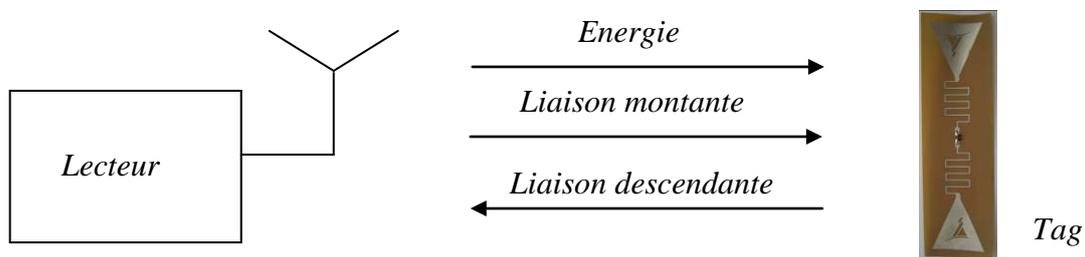


Fig. 1.19 Représentation schématique d'une communication RFID.

On distingue deux principaux protocoles de communication entre un tag et un lecteur RFID : le protocole TTO (Tag Talk Only, signifiant que seul le tag transmet des données) et le protocole RTF (Reader Talk First, signifiant que le lecteur est maître dans la

communication) [1.7]. Le choix d'un protocole plutôt qu'un autre dépend de l'application visée.

Dans le protocole TTO, il n'existe pas de liaison montante. Un tag utilisant cette procédure transmet ses données de façon régulière lorsqu'il est alimenté. C'est la procédure qui est mise en œuvre dans le standard IP-X développé par la société Ipico. Lorsqu'un tag IP-X entre dans le champ d'un lecteur IP-X, il transmet de façon continue et à des intervalles de temps aléatoires son identifiant. Cette procédure est particulièrement rapide. Elle permet de lire un grand nombre de tags RFID et à des vitesses de près de 250 Km/h.

Le protocole RTF est quant à lui celui qui est mis en œuvre dans le standard EPCglobal Class 1 Génération 2 (ou C1 Gen2). Lorsqu'un tag RTF entre dans le champ d'un lecteur, il attend une requête avant de transmettre son identifiant.

On distingue également deux types de procédures de communication entre le lecteur et le tag : celles qui utilisent un transfert continu d'énergie et celles qui le font de manière séquentielle. Parmi, les procédures à transfert continu d'énergie, certains systèmes y associent un transfert de données bidirectionnel simultané (FDX, pour Full Duplex) et d'autres un transfert alterné (HDX, pour Half Duplex) [1.7]. Ces différentes procédures sont représentées sur la Fig. 1.20.

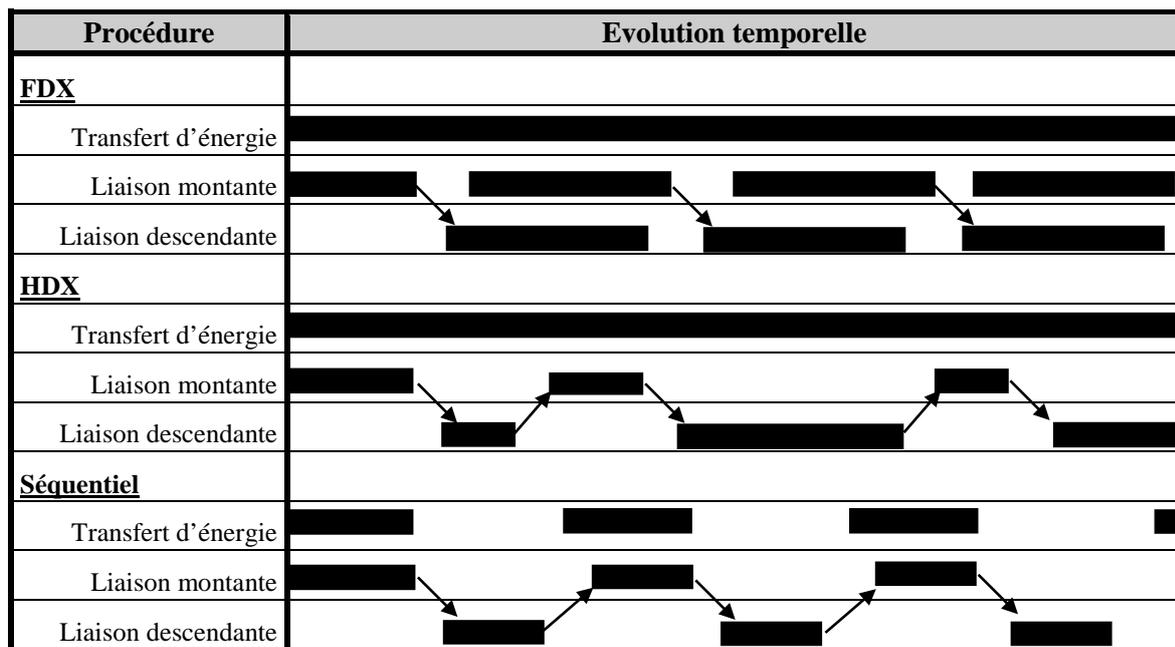


Fig. 1.20 Principales procédures de communication RFID [1.7].

Le protocole EPCglobal (C1 Gen2) met en œuvre une procédure HDX (transfert continu d'énergie et transfert alterné de données). Dans le cas d'une procédure HDX, le protocole de communication entre un lecteur et un tag est composé de trois phases :

- Une phase de réveil du tag : le lecteur envoie une onde électromagnétique vers le tag pour lui permettre de s'alimenter en énergie nécessaire à son fonctionnement et de se mettre dans un état d'attente des instructions à venir du lecteur.

- Une phase d'instruction : le lecteur envoie une instruction au tag. Cette transmission se réalise sur porteuse. Elle se traduit par une variation en phase ou en amplitude de l'onde électromagnétique envoyée. Parallèlement à l'envoi de ces instructions, le lecteur doit assurer l'alimentation du tag. Un compromis doit être trouvé lors de la mise en forme du signal envoyé par le lecteur afin d'assurer de façon optimale ces deux fonctions. Cette mise en forme nécessite donc un choix judicieux du codage de l'information, de la technique de modulation et des temps de transmissions [1.8].
- Une phase de lecture : le tag envoie sa réponse au lecteur. Après réception des instructions du lecteur, le tag se met en mode rétro-modulation. Là encore, un compromis doit être trouvé entre ce transfert de données descendant et la puissance que le tag doit continuer à absorber afin d'assurer son alimentation. La rétro-modulation est un point critique de la conception des tags RFID.

Le protocole de communication est contrôlé au niveau du lecteur et du tag par une partie numérique qui reçoit et transmet les données par une interface radiofréquence. Suite à ce bref exposé des protocoles de communication, nous présentons l'architecture des lecteurs et des tags RFID UHF passifs.

1.4.2 Architecture des lecteurs RFID UHF

Un lecteur RFID est l'interface entre une application hôte et les tags RFID. Son rôle est de réaliser la gestion de la communication avec les tags RFID et de transmettre leurs données à l'application hôte. Un lecteur est composé de différentes fonctions illustrées sur la Fig. 1.21 :

- Une unité de contrôle numérique. C'est cette unité de contrôle qui génère et met en forme le signal numérique contenant l'information à transmettre aux tags et traite en retour, la réponse de celui-ci. Elle est en charge du codage et du décodage des signaux et éventuellement du cryptage et du décryptage des données.
- Un front-end radio constitué d'un émetteur et d'un récepteur radiofréquence. Cette partie est en charge de la génération d'une porteuse radiofréquence, de sa modulation avec un signal numérique généré par l'unité de contrôle et de la démodulation de la réponse des tags.
- D'une ou plusieurs antennes permettant de transmettre et de recevoir les données, et de propager l'énergie radiofréquence télé-alimentant les tags.

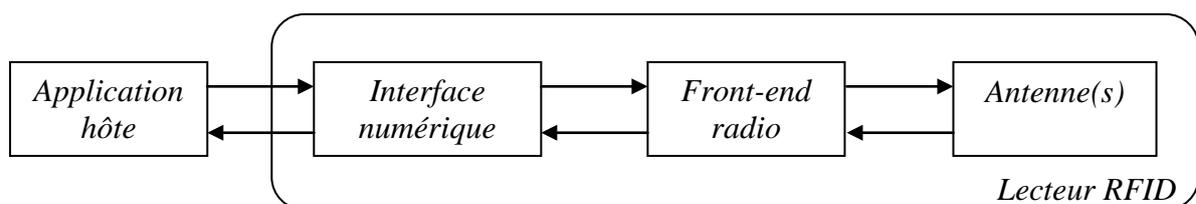


Fig. 1.21 Schéma fonctionnel d'un lecteur RFID UHF.

Nous allons décrire plus en détail la partie radiofréquence qui présente pour nous plus d'intérêts.

1.4.2.1 Description de la chaîne d'émission

Un schéma bloc simplifié d'une chaîne d'émission d'un lecteur RFID est donné en Fig. 1.22. Les données arrivent codées de la partie numérique, elles sont modulées grâce à une porteuse générée par une PLL (Phase Locked Loop). Le signal modulé est ensuite amplifié puis filtré avant d'être transmis.

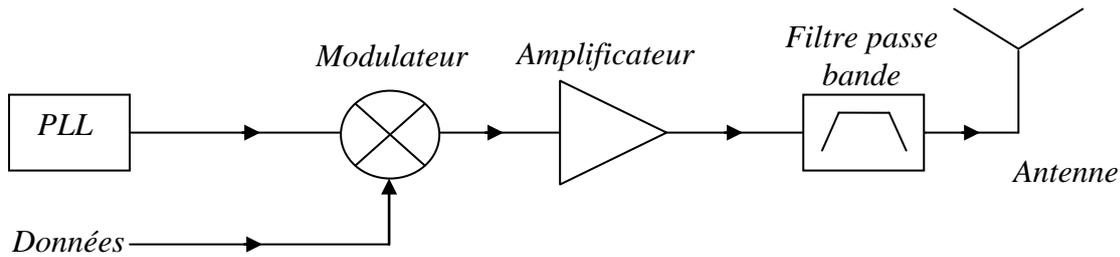


Fig. 1.22 Chaîne d'émission simplifiée d'un module UHF.

1.4.2.2 Description de la chaîne de réception

Un schéma bloc simplifié de l'architecture d'un récepteur est donné en Fig. 1.23. Le signal reçu est d'abord amplifié à l'aide d'un amplificateur faible bruit (LNA - Low Noise Amplifier), filtré, démodulé (souvent par un démodulateur I/Q) et numérisé par un convertisseur analogique / numérique.

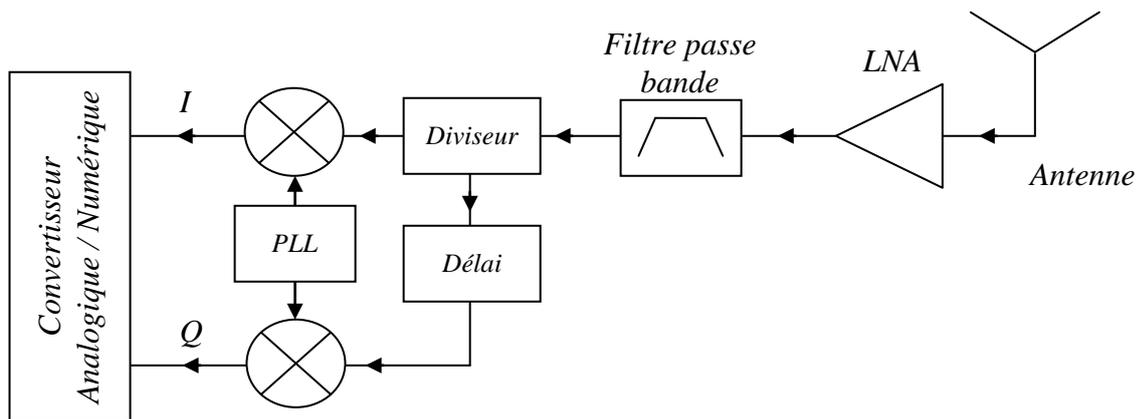


Fig. 1.23 Chaîne de réception simplifiée d'un module UHF.

1.4.2.3 Emission et réception

L'émission et la réception des signaux peuvent se faire de deux façons :

- Par l'utilisation de deux antennes, l'une réalisant l'émission et l'autre réalisant la réception (Fig. 1.4(a)). Ce type d'architecture est dit bistatique. Il demande une bonne isolation entre les deux antennes. Un système de ce genre est composé en général de deux antennes à polarisation circulaire croisée (polarisation droite et polarisation gauche).
- Par l'utilisation d'une seule antenne réalisant l'émission et la réception (Fig. 1.4 (b)). Ce type d'architecture est dit monostatique. La séparation des signaux émis et reçus se fait à l'aide d'un coupleur directionnel ou d'un circulateur.

La seconde architecture est souvent la plus rencontrée car moins encombrante et économiquement plus intéressante. Elle est implémentée dans les lecteurs portables où l'encombrement doit être minimum. Cependant les performances en terme de niveau signal à bruit sont meilleures pour un lecteur à deux antennes.

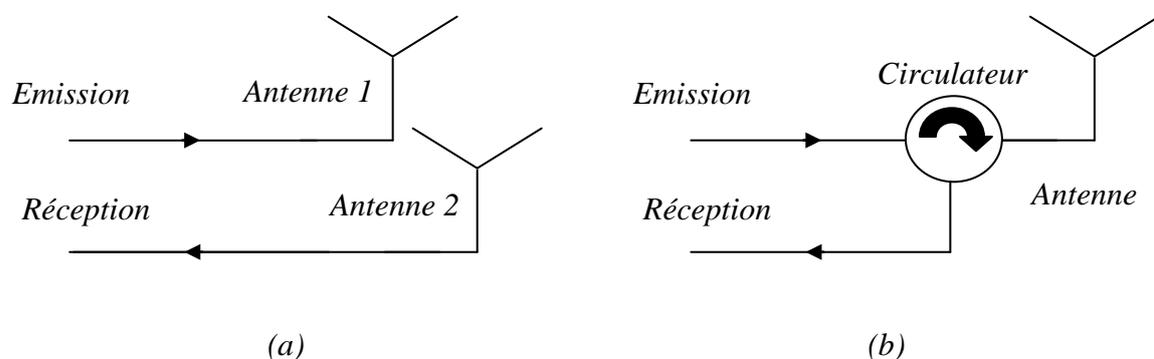


Fig. 1.24 Emission/réception d'un lecteur RFID UHF. (a) Architecture bistatique. (b) Architecture monostatique.

Malheureusement, les antennes, les coupleurs directionnels et les circulateurs ne sont pas parfaits. L'isolation entre l'émission et la réception n'est généralement pas suffisante et la perturbation qui vient s'ajouter au signal reçu peut limiter la sensibilité de la réception et donc abaisser les performances globales du système. Ce défaut est corrigé à l'aide d'un bloc de compensation tel qu'illustré sur la Fig. 1.25. Le signal d'émission est envoyé vers le bloc de compensation à l'aide d'un coupleur. Le bloc de compensation amplifie (ou atténue) et déphase ce signal afin d'annuler au niveau de la réception le défaut d'isolation des antennes, du coupleur ou du circulateur.

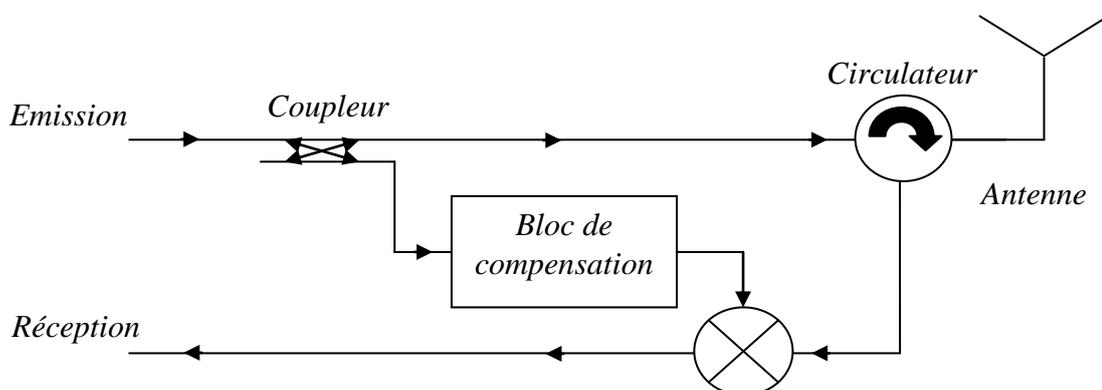


Fig. 1.25 Bloc de compensation dans la chaîne d'émission/réception.

1.4.3 Architecture des tags RFID UHF passifs

1.4.3.1 Description de l'architecture d'un tag RFID UHF passif

Un tag RFID UHF passif est constitué d'une antenne et d'une puce électronique (Fig. 1.26). On peut identifier dans cette dernière une partie radiofréquence (Front-end radio), et une partie numérique.

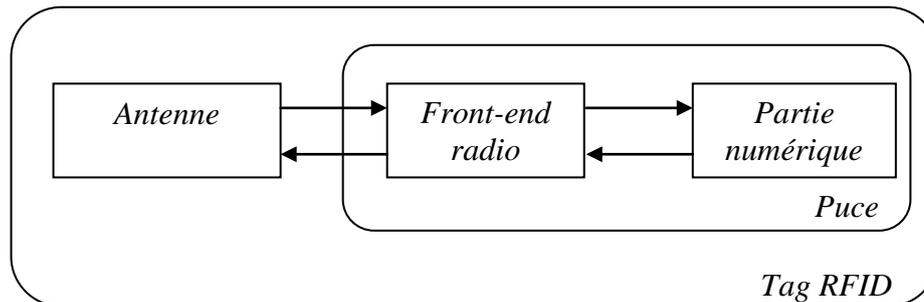


Fig. 1.26 Schéma fonctionnel d'une puce RFID.

La partie numérique est généralement constituée d'une machine à états qui a pour rôle d'analyser les instructions reçues, de coder/décoder les informations et de répondre en envoyant ces données au front-end radio. La partie numérique est réveillée par le front end radio lorsque le niveau d'énergie recueillie par l'antenne est suffisant.

1.4.3.2 Description du front-end radio d'une puce RFID

Le front-end radio a trois fonctions principales : la récupération d'énergie, la réception du signal et la rétro-modulation (Fig. 1.27).

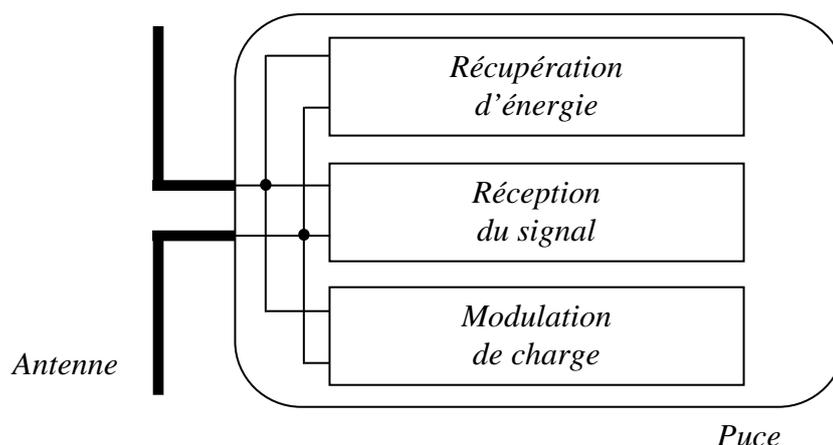


Fig. 1.27 Schéma bloc fonctionnel du front end radio d'un tag RFID UHF.

Nous allons décrire chacune de ces fonctions.

1.4.3.2.1 Récupération d'énergie

La fonction de récupération d'énergie est généralement assurée par un redresseur qui permet de récupérer une tension continue à partir de la porteuse radiofréquence reçue par l'antenne. C'est cette tension qui permet l'alimentation du tag. Le redresseur est suivi d'un régulateur ou d'un limiteur de tension afin de stabiliser la tension et de protéger la puce des risques de surtension. Une capacité réservoir en sortie du redresseur assure l'alimentation de la puce durant la phase de rétro-modulation.

Lors de la conception d'antenne de tag RFID, il faut réaliser l'adaptation d'impédance entre l'antenne et la puce RFID. Il est donc nécessaire de connaître l'impédance de la puce RFID. Elle doit être prise en compte afin d'optimiser la distance de lecture. C'est à dire sa valeur pour la puissance minimale permettant l'activation. Lors de cet état, l'impédance de la puce est déterminée par son circuit d'alimentation constitué d'un circuit multiplieur en cascade avec un régulateur de tension. Le multiplieur permet d'obtenir une source de tension continue alimentant la puce RFID à partir de l'onde radiofréquence continue provenant du lecteur. Le régulateur de tension permet de réguler la tension de sortie obtenue par le multiplieur de tension afin d'éviter des surtensions pouvant endommager la puce RFID.

Dans le cas de la RFID UHF, le circuit d'alimentation peut être réalisé sur le modèle des multiplieurs en tension de Dickson utilisés en technologie CMOS pour obtenir une tension supérieure à la tension d'alimentation [1.9]. Cette cellule est représentée sur la Fig. 1.28. Pour comprendre son fonctionnement, il faut considérer à $t = 0$ que les capacités sont déchargées. Dans une première phase, lorsque la tension sur l'entrée Ant_1 sera au niveau $+V_{in}$, la capacité C_1 en entrée va se charger et la tension au nœud n_1 va prendre la valeur $+V_{in}-V_d$, avec V_d la tension aux bornes de la diode. On émet l'hypothèse que la capacité C_2 n'est pas chargée. Dans un second temps, lorsque la tension sur l'entrée Ant_1 sera $-V_{in}$, la capacité C_2 va se charger au potentiel $2V_{in}-2V_d$. Lorsque la tension à l'entrée Ant_1 passera à $+V_{in}$, la tension au nœud n_2 atteindra le potentiel $3V_{in}-2V_d$, la capacité C_2 chargera la capacité réservoir C_3 en sortie et le nœud n_3 en sortie aura un potentiel $2V_{in}-3V_d$. Ainsi la tension de sortie peut atteindre un niveau plus important qu'en entrée.

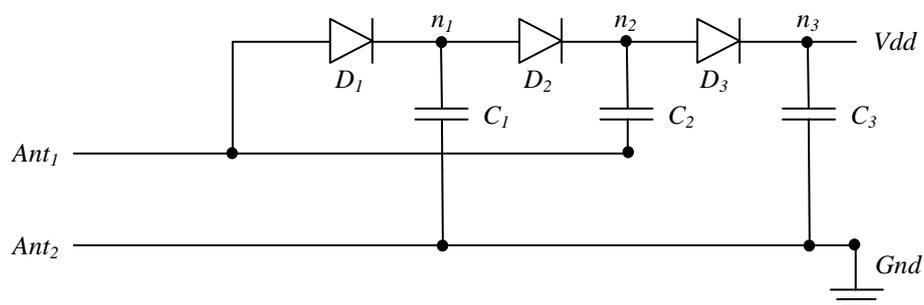


Fig. 1.28 Cellule d'un multiplieur de tension à diode Schottky.

Comme illustré sur la Fig. 1.29, il est possible de mettre plusieurs cellules en cascade afin d'obtenir une tension en sortie plus importante.

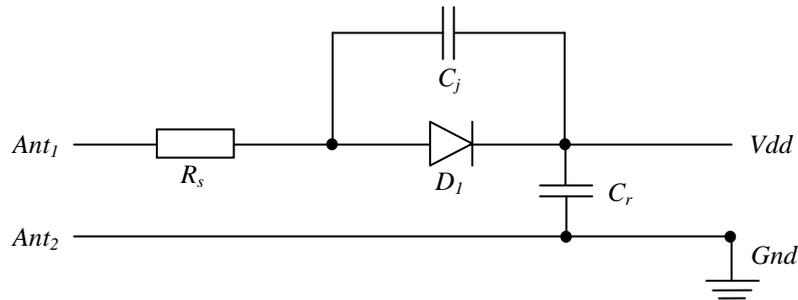


Fig. 1.31 Modèle simplifié du circuit d'alimentation.

L'impédance qui est vue en entrée du multiplicateur de tension est donc de nature capacitive. Pour ce type de circuits, l'efficacité est de l'ordre de 30% et décroît avec le nombre de cellule. Le choix de la valeur des capacités et la conception des diodes Schottky est critique. Si nous regardons d'un point de vue RF ce type de redresseur, les cellules sont placées en parallèle. Donc plus le nombre de cellule va être important, plus la résistance équivalente va diminuer. La capacité équivalente va augmenter et la réactance équivalente va diminuer. Il existe cependant une limite au nombre de cellule car pour la conception d'antenne, il n'est pas intéressant d'avoir de trop faibles impédances d'entrées, car à de faibles impédances d'entrées correspondent des antennes avec un haut facteur de qualité Q .

Lorsque le régulateur fait passer le courant dans la résistance R_l , la consommation de courant augmente, la capacité de jonction C_j des diodes Schottky augmente, la quantité de charge absorbée croît, la capacité vue en entrée augmente, la partie imaginaire de l'impédance vue en entrée décroît. De plus le courant augmentant, le point de polarisation des diodes augmente et la résistance dynamique des diodes Schottky décroît.

1.4.3.2.2 Récupération des données

La récupération des données transmises par le lecteur, est assurée par une chaîne de réception classique comprenant un démodulateur, un filtre en bande de base et un convertisseur analogique/numérique. Le décodage et le traitement de l'information sont réalisés par la partie numérique.

Généralement, la démodulation est réalisée par un détecteur d'enveloppe qui présente l'avantage d'être très simple. La liaison montante est donc dans la majorité des cas réalisée par une modulation de type ASK (Amplitude Shift Keying).

1.4.3.2.3 Transmission des données par rétro-modulation

La fonction de rétro-modulation est assurée par un système de modulation de la charge à l'entrée de l'antenne. Cette dernière est commandée par la partie numérique du tag. La modulation de charge entraîne une variation du coefficient de réflexion au niveau de l'interface entre l'antenne du tag et la puce. En d'autres termes, elle consiste en une variation de l'impédance d'entrée de la puce. Il est possible de faire varier la partie réelle et/ou la partie imaginaire de cette impédance. Ainsi, en fonction du signal binaire qui commande la modulation de charge et en fonction du type de modulation, le signal incident est plus ou moins réfléchi comme indiqué sur la Fig. 1.32. Sur cette figure, l'impédance Z_c

représente une charge adaptée à l'impédance de l'antenne. En modulant la partie réelle de la charge (Fig. 1.32(a)), on réalise une modulation de type ASK. En modulant la partie imaginaire (Fig. 1.32(b)), on réalise une modulation de type PSK (Phase Shift Keying) [1.7].

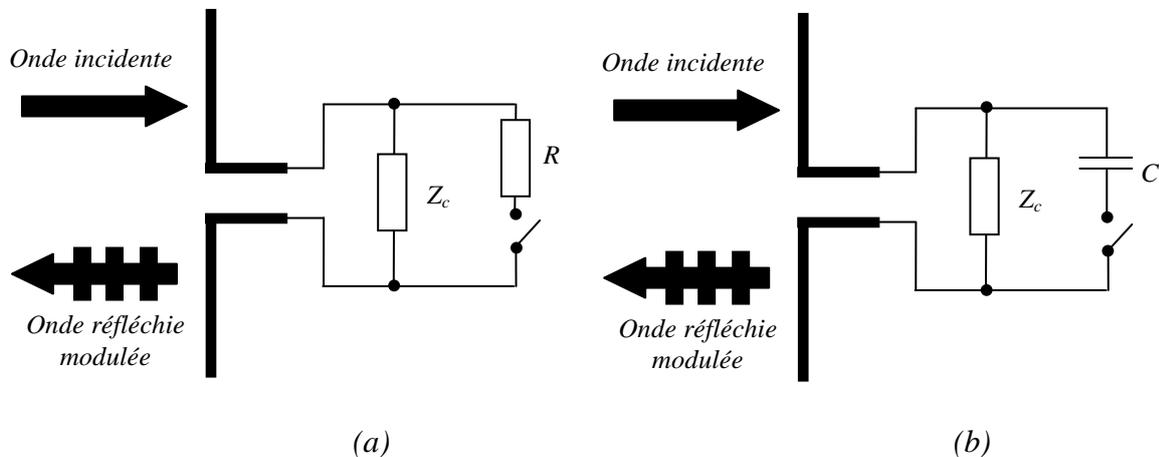


Fig. 1.32 Réflexion de l'onde incidente grâce à la technique de modulation de charge. (a) Modulation de la partie réelle. (b) Modulation de la partie imaginaire.

La qualité de la modulation dépend de la facilité avec laquelle on peut différencier les deux états binaires. Pour une modulation de type ASK, cela consiste à avoir une différence d'amplitude maximum entre l'état haut et l'état bas. On l'obtient, lorsque l'on passe de l'adaptation parfaite de la puce à l'antenne au cas où la puce court-circuite l'antenne. Cependant ce dernier état implique une réflexion totale de l'onde incidente. La récupération d'énergie devient alors impossible. C'est pourquoi l'indice de la modulation est pris de manière à réaliser un compromis entre la récupération de l'énergie et la qualité de la transmission de données. En ce qui concerne la modulation PSK, la qualité de la modulation dépend du déphasage que l'on peut obtenir. Cette technique présente l'avantage de pouvoir procurer la même quantité d'énergie au tag, quelque soit l'état binaire du signal modulant. Ce type de modulation présente l'avantage d'être mieux immunisé par rapport au bruit. Cependant, elle est plus difficile à détecter et entraîne donc un coût au niveau du lecteur plus important.

Les normes autorisent les deux types de modulation ASK et PSK pour la liaison descendante. Cependant il est difficile d'avoir une variation purement réelle ou purement imaginaire lors de la modulation. La plus grande partie des tags RFID UHF existants réalisent une modulation mixte, en amplitude et en phase. Pour la grande majorité des tags UHF existants, le dispositif permettant de réaliser la rétro-modulation est basé sur la commande d'un interrupteur par le signal numérique modulant. Il existe également certaines architectures qui utilisent des dispositifs à base de capacités variables afin de réaliser la rétro-modulation.

1.5 La fabrication des tags RFID UHF passifs

Comme nous l'avons vu, un tag RFID UHF passif est composé d'une puce électronique, d'une antenne et d'un packaging. Le choix de chacun de ces composants se fait en fonction de l'application. La puce est choisie en fonction du standard souhaité et de ses

performances. L'antenne est choisie en fonction de : son gain, son efficacité et surtout ses dimensions. Le packaging est quant à lui déterminé en fonction de ses caractéristiques mécaniques : sa robustesse, sa tenue en température et en humidité. Cependant, comme nous l'avons vu, le coût entre souvent en jeu. Les industriels ont donc mis en place des procédés de fabrication bas coût afin d'atteindre les objectifs du marché. Nous allons nous intéresser plus particulièrement au packaging des puces RFID, à l'état de l'art sur la fabrication des antennes de tag RFID UHF passif, et l'assemblage des étiquettes électroniques.

1.5.1 Les puces RFID UHF passives

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

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

La grande majorité des puces RFID ont un unique port d'entrée permettant de connecter une antenne. La Fig. 1.33(a) illustre un tag RFID constitué d'une seule antenne dipôle connectée à une puce dotée d'un seul port d'entrée. Cependant il existe des puces RFID dotées de deux ports d'entrée permettant de connecter deux antennes. Ce type de puce apporte une diversité en polarisation et en diagramme de rayonnement au tag RFID et améliore de ce fait la lecture. Ces puces sont idéales dans des applications pour lesquelles l'orientation du tag RFID est incertaine. La Fig. 1.33(b) illustre un tag RFID constitué de deux antennes dipôles orthogonales connectées à une puce dotée de deux ports d'entrée. Pour ce type de puce, il existe deux approches dans la façon dont les ports sont utilisés [1.10].

- Dans l'approche la plus simple, le port sur lequel le signal est le plus élevé devient le port opérationnel. Ainsi le diagramme de rayonnement équivalent devient la combinaison des deux diagrammes de rayonnement des deux antennes connectées à la puce. De cette façon la lecture du tag devient moins sensible à son orientation. La lecture du tag est garantie si deux antennes orthogonalement polarisées sont connectées à la puce RFID et que l'antenne du lecteur RFID a une polarisation circulaire.

- Dans une seconde approche, plus évoluée, les signaux venant des deux antennes sont combinés à l'aide d'une détection d'enveloppe. Cette approche permet à la fois de diminuer la sensibilité de la lecture en fonction de l'orientation du tag, mais également d'augmenter la distance de lecture.

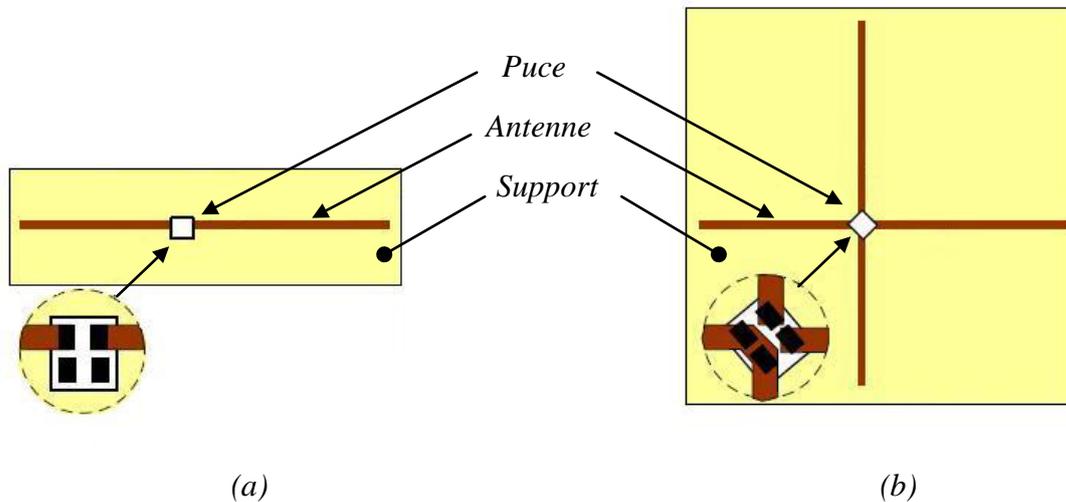


Fig. 1.33 (a) Tag constitué d'une antenne dipôle. (b) Tag constitué de deux antennes dipôles duales.

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

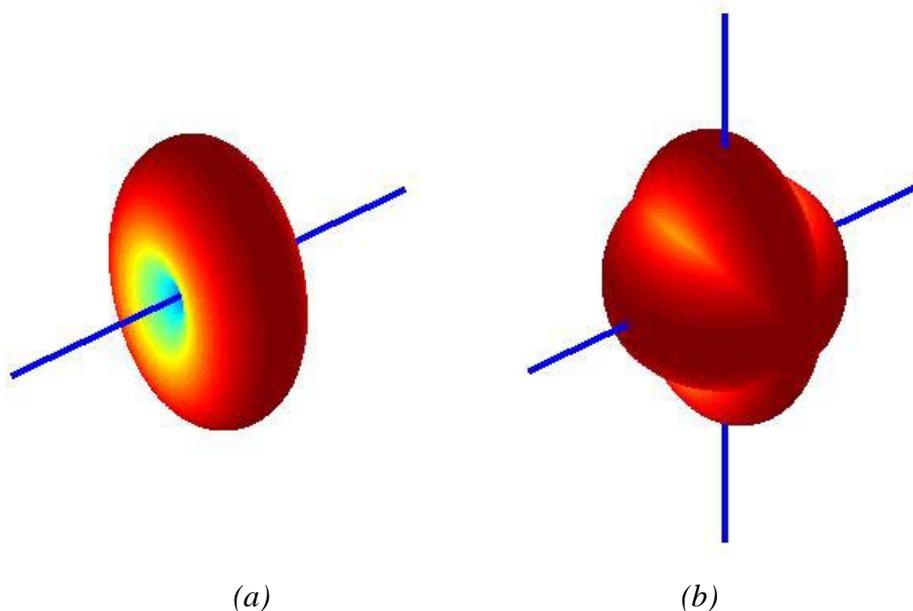


Fig. 1.34 Diagramme de rayonnement absolu, (a) d'un tag constitué d'une antenne dipôle, (b) d'un tag constitué de deux antennes dipôles orthogonalement polarisées.

Les puces RFID fournies par les fabricants sont proposées sous plusieurs types de packaging : die, boîtiers standards, strap ou enfin boucle à couplage inductif. L'utilisation d'un certain type de packaging va conditionner la méthode de fixation à l'antenne et donc

le procédé de fabrication. Le choix d'un packaging va donc avoir une incidence directe sur le coût de fabrication d'un tag. Nous allons présenter ces différents packagings.

1.5.1.1 Le packaging die

Le packaging die est le plus couramment rencontré. C'est le format le plus compact. Les dimensions dépendent du fabricant, de la technologie employée et des fonctionnalités du tag (typiquement 0,8 mm x 0,8 mm). Un exemple de ce packaging est illustré sur la Fig. 1.35.

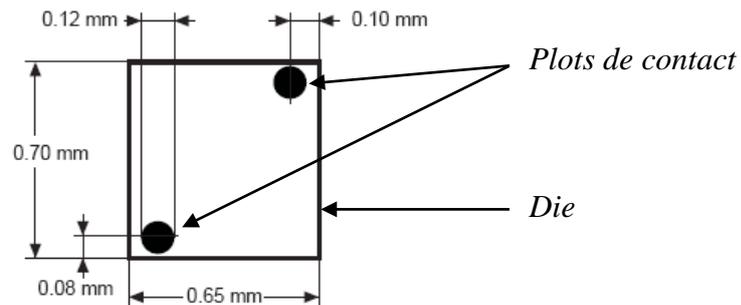


Fig. 1.35 Puce STMicroelectronics XRAG2 en format die [1.11].

L'empreinte sur l'antenne devant être réalisée pour connecter un packaging die, est présentée sur la Fig. 1.36. Le placement de ce type de packaging permet peu de tolérance.

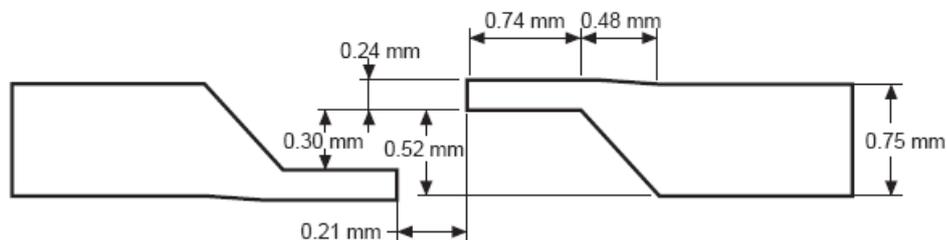


Fig. 1.36 Empreinte pour le placement de la puce STMicroelectronics XRAG2 en packaging die [1.11].

Il existe deux techniques de type flip chip permettant de fixer ce type de packaging à l'antenne. La première méthode consiste à utiliser des adhésifs [1.12]. Il existe 3 types d'adhésifs :

- L'adhésif ACP (Anisotropic Conductive Paste) ; Ce type d'adhésif est le plus couramment employé. Il est constitué de particules conductrices permettant de réaliser un contact électrique dans une seule direction. L'utilisation de cet adhésif demande d'appliquer une pression sur la puce lors d'une phase de recuit [1.13].
- L'adhésif ACF (Anisotropic Conductive Film) ; Il consiste en un film adhésif ayant les mêmes propriétés que l'adhésif ACP. Mais il a un coût plus élevé.

- L'adhésif NCP (Non-Conductive Paste) ; Ce type d'adhésif est non conducteur. Il n'a que la fonction mécanique de fixer la puce sur l'antenne. Le contact électrique est réalisé par les plots de contact de la puce en forme de pic qui pénètrent dans les pistes conductrices de l'antenne pour réaliser un contact électrique.

La seconde méthode consiste à réaliser une connexion par une technique mettant en œuvre des ultrasons. Cette technique a été développée par Omron (brevetée sous le nom de procédé Jomful) [1.14]. Ce procédé présente de nombreux avantages :

- il ne fait pas appel à un adhésif,
- il ne demande pas de phase de recuit, et donc l'application d'une pression sur la puce,
- il est plus rapide,
- il permet un meilleur contact électrique, car les électrodes de la puce se soudent à l'antenne.

1.5.1.2 Les packagings standards

Les puces RFID sont également disponibles sous la forme de packagings standards du domaine de l'électronique tels que les boîtiers SOT23 (Fig. 1.37) ou des boîtiers CMS (composant monté en surface) [1.15]. Ce type de packaging est beaucoup moins employé. Cependant la puce EM4222 [1.16] de EM Microelectronic dont nous disposons pour le développement de nos travaux est disponible dans ce type de packaging. La puce est alors connectée à l'antenne par une soudure à l'étain ou un ICP (Isotropic Conductive Paste – colle conductrice isotropique).

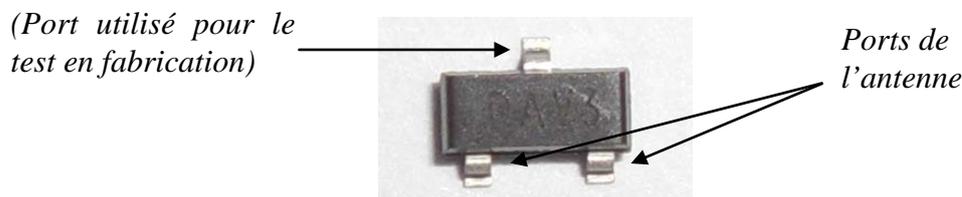


Fig. 1.37 Puce RFID EM Microelectronic EM4222 en boîtier SOT23 (2,5 mm x 3 mm).

1.5.1.3 Le packaging strap

Les puces RFID peuvent aussi être emballées sous la forme de strap (Fig. 1.38). Ce type de packaging a été développé spécifiquement pour la RFID. Il est constitué d'une puce RFID en format die connectée par une des techniques flaps chip présentée précédemment à un strap. Ce strap est généralement réalisé en aluminium sur un film PET. C'est le cas de la puce STMicroelectronics XRAG2 [1.17] dont nous disposons lors du développement de nos travaux. Sous ce format, la fixation à l'antenne se réalise soit par l'utilisation d'un adhésif ICP, ou d'un film ACF, ou encore par un procédé ultrasonique similaire au procédé Jomful présenté précédemment [1.14].

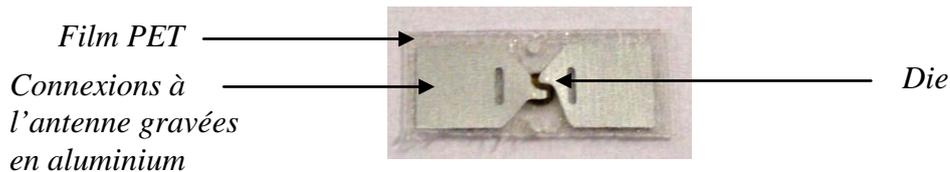


Fig. 1.38 Puce RFID STMicroelectronics XRAG2 en packaging strap (3 mm x 8 mm).

Par sa taille, l'avantage de ce type de packaging est de permettre une tolérance moindre lors du placement de la puce sur l'antenne comparé au packaging die. Il permet donc d'accélérer le processus de fabrication des inlays RFID et donc de diminuer leur coût. Dans le même but, des adhésifs ICP à séchage rapide à faible température sont mis en œuvre (Emerson & Cuming propose un adhésif ICP dont le recuit s'effectue à 110°C durant 3 à 5 secondes [1.12]).

1.5.1.4 Le packaging ring

Enfin, il existe un dernier type de packaging, également propre à la RFID, qui réalise la connexion par un couplage inductif entre une boucle à laquelle la puce est fixée et l'antenne. A notre connaissance deux entreprises offrent ce type de packaging, Tagsys avec le AK Kernel [1.18] (Fig. 1.39) et NXP semi-conducteur avec le RF-looptag [1.19]. Ce type de packaging est constitué d'une puce RFID généralement en packaging die connectée par une technique flip chip à une boucle gravée en cuivre ou en aluminium sur un film PET. Un adhésif est appliqué sur la face supérieure afin de placer un film PET sur la face supérieure. Puis un adhésif permettant de fixer ce type de packaging à l'antenne est appliqué sur la face inférieure.

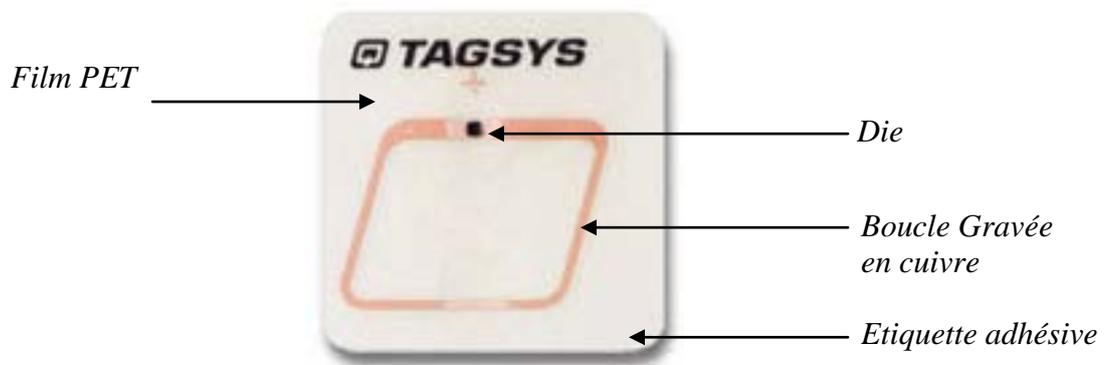


Fig. 1.39 Tagsys AK Kernel (11,25 mm x 13 mm) [1.18].

Comme dans le cas du packaging strap, ce type de packaging par sa taille a l'avantage de demander une tolérance moindre lors du placement de la puce permettant ainsi des cadences de production plus rapides et donc un coût de revient des inlays plus faible. Cependant, comparé au packaging strap, il n'est pas nécessaire de faire appel à un adhésif conducteur nécessitant une température de recuit et l'application d'une pression car il n'existe pas de contact électrique entre l'antenne et la boucle. La suppression de cette étape permet d'accélérer le processus de fabrication des inlays et donc de diminuer leur coût. La connexion se réalise par un couplage magnétique entre la boucle et l'antenne.

L'utilisation de ce type de packaging demande la connaissance des dimensions physiques de la boucle et des propriétés de la puce afin de pouvoir réaliser la conception de l'antenne.

1.5.1.5 Conclusion

Le choix du packaging de la puce RFID va avoir des conséquences sur le procédé d'assemblage du couple antenne – puce, et donc sur le coût final du tag.

1.5.2 La fabrication des antennes RFID

La principale technique de fabrication d'antenne RFID actuellement mise en œuvre est la gravure humide chimique. Cependant, nous assistons à l'arrivée de nouvelles techniques issues du domaine de l'impression permettant la réduction de leurs coûts.

1.5.2.1 La gravure humide chimique

La gravure est un procédé soustractif. Elle est très largement mise en œuvre dans la réalisation des circuits électroniques imprimés. Ce procédé est réalisé en plusieurs étapes à partir d'un substrat sur lequel est laminé ou électrodéposé de manière uniforme un conducteur (généralement du cuivre ou de l'aluminium). Ensuite, un masque est réalisé afin de protéger les motifs devant rester in fine. Le masque est soit réalisé par photolithographie à partir d'un masque photosensible ou par impression sérigraphique. Ensuite, les parties conductrices non protégées sont enlevées par un bain dans une solution chimique.

1.5.2.2 L'impression

L'impression est un procédé additif qui a récemment vu le jour. Il est meilleur en terme environnemental et offre un plus faible coût de production pour de grandes séries par rapport à la gravure. Il existe plusieurs techniques d'impression pour la réalisation d'antenne RFID qui utilisent des encres conductrices. Le Tabl. 1.5 présente ces techniques, leurs avantages et leurs inconvénients.

Tabl. 1.5 Tableau de comparaison des techniques actuelles d'impression d'antenne.

Procédé	Avantages	Inconvénients
Sérigraphie	Grande épaisseur d'encre, Procédé déjà utilisé en électronique.	Lent, Temps de séchage long.
Flexographie	Rapide, Haute résolution possible, Grande épaisseur d'encre possible.	Limite modérée de viscosité dans le choix de l'encre, Problème de contrôle de l'épaisseur, Limite dans le choix des solvants.
Offset	Très rapide, Haute résolution possible.	Epaisseur d'encre limitée.
Héliographie	Très rapide, Haute résolution, Large gamme de solvant.	Limite de viscosité de l'encre.

Actuellement de nouvelles encres conductrices sont à l'étude pour améliorer les performances des techniques d'impression. Ces encres sont constituées de particules métalliques de 100 μm à 0,1 μm en suspension dans différentes résines polymères.

La Fig. 1.40 illustre l'impact de la rapidité de la technique d'impression sur le coût final d'une antenne de tag RFID. Plus l'impression permet des cadences de production élevée, plus le coût par tag est compétitif.

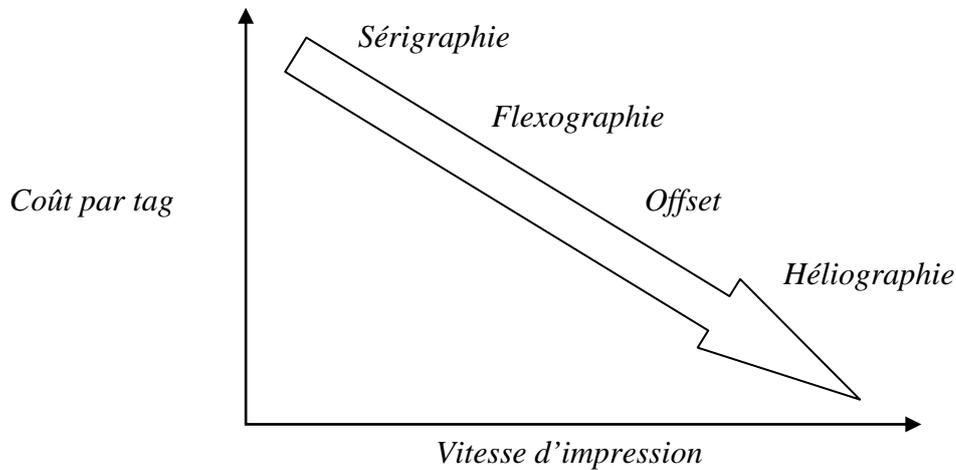


Fig. 1.40 Impact de la technique d'impression sur le coût des tags RFID.

La réalisation d'antennes RFID par les techniques d'impression pour ces multiples avantages en terme de coût et d'écologie est maintenant adoptée par de nombreux fabricants de tags RFID incluant Texas instruments, Impinj, Symbol, Avery Dennison, KSW et ASK.

1.5.2.3 L'assemblage des étiquettes électroniques UHF

La Fig. 1.41 montre l'assemblage d'une étiquette électronique (ou Inlay ou Smart Label) à partir d'un wafer contenant les puces RFID et d'un rouleau constitué d'un film plastique souple sur lequel sont réalisées les antennes.

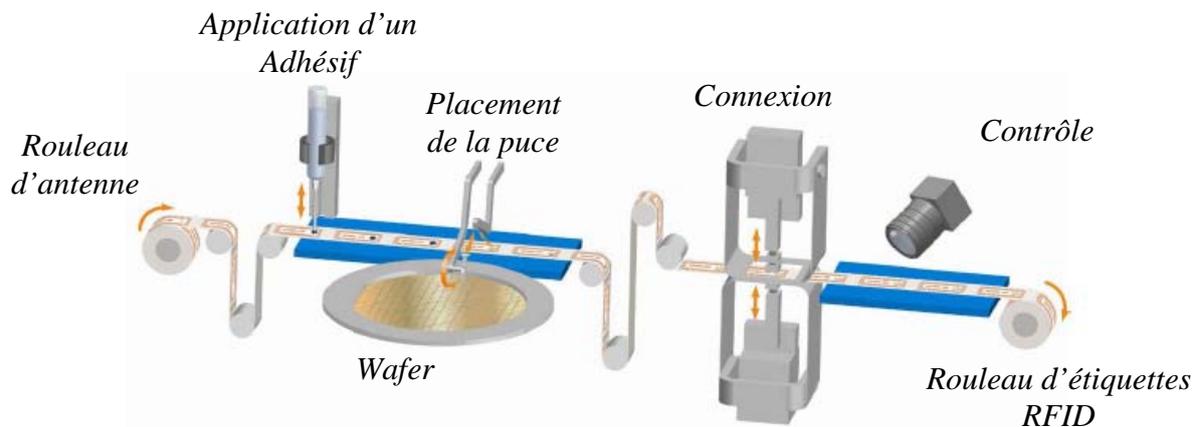


Fig. 1.41 Assemblage d'étiquettes RFID par un procédé rouleau à rouleau.

Afin d'abaisser le coût de fabrication, le processus de fabrication est optimisé. L'assemblage et le test de l'étiquette sont réalisés de manière automatique par un procédé

rouleau à rouleau (ou *roll to roll process*). Le contrôle des étiquettes s'effectue sur la ligne de production de manière automatique.

Une fois l'antenne et la puce associées, différentes couches sont ajoutées afin de réaliser l'étiquette finale. Cette étape est réalisée par laminage, également à l'aide d'un procédé rouleau à rouleau. La Fig. 1.42 illustre la structure finale d'un inlay. Il est constitué d'une puce RFID fixée à une antenne. La puce et l'antenne sont protégées par un matériau de couverture (généralement un matériau plastique souple). L'antenne est réalisée sur un support (également souvent un matériau plastique souple) sur lequel est appliqué un adhésif afin d'associer mécaniquement l'étiquette à l'élément à identifier. Un papier siliconé est positionné sur l'adhésif afin d'éviter que ce dernier ne sèche. Il sera retiré lors de l'application de l'inlay.

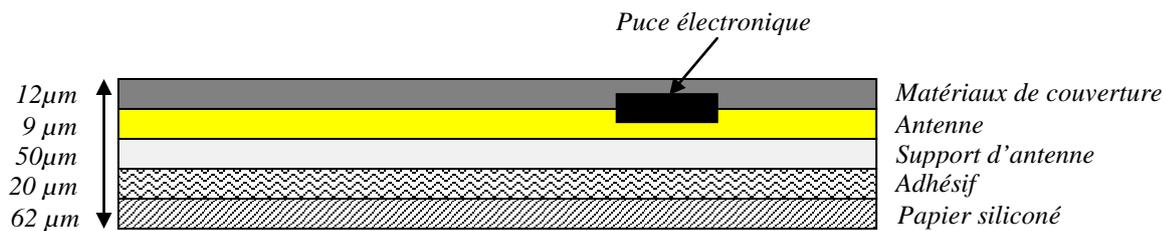


Fig. 1.42 Structure d'une étiquette RFID.

Cette technique industrielle de fabrication, pourtant très efficace atteint ses limites, même si des efforts au niveau de la réalisation de l'antenne par impression conventionnelle peuvent être réalisés, le coût des étiquettes électroniques ne pourra devenir inférieur au coût d'une puce RFID réalisée par les technologies siliciums.

1.5.2.4 Les techniques de fabrication pressenties

A ce jour, le potentiel des semi-conducteurs à base de polymères commence à être exploré. La Fig. 1.43 présente un prototype de tag RFID HF réalisé à l'aide de cette technologie par impression conventionnelle rouleau à rouleau.

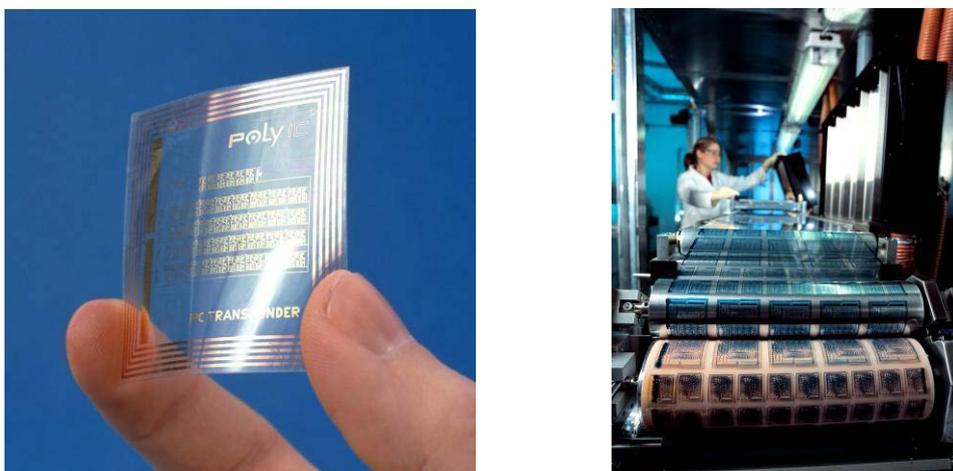


Fig. 1.43 Tag RFID HF réalisé par impression conventionnelle en technologie Polymère [1.20].

Avec les développements récents, cette technologie pourrait prendre la place de la technologie silicium en permettant la réalisation par impression de la totalité des tags RFID (i.e. de l'antenne et de la puce). En effet la technologie polymère devrait permettre la réalisation de circuits peu complexes et faibles coûts comparée à la technologie silicium (Fig. 1.44).

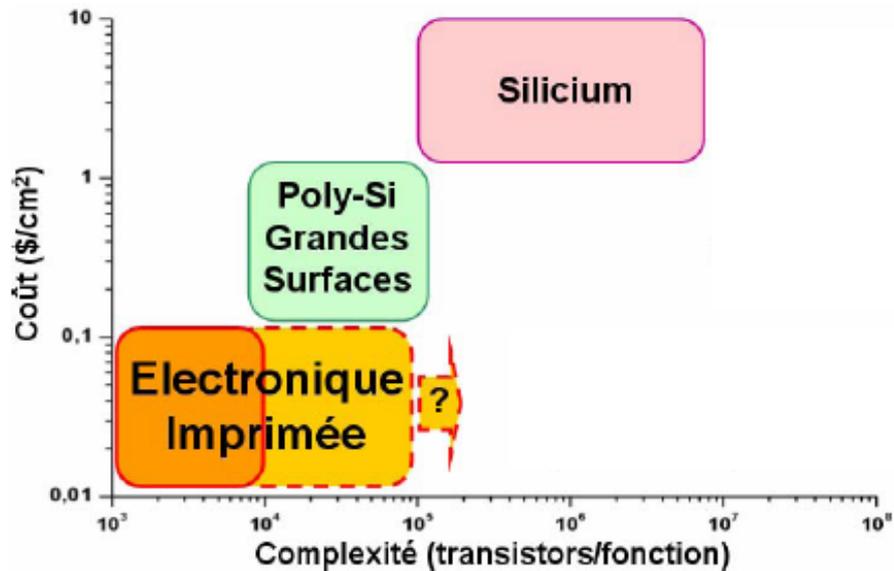


Fig. 1.44 Représentation coût versus complexité de l'électronique imprimée par rapport à la technologie silicium [1.21].

Ainsi, certains analystes prévoient l'avènement de la technologie imprimée dans le domaine de la RFID au détriment de la technologie silicium (Fig. 1.45).

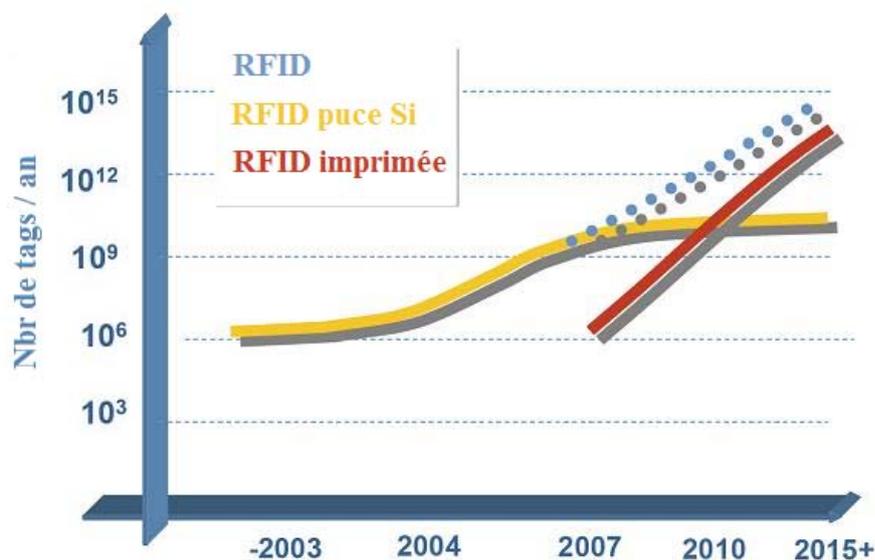


Fig. 1.45 Prévision de l'évolution du nombre de tags vendus, réalisés par impression et réalisés à partir de la technologie silicium [1.1].

Actuellement, les technologies imprimées mettent en œuvre des techniques d'impression conventionnelles. Cependant, celles-ci sont limitées au niveau de leurs résolutions. Elles pourraient laisser leur place à l'avenir aux technologies jet d'encre.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, après une introduction générale de la technologie RFID, nous avons montré l'intérêt de la technologie RFID UHF passive. Nous avons ensuite brièvement présenté les architectures des lecteurs RFID et des tags. Nous nous sommes ensuite penché sur la fabrication des tags RFID UHF passifs. Nous avons présenté les techniques actuelles mises en œuvre dans la fabrication à moindre coût des étiquettes RFID. Ces techniques actuelles sont largement optimisées. En vue de la réduction du coût des tags, nous avons pressenti le développement des techniques de réalisation par impression jet d'encre.

Bibliographie – Chapitre 1.

- [1.1] IDtechEx, <http://www.idtechex.com/>.
- [1.2] G. Avoine, "RFID et Sécurité Font-Elles Bon Ménage?", SSTIC06, Symposium sur la sécurité des technologies de l'information et de la communication, Rennes, 31 mai, 1-2 Juin 2006.
- [1.3] P. Hauet, "L'Identification par Radiofréquence (RFID) Techniques et Perspectives", article invité, REE No.10, Novembre 2006.
- [1.4] M. Schubler, C. Damm, M. Maasch, R. Jakoby, "Performance Evaluation of Left-Handed Delay Lines for RFID Backscatter Applications", IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2008), Atlanta, 15-20 June 2008.
- [1.5] S. Hu, C. L. Law, W. Dou, "Measurements of UWB Antennas Backscattering Characteristics for RFID Systems", ICUWB 2007. IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Singapore, 24-26 September 2007.
- [1.6] S. Hu, C. L. Law, W. Dou, "A Balloon-Shaped Monopole Antenna for Passive UWB-RFID Tag Applications", Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, Accepted for future publication.
- [1.7] K. Finkenzelle, "RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification", John Wiley & Sons, Second Edition, 2003.
- [1.8] D. Paret, "Identification Radiofréquence et Cartes à Puce Sans Contact", Dunod, 2001.
- [1.9] B. Jamali, D. C. Ranasinghe, P. H. Cole, "Analysis of a UHF RFID CMOS Rectifier Structure and Input Impedance Characteristics", Proceedings of SPIE, Brisbane, Australia, 12-14 December 2005.
- [1.10] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Performance of RFID Tags with Multiple RF Ports", IEEE Antennas and Propagation Symposium, Honolulu, HI, June 2007.
- [1.11] STMicroelectronics, "AN2631, Application Note, XRAG2 UHF Antenna Reference Design", Application note, October 2007.
- [1.12] M. Fairley, "RFID Smart Labels – A 'How to' Guide to Manufacturing and Performance for the Label Converter", second edition, Labels and Labeling, 2007.
- [1.13] H. Chu, B. An, F. Wu, Y. Wu, "RFID Tag Packaging with Anisotropically Conductive Adhesive, Electronic Packaging Technology", 7th International Conference on Electronic Packaging Technology, Shanghai, 26-29 August 2006.
- [1.14] W. Kawai, "OMRON Technology to Produce RFID Tags", white paper, OMRON Corporation, RFS-05001, June 2005.
- [1.15] S. Y. L. LIM, S. Choong Chong, L. Guo, W. Y. Hnin, "Surface Mountable Low Cost Packaging for RFID Device", Electronics Packaging Technology Conference, 2006. EPTC '06. 8th, Singapore, 6-8 December 2006.
- [1.16] EM Microelectronic - MARIN SA, "EM4222 - Read-Only UHF Identification Device", Datasheet, 2005.

- [1.17] STMicroelectronics, "XRAG2 – 432-bit UHF, EPCglobal Class 1 Generation2 and ISO 18000-6C, Contactless Memory Chip 96 with User Memory", Datasheet, April 2008.
- [1.18] Tagsys, <http://www.tagsysrfid.com/>.
- [1.19] Bielomatik, <http://www.rf-looptag.com/>.
- [1.20] Polyic, <http://www.polyic.com/>.
- [1.21] Mickaël Barret, "Impression Par Jet de Matière de Transistors Organiques sur Support Souple", thèse de l'Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint-Etienne, 12 octobre 2007.

Chapitre 2

La caractérisation des matériaux

La caractérisation des matériaux

2.1 Présentation du chapitre

Ce nouveau chapitre, va se consacrer à la caractérisation des matériaux. Lors de la conception, il est important de connaître les propriétés des matériaux diélectriques et conducteurs constituant une antenne. Cela est d'autant plus critique lors de la conception d'antenne patch car l'énergie du champ électromagnétique est confinée dans le substrat de l'antenne. Mais il est également important de connaître les propriétés des matériaux situés dans l'environnement proche de l'antenne. En effet, les caractéristiques des antennes dont le gain, le diagramme de rayonnement, l'efficacité, l'impédance et la fréquence de résonance vont être modifiées par la présence dans l'environnement proche de matériaux diélectriques ou conducteurs. La Fig. 2.1 illustre cette problématique en montrant la variation de l'impédance d'entrée d'un dipôle 50Ω en fonction de la fréquence et de la proximité d'un diélectrique.

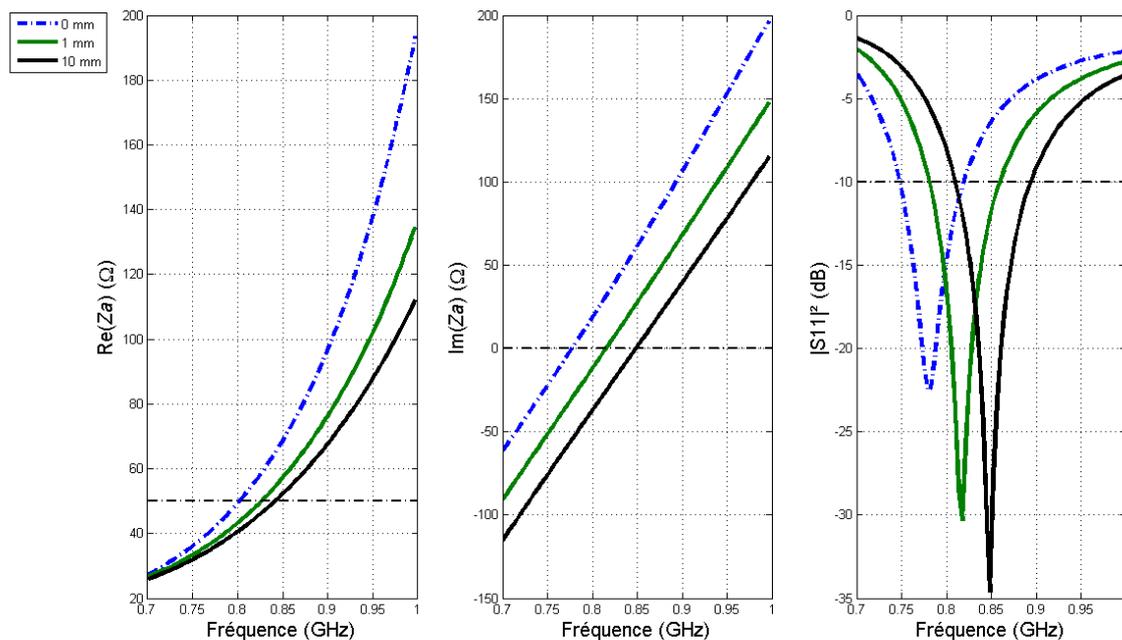


Fig. 2.1 Simulation de l'effet de la présence d'un diélectrique ($1,6 \times 20 \times 160$ mm, $\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,025$) à une distance de 0, 1 et 10 mm sur l'impédance d'entrée Z_a d'un dipôle adapté à 852 MHz dans le vide et son coefficient d'adaptation.

Afin de prendre en compte les propriétés de ces matériaux dans la phase de conception, il est nécessaire de mettre en œuvre des techniques de mesures permettant de les caractériser. Cela permettra de les intégrer dans les outils de simulation électromagnétique. Nous allons présenter les propriétés et la caractérisation des matériaux diélectriques dans un premier temps, puis des matériaux conducteurs dans un second temps.

Sommaire – Chapitre 2.

2.1	Présentation du chapitre.....	56
2.2	Les matériaux diélectriques	59
2.2.1	Les propriétés des matériaux diélectriques.....	59
2.2.2	La mesure de la permittivité avec une cavité cylindrique	60
2.2.3	La mise en oeuvre.....	63
2.3	Les matériaux conducteurs	68
2.3.1	Les propriétés des matériaux conducteurs.....	68
2.3.2	La caractérisation des matériaux conducteurs	70
2.3.2.1	La mesure de la résistance de surface DC	70
2.3.2.2	La mesure de l'épaisseur du conducteur.....	71
2.4	Conclusion	72
	Bibliographie – Chapitre 2.	73

Table des illustrations – Chapitre 2.

Fig. 2.1	Simulation de l'effet de la présence d'un diélectrique (1,6 x 20 x 160 mm, $\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,025$) à une distance de 0, 1 et 10 mm sur l'impédance d'entrée Z_a d'un dipôle adapté à 852 MHz dans le vide et son coefficient d'adaptation....	56
Fig. 2.2	Géométrie d'une cavité cylindrique.	60
Fig. 2.3	Illustration de la méthode du curseur pour le calcul du coefficient de qualité d'une cavité.	62
Fig. 2.4	Vue éclatée de la cavité.	63
Fig. 2.5	Intérieur de la cavité cylindrique.....	64
Fig. 2.6	Mesure d'un échantillon.....	64
Fig. 2.7	Simulation et mesure des pics de résonances des premiers modes TM_{mn0}	64
Fig. 2.8	Lignes de champs simulées pour le mode TM_{010} dans la cavité cylindrique. (a) Champ magnétique dans le plan xy . (b) Champ électrique dans le plan xz	66
Fig. 2.9	Programme de mesure de la permittivité par port GPIB.	66
Fig. 2.10	Modes TM_{010} mesurés pour la cavité à vide et pour la cavité chargée avec un échantillon de FR4 de 221 mm ³	67
Fig. 2.11	Rapport de la résistance mesurée R sur la résistance DC R_0 d'un fil de section circulaire par rapport au rapport de son rayon r_0 sur l'épaisseur de peau δ	70
Fig. 2.12	Dispositif de mesure 4 pointes.	70
Fig. 2.13	Dispositif de mesure de la résistance de surface R_{sDC} par une mesure 4 pointes.	71
Fig. 2.14	Mesure de l'épaisseur de cuivre sur un substrat FR4 à l'aide d'un profilomètre mécanique ($\approx 25\mu\text{m}$).	72

2.2 Les matériaux diélectriques

2.2.1 Les propriétés des matériaux diélectriques

Un matériau diélectrique est caractérisé par sa permittivité ε , qui est une fonction de la fréquence f . Cette grandeur peut être exprimée relativement à la permittivité dans le vide $\varepsilon_0 = 8,854.10^{-12}$ F/m, par $\varepsilon_r(f)$ définie par (2.1).

$$\varepsilon_r(f) = \frac{\varepsilon(f)}{\varepsilon_0} \quad (2.1)$$

Dans le cas d'un matériau sans pertes, ces quantités sont réelles. Cependant dans le cas d'un matériau avec pertes, elles sont complexes. Elles s'expriment alors par (2.2). La partie imaginaire représente les pertes (de polarisation) diélectrique dans le matériau [2.1].

$$\varepsilon(f) = \varepsilon'(f) - j\varepsilon''(f) \text{ et } \varepsilon_r(f) = \varepsilon_r'(f) - j\varepsilon_r''(f) \quad (2.2)$$

Dans ce cas et en considérant un matériau de conductivité σ , la première équation de Maxwell exprimant le champ magnétique en fonction du champ électrique peut s'exprimer sous la forme de (2.3).

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega(\varepsilon' - j\varepsilon'' - j\frac{\sigma}{\omega})\vec{E} \quad (2.3)$$

Où ω est la pulsation, $\omega = 2\pi f$

On définit alors la tangente de pertes comme étant le rapport de la partie réelle sur la partie imaginaire du courant total se déplaçant. Cette quantité prend en compte les pertes diélectriques ainsi que les pertes ohmiques.

$$\tan\delta(f) = \frac{\omega\varepsilon''(f) + \sigma}{\omega\varepsilon'(f)} \quad (2.4)$$

Les matériaux diélectriques sont caractérisés par les deux grandeurs que sont la permittivité réelle relative ε_r' et par la tangente de pertes $\tan\delta$ à une certaine fréquence. La permittivité peut alors être représentée par (2.5).

$$\varepsilon(f) = \varepsilon_r(f) \cdot \varepsilon_0 \cdot (1 - j\tan\delta(f)) \quad (2.5)$$

Nous considérons ici des matériaux isotropiques linéaires. Dans un cas plus général, la permittivité est décrite par un tenseur [2.1].

De nombreux travaux de recherche ont porté sur la caractérisation des matériaux diélectriques et ont permis le développement de plusieurs méthodes de caractérisation parmi lesquelles :

- la méthode de la sonde coaxiale [2.2],
- la méthode de la ligne de transmission [2.3] [2.4] [2.5],

- la méthode de la cavité résonante ouverte ou fermée [2.4] [2.6],
- la mesure en espace libre [2.7],
- la méthode du circuit résonant imprimé [2.4] [2.8].

Nous avons choisi de mettre en place une méthode de mesure par la méthode des petites perturbations dans une cavité cylindrique opérant dans le mode TM_{010} . Cette méthode a été largement utilisée dès 1946, et peut permettre d'obtenir des erreurs de l'ordre de 1% pour ε_r' et de 5% pour ε_r'' en excluant les erreurs de mesure sur la taille des échantillons [2.9].

2.2.2 La mesure de la permittivité avec une cavité cylindrique

Une cavité cylindrique de rayon r et de hauteur h , telle qu'illustrée sur la Fig. 2.2, peut être vue comme étant un guide d'onde avec deux extrémités fermées.

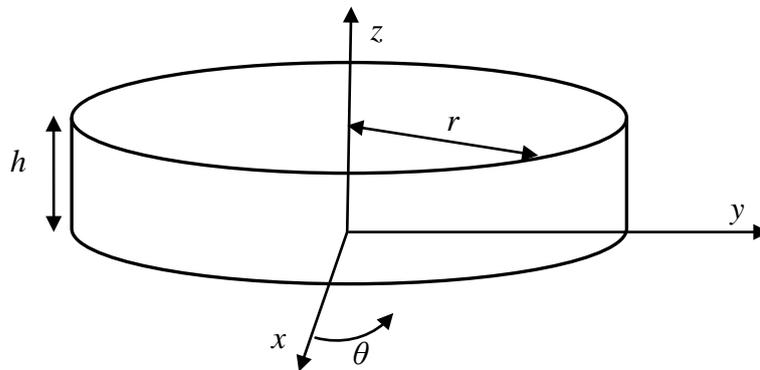


Fig. 2.2 Géométrie d'une cavité cylindrique.

Dans le cas où la hauteur de la cavité est petite devant la longueur d'onde, les modes qui sont supportés par la cavité sont les modes TM^z (pour Transverse Magnétique) et TE^z (pour Transverse Electric) où z est pris dans l'axe de la cavité.

Les fréquences de résonance $(f_r)_{TM_{mn0}}$ des modes TM_{mn0} sont données en fonction du mode par (2.6) [2.1].

$$(f_r)_{TM_{mn0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \left(\frac{p_{nm}}{r} \right) \quad (2.6)$$

Où les valeurs de p_{nm} correspondent à la $m^{\text{ème}}$ racine de la fonction de Bessel du premier ordre $J_n(x)$ et sont données dans le Tabl. 2.1.

Tabl. 2.1 Valeurs de p_{nm} pour les modes TM_{mn0} dans une cavité cylindrique.

n	p_{n1}	p_{n2}	p_{n3}
0	2,405	5,520	8,654
1	3,832	7,016	10,174
2	5,135	8,417	11,620

Dans cette cavité les modes TE_{nm0} peuvent également être présents. Leurs fréquences de résonance $(f_r)_{TE_{nm0}}$ sont données par (2.7) [2.1].

$$(f_r)_{TE_{nm0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \left(\frac{p'_{nm}}{r} \right) \quad (2.7)$$

Où les valeurs de p'_{nm} correspondent à la $m^{\text{ème}}$ racine de la première dérivée de la fonction de Bessel du premier ordre $J'_n(x)$ et sont données dans le Tabl. 2.2.

Tabl. 2.2 Valeurs de p'_{nm} pour les modes TE_{nm0} dans une cavité cylindrique.

n	p'_{n1}	p'_{n2}	p'_{n3}
0	3,832	7,016	10,174
1	1,841	5,331	8,536
2	3,054	6,706	9,970
3	4,2012		
4	5,3175		

Pour un échantillon d'un matériau diélectrique de permittivité $\epsilon = \epsilon_0(\epsilon'_r - j\epsilon''_r)$ placé au centre de la cavité, la méthode des petites perturbations permet de déterminer ϵ'_r et ϵ''_r respectivement par (2.8) et (2.9) [2.10].

$$\epsilon'_r = \alpha_1 \frac{V_{cavité}}{V_{échantillon}} \cdot \frac{f_{r0} - f_{r1}}{f_{r0}} + 1 \quad (2.8)$$

$$\epsilon''_r = \frac{\alpha_1}{2} \left(\frac{V_{cavité}}{V_{échantillon}} \right) \left(\frac{1}{Q_{u1}} - \frac{1}{Q_{u0}} \right) \quad (2.9)$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{2J_1^2(x_{01})} \quad (2.10)$$

Où

f_{r0} est la fréquence de résonance du mode TM_{010} à vide,

f_{r1} est la fréquence de résonance du mode TM_{010} en présence de l'échantillon,

$V_{cavité}$ est le volume de la cavité cylindrique,

$V_{échantillon}$ est le volume de l'échantillon, pris tel que $V_{échantillon} \ll V_{cavité}$,

x_{01} est la première racine de la fonction de Bessel du premier ordre $J_0(x_{01}) = 0$,

$\alpha_1 = 0,53903$,

Q_{u0} est le coefficient de qualité de la cavité à vide,

Q_{u1} est le coefficient de qualité de la cavité chargée avec un échantillon.

Les coefficients de qualité Q_{ui} définis par l'inverse de la bande passante fractionnelle à -3 dB peuvent être évalués en utilisant (2.11). Cette méthode appelée la méthode du curseur a été introduite dans [2.11] et est illustrée sur la Fig. 2.3.

$$Q_u = \frac{f_r \cdot BW(\alpha)}{(f_2)_\alpha - (f_1)_\alpha} \quad (2.11)$$

$$BW(\alpha) = (10^{\alpha/10} - 1)^{1/2} \quad (2.12)$$

Où

f_r est la fréquence de résonance du mode TM_{010} ,

α est l'atténuation par rapport au maximum en dB,

$(f_2)_\alpha$ et $(f_1)_\alpha$ sont les fréquences correspondantes à l'atténuation α par rapport au maximum avec $(f_2)_\alpha > (f_1)_\alpha$.

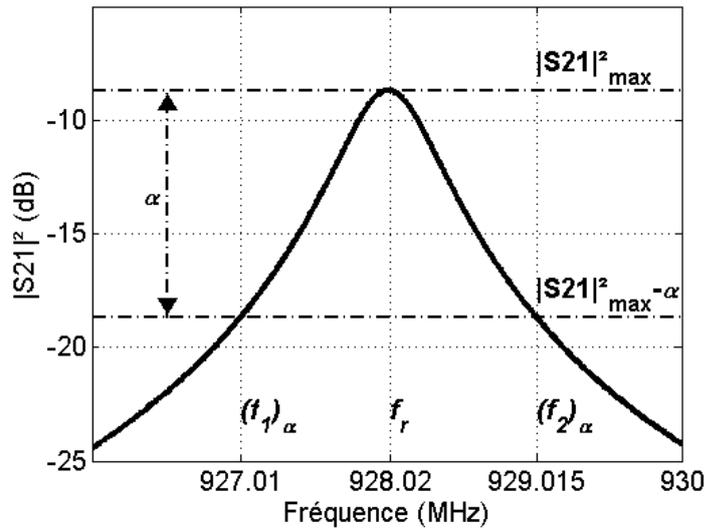


Fig. 2.3 Illustration de la méthode du curseur pour le calcul du coefficient de qualité d'une cavité.

La tangente de pertes est alors donnée par (2.13).

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} = \frac{\alpha_1}{2\varepsilon_r'} \left(\frac{V_{cavité}}{V_{échantillon}} \right) \left(\frac{1}{Q_{u1}} - \frac{1}{Q_{u0}} \right) \quad (2.13)$$

L'incertitude de mesure dépend surtout de l'erreur de mesure sur les dimensions de l'échantillon et de la cavité. Elle dépend également dans une moindre mesure des ouvertures permettant l'insertion de l'échantillon [2.9]. L'incertitude sur les mesures due à l'incertitude sur la mesure du volume de l'échantillon mesuré est donnée par (2.14), (2.15) et (2.16). Les échantillons ont été mesurés à l'aide d'un Palmer avec une incertitude de 10 μm .

$$\delta \varepsilon_r' = \alpha_1 \frac{V_{cavité}}{(V_{échantillon})^2} \cdot \frac{f_{r0} - f_{r1}}{f_{r0}} \cdot \delta V_{échantillon} \quad (2.14)$$

$$\delta \varepsilon_r'' = \frac{\alpha_1}{2} \frac{V_{cavité}}{(V_{échantillon})^2} \cdot \left(\frac{1}{Q_{u1}} - \frac{1}{Q_{u0}} \right) \cdot \delta V_{échantillon} \quad (2.15)$$

$$\delta \tan \delta = \frac{1}{\varepsilon_r'} \delta \varepsilon_r'' + \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'^2} \delta \varepsilon_r' \quad (2.16)$$

2.2.3 La mise en œuvre

Nous avons mis en œuvre cette technique de mesure à la fréquence de 928 MHz. L'équation (2.7) permet de définir le rayon de la cavité $r = 123,7$ mm. La hauteur h de la cavité doit être petite devant la longueur d'onde $\lambda_0 = 323$ mm. Nous avons pris $h = 40$ mm. Le volume de la cavité est donc $V_{cavité} = 1922560$ mm³.

La cavité a été simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. La Fig. 2.4 représente les différents éléments constituant notre dispositif :

- la cavité,
- le couvercle,
- un bouchon supérieur permettant l'insertion d'un échantillon,
- un bouchon inférieur permettant le passage d'un échantillon de part en part de la cavité,
- d'une source constituée d'un câble coaxial terminé par une boucle permettant d'alimenter les modes TM_{nm0} de la cavité,
- d'un capteur lui aussi constitué d'un câble coaxial terminé par une boucle permettant de mesurer le champ magnétique des modes TM_{nm0} dans la cavité.

Les câbles coaxiaux de la source et du capteur ont été fixés à la cavité par une contrainte radiale exercée par une vis afin de permettre la pénétration plus ou moins profonde ainsi que l'orientation des boucles. Cela permet d'affiner l'excitation des modes de la cavité.

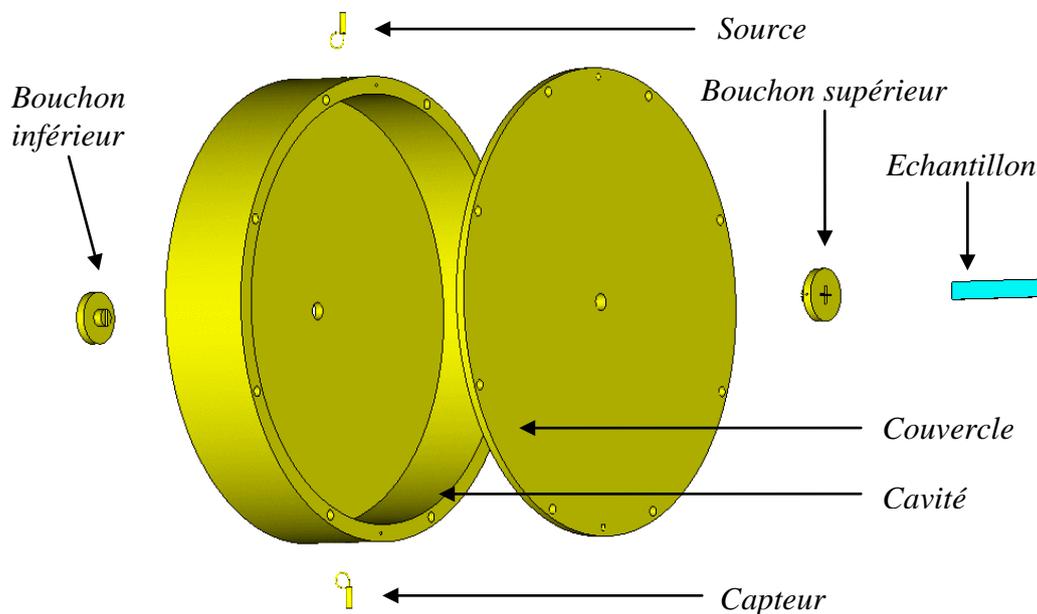


Fig. 2.4 Vue éclatée de la cavité.

La Fig. 2.5 représente l'intérieur de la cavité réalisée par usinage en laiton (un alliage à base de cuivre). La Fig. 2.6 représente la mesure d'un échantillon à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8720D.

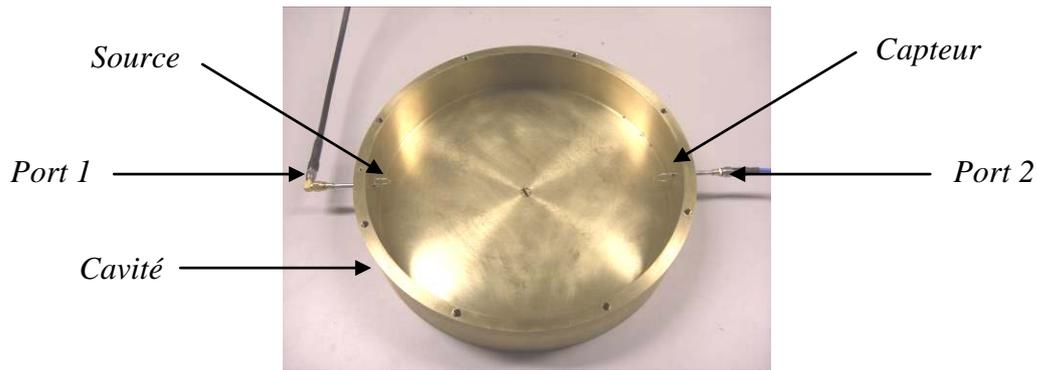


Fig. 2.5 Intérieur de la cavité cylindrique.

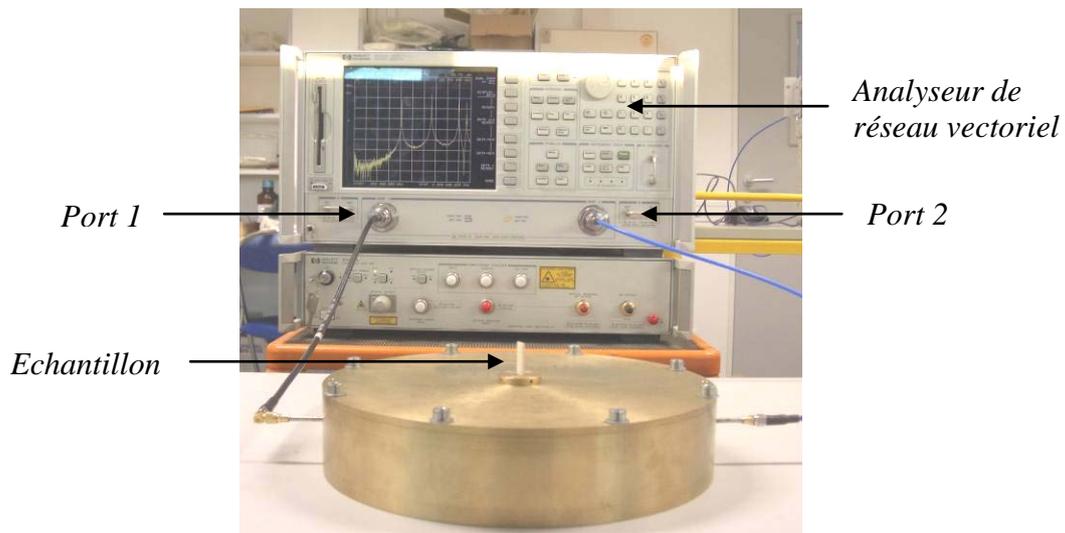


Fig. 2.6 Mesure d'un échantillon

Les réponses en fréquence mesurées et simulées de la cavité sont similaires. Elles sont représentées sur la Fig. 2.7.

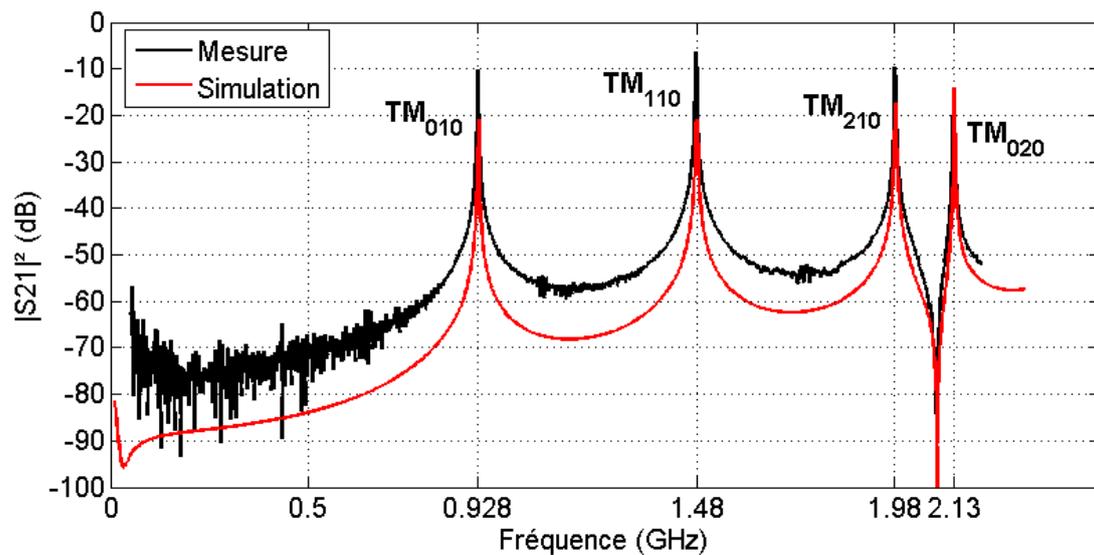


Fig. 2.7 Simulation et mesure des pics de résonances des premiers modes TM_{mn0} .

Le Tabl. 2.3 reporte les fréquences de résonance des premiers modes TM_{mn0} théoriques obtenues à partir de (2.6), ainsi que celles obtenues par simulation et par la mesure. On voit que les fréquences de résonance mesurées et simulées correspondent aux valeurs théoriques. Les fréquences de résonance théoriques des modes TE_{nm0} sont reportées dans le Tabl. 2.4. On voit sur la Fig. 2.7 que ces modes de résonance ne sont pas excités par la boucle d'alimentation.

Tabl. 2.3 Fréquences de résonances f_{rTMmn0} pour les premiers modes de résonances TM_{mn0} .

Mode	f_{rTMmn0} théorique (GHz)	f_{rTMmn0} simulée (GHz)	f_{rTMmn0} mesurée (GHz)
TM_{010}	0,92785	0,92891	0,9275
TM_{110}	1,4784	1,47995	1,478
TM_{210}	1,9811	1,98295	1,981
TM_{020}	2,1296	2,13154	2,129

Tabl. 2.4 Fréquences de résonances f_{rTEnm0} pour les premiers modes de résonances TE_{nm0} .

Mode	f_{rTEnm0} théorique (GHz)
TE_{110}	0,71026
TE_{210}	1,1782
TE_{010}	1,4784
TE_{310}	1,6208
TE_{410}	2,0515
TE_{120}	2,0567

La Fig. 2.8 illustre le mode TM_{010} dans la cavité. Le champ magnétique a uniquement une composante en θ . Il est donc contenu dans la section circulaire de la cavité. Le champ électrique a une composante en z . On voit sur cette figure que le champ magnétique est plus important sur l'extérieur de la cavité alors que le champ électrique est plus important au centre de la cavité, où l'échantillon est positionné.

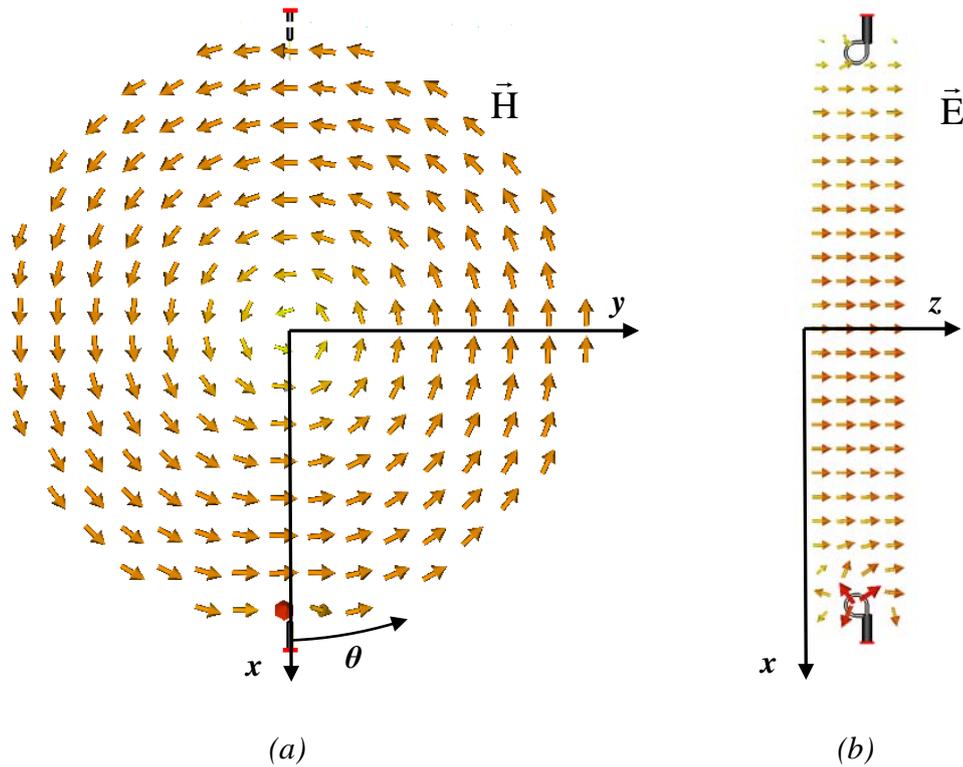


Fig. 2.8 Lignes de champs simulées pour le mode TM_{010} dans la cavité cylindrique.
 (a) Champ magnétique dans le plan xy . (b) Champ électrique dans le plan xz .

A partir des équations (2.8), (2.9) et (2.13), en utilisant les fonctions d'acquisition de l'analyseur de réseau HP 8720D par port GPIB [2.12], il est possible de réaliser un programme afin de réaliser de façon automatique la mesure des échantillons (nous avons utilisé l'outil de développement Microsoft Visual Studio 2005). La fenêtre principale de ce programme est présentée sur la Fig. 2.9.

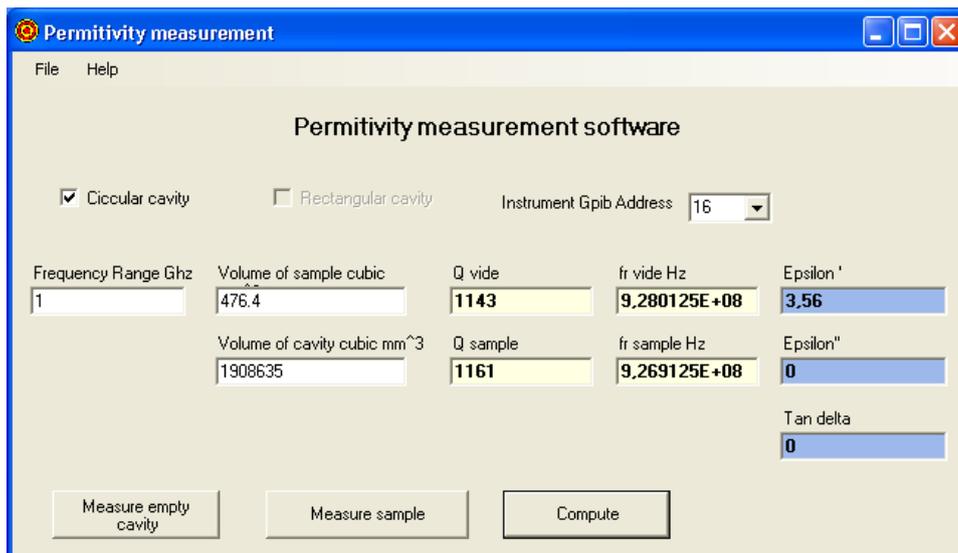


Fig. 2.9 Programme de mesure de la permittivité par port GPIB.

A titre d'exemple, les pics de résonance mesurés des modes TM_{010} pour la cavité à vide et la cavité chargée avec un échantillon de FR4 d'un volume de 221 mm^3 sont représentés sur la Fig. 2.10.

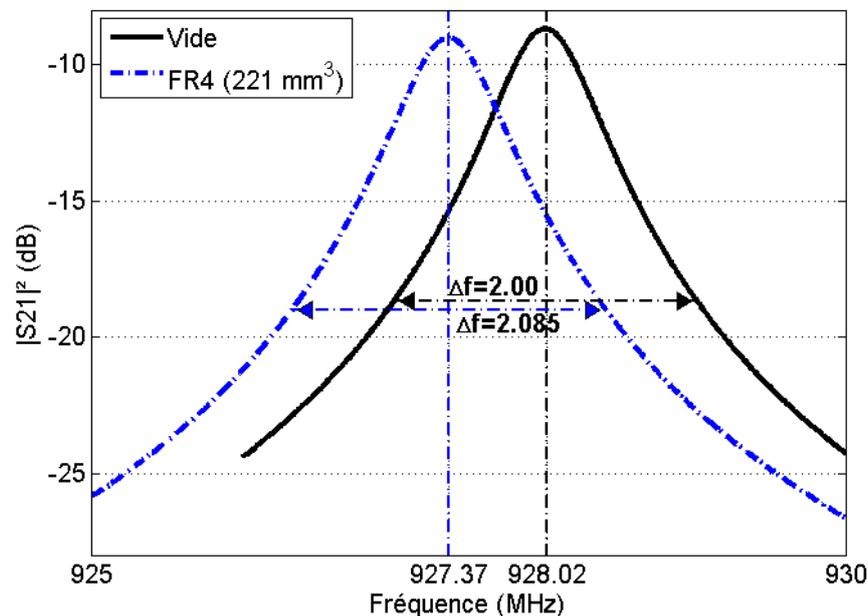


Fig. 2.10 Modes TM_{010} mesurés pour la cavité à vide et pour la cavité chargée avec un échantillon de FR4 de 221 mm^3 .

On peut voir le décalage en fréquence du mode dû à la présence de l'échantillon. En appliquant (2.11) et (2.12) pour un coefficient d'atténuation de -10 dB par rapport au maximum de la résonance, on peut déterminer les coefficients de qualité de la cavité à vide $Q_{u0} = 1124$, et de la cavité chargée avec l'échantillon de FR4 $Q_{u1} = 1020$. Ensuite à partir de (2.8), on peut déterminer la permittivité relative $\epsilon'_{FR4} = 4,36$. Puis à partir de (2.9) on déduit $\epsilon''_{FR4} = 0,211$. Enfin, à partir de (2.13), on obtient le facteur de tangente de perte du FR4 $\tan\delta_{FR4} = 0,0484$.

Le Tabl. 2.5 résume les résultats de mesures de la permittivité relative et des facteurs de tangentes de pertes obtenus en utilisant cette méthode pour différents matériaux :

- Des matériaux de référence :
 - o le RO4003C. Il est composé de verre tissé et de résine thermoplastique chargée de céramique. Il est anisotrope par sa structure tissée [2.13].
 - o le RT/Duroid 5880. Il est composé de Polytétrafluoréthylène (PTFE) et de microfibre de verre. Il est quasi isotrope [2.13].
- Des matériaux communément utilisés ou susceptible d'être utilisés comme substrat pour les antennes RFID, un film Kapton souple, du FR4, un carton d'emballage, du papier et enfin deux films plastiques souples.

Tabl. 2.5 Parties réelles et imaginaires de la permittivité relative ϵ_r et facteurs de pertes diélectriques $\tan\delta$ à 928 MHz de différents matériaux diélectriques.

Matériau	$V_{\text{échantillon}}$ (mm^3)	ϵ_r' mesuré	ϵ_r'' mesuré	$\tan\delta$ mesuré	ϵ_r' réf.	$\tan\delta$ réf.	Réf.
RO4003C * (Rogers corporation)	476±10	3,56±0,04	Ind.	Ind.	3,38±0,05 (10 GHz)	0,0027 (10 GHz)	[2.13]
Duroid 5880 (Rogers corporation)	269±7	2,23±0,04	Ind.	Ind.	2,2±0,02 (10 GHz)	0,0009 (10 GHz)	[2.13]
Kapton AP8535R (DuPont EM)	22,8±4	3,67±0,5	Ind.	Ind.	3,4 (1 MHz)	0,002 (1 MHz)	[2.14]
FR4 * (C.I.F.)	221±7	4,36±0,10	0,21±0,01	0,0484±0,005	4,6-5,4 (1 MHz)	0,026- 0,035 (1 MHz)	[2.15]
FR4 * (K.F.)	488±10	4,23±0,07	0,21±0,01	0,0497±0,005	4,6-5,4 (1 MHz)	0,026- 0,035 (1 MHz)	[2.15]
Carton d'emballage	223±7	2,7±0,06	Ind.	Ind.	Ind.	Ind.	Ind.
Papier (80g/m ²)	34,9±4	3,46±0,2	Ind.	Ind.	3,28 (0,7 GHz)	0,061 (0,7 GHz)	[2.4]
Film plastique 1	15,9±4	2,74±0,5	Ind.	Ind.	2,1-3,0 (2,4 GHz)	0,001- 0,006 (2,4 GHz)	[2.5]
Film plastique 2	12,54±4	3,64±0,5	Ind.	Ind.	2,1-3,0 (2,4 GHz)	0,001- 0,006 (2,4 GHz)	[2.5]

* Matériau non isotropique.

Ind. Valeur indéterminée.

Pour les échantillons de référence, les valeurs mesurées de la permittivité relative sont proches des valeurs données par le fabricant. La différence entre ces valeurs peut venir du passage des échantillons au bain de perchlorure de fer afin de retirer la couche de cuivre et également pour le RO4003 à cause de son caractère anisotrope. On voit que pour des échantillons dont le volume est supérieur à 200 mm³, nous obtenons des incertitudes inférieures à 2,3% sur ϵ_r' . Cependant, pour la mesure de film très fin, inférieur à 40 - 100 μm , l'erreur due à l'incertitude sur le volume de l'échantillon peut atteindre près de 20%.

Dans le cas de matériaux faibles pertes, cette méthode n'a pas permis de déterminer le facteur $\tan\delta$ à cause de la trop faible différence du facteur de qualité de la cavité à vide et de la cavité chargée.

2.3 Les matériaux conducteurs

2.3.1 Les propriétés des matériaux conducteurs

Un matériau conducteur est caractérisé par sa conductivité σ exprimée en S/m ou par son inverse, sa résistivité $\rho = 1/\sigma$ exprimée en $\Omega \cdot \text{m}$ [2.16]. Pour des fréquences élevées, le

courant est conduit en surface dans un matériau conducteur suffisamment épais. On définit l'épaisseur de peau caractérisant la pénétration du courant dans le conducteur par (2.17).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (2.17)$$

L'amplitude du champ dans le conducteur décroît d'un facteur 1/e (36,8%) après avoir pénétré d'une épaisseur de peau. Cette épaisseur caractéristique dépend de la fréquence. Aux fréquences micro-ondes, cette épaisseur est très petite. Le Tabl. 2.6 présente les épaisseurs de peau de différents matériaux conducteurs usuels pour la fréquence haute de la bande RFID UHF.

Tabl. 2.6 Epaisseurs de peau δ pour différents matériaux conducteurs à 960 MHz.

Conducteur	σ (S/m)	δ (μm)
Argent	$6,3 \cdot 10^7$	2,05
Cuivre	$5,96 \cdot 10^7$	2,1
Or	$4,52 \cdot 10^7$	2,42
Aluminium	$3,77 \cdot 10^7$	2,65

On définit la résistance de surface R_s pour une piste conductrice de résistance R , de longueur l et de largeur w par (2.18).

$$R_s = R \frac{w}{l} \quad (\Omega/\square) \quad (2.18)$$

Il existe deux cas distincts. Si l'épaisseur du conducteur est supérieure à 2 fois l'épaisseur de peau, alors le courant circulera en surface. On définit alors la résistance de surface AC par (2.19).

$$R_{sAC} = \frac{1}{2\sigma\delta} \quad (\Omega/\square) \quad (2.19)$$

Par contre si l'épaisseur du conducteur est inférieure à deux fois l'épaisseur de peau, cette résistance de surface ne s'exprime plus en fonction de l'épaisseur de peau mais en fonction de l'épaisseur t du conducteur par (2.20).

$$R_{sDC} = \frac{1}{\sigma t} \quad (\Omega/\square) \quad (2.20)$$

Cette distinction est illustrée sur la Fig. 2.11 qui représente le rapport entre la résistivité d'un fil et sa résistivité DC en fonction du rapport entre son rayon r_0 et l'épaisseur de peau.

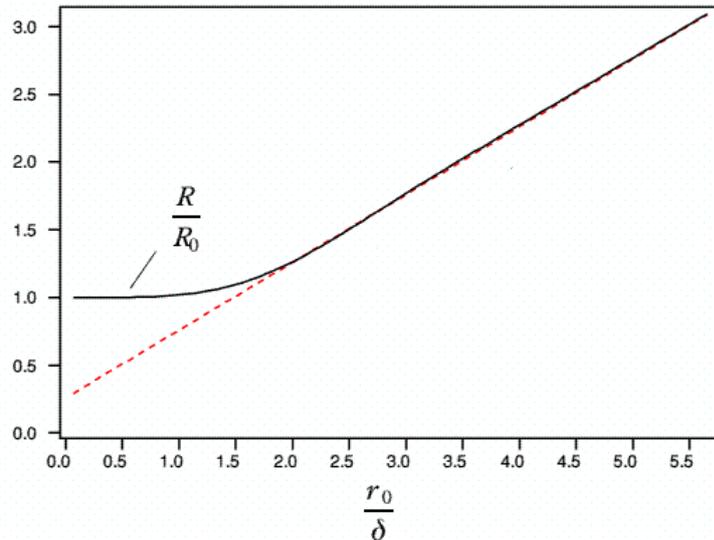


Fig. 2.11 Rapport de la résistance mesurée R sur la résistance DC R_0 d'un fil de section circulaire par rapport au rapport de son rayon r_0 sur l'épaisseur de peau δ .

La résistance d'une piste conductrice est donc donnée par (2.18) où la résistance de surface prend sa valeur DC ou AC.

L'épaisseur optimale pour un métal est donc d'un peu plus de deux fois l'épaisseur de peau. Dans le cas où l'épaisseur est inférieure, l'impédance de surface augmente avec les pertes par conduction. Cela entraîne dans le cas d'une antenne une diminution de son efficacité.

2.3.2 La caractérisation des matériaux conducteurs

D'après (2.20), il est possible en connaissant la résistance de surface DC et l'épaisseur d'un conducteur de déterminer sa conductivité. Nous avons donc mis en œuvre la mesure de la résistance de surface DC par une méthode des 4 points et la mesure de l'épaisseur à l'aide d'un profilomètre de surface.

2.3.2.1 La mesure de la résistance de surface DC

La mesure 4 points consiste à mettre en contact, avec un matériau conducteur, 4 pointes alignées telles que illustrée sur la Fig. 2.12. On fait passer un courant I entre les deux pointes situées à l'extrémité du dispositif et on mesure la tension V entre les deux pointes du milieu.

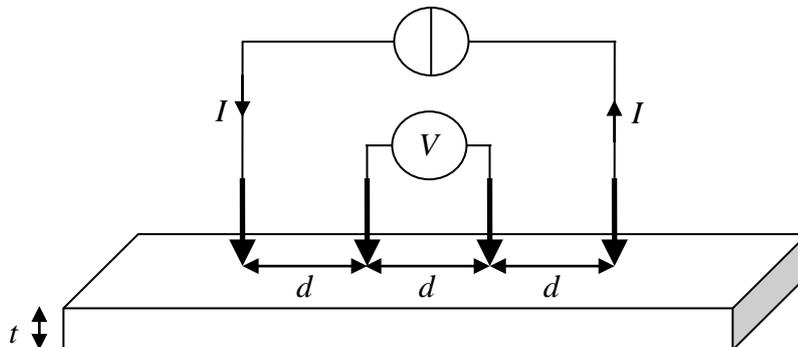


Fig. 2.12 Dispositif de mesure 4 pointes.

Si l'épaisseur t de la piste est négligeable par rapport à l'écart entre les pointes d , la résistance de surface est alors donnée par (2.21) qui prend en compte un facteur géométrique.

$$R_{sDC} = \frac{\pi}{\ln(2)} \cdot \frac{V}{I} \text{ (}\Omega/\square\text{)} \quad (2.21)$$

Le dispositif de mesure est illustré sur la Fig. 2.13.

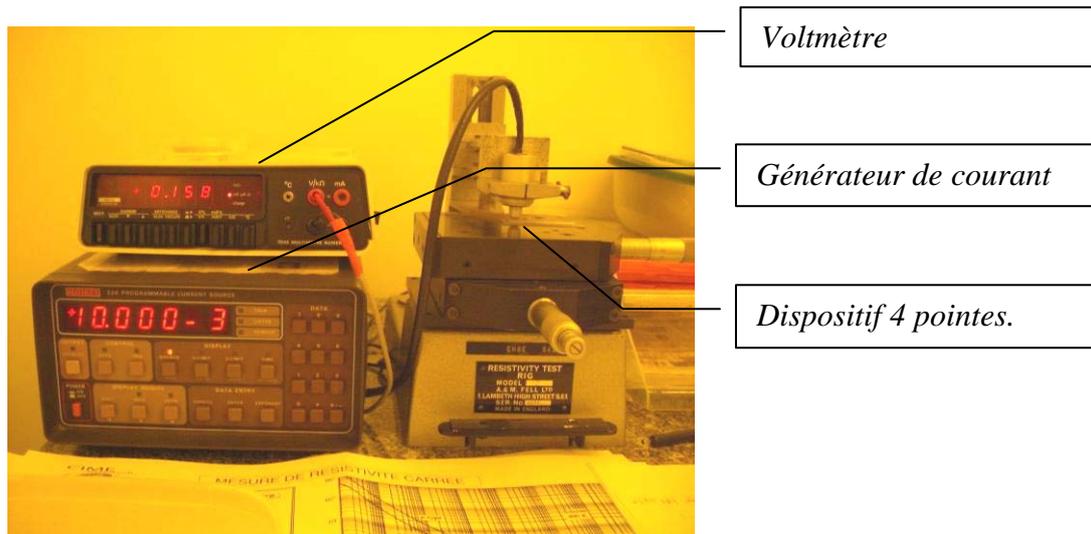


Fig. 2.13 Dispositif de mesure de la résistance de surface R_{sDC} par une mesure 4 pointes.

2.3.2.2 La mesure de l'épaisseur du conducteur

Afin de mesurer l'épaisseur du conducteur, on peut utiliser un profilomètre de surface mécanique. Ce dernier est composé d'un capteur, d'un amplificateur et d'un ordinateur. Le capteur est constitué d'une pointe mécanique de quelques nanomètres de rayon et d'un capteur inductif. La pointe vient en contact avec la surface de l'échantillon sous test et se déplace en hauteur. Le capteur inductif traduit le déplacement vertical de la pointe en un signal électrique, qui est amplifié et analysé. Ainsi le profil de la surface de l'échantillon est obtenu. La Fig. 2.14 présente les résultats de mesure de l'épaisseur du dépôt de cuivre sur un substrat FR4.

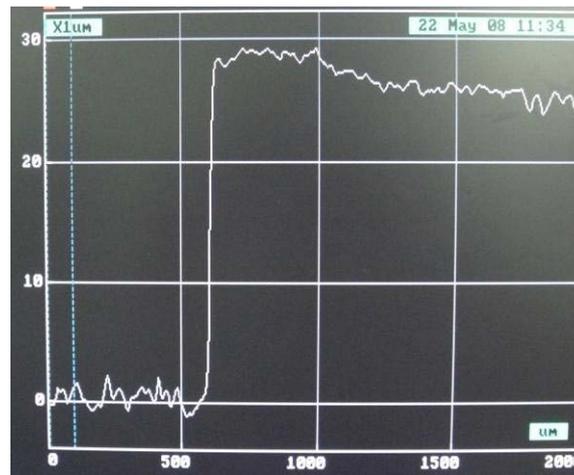


Fig. 2.14 Mesure de l'épaisseur de cuivre sur un substrat FR4 à l'aide d'un profilomètre mécanique ($\approx 25\mu\text{m}$).

Ainsi à partir de la mesure 4 pointes et de la mesure au profilomètre, il est possible de déterminer la conductivité d'un matériau à partir de (2.20).

2.4 Conclusion

Nous avons mis en place une méthode de mesure de la permittivité nous permettant de déterminer la permittivité des matériaux diélectriques et leurs facteurs de tangente de pertes. Cette méthode nous a permis d'obtenir de bons résultats dans le cas où les échantillons étaient suffisamment volumineux et avaient des pertes diélectriques suffisamment importantes.

Nous avons également mis en place une méthode de mesure de la conductivité d'un matériau à partir de la mesure de la résistance carrée en courant continu par un dispositif 4 pointes et de la mesure de l'épaisseur par un profilomètre mécanique.

Ces deux méthodes pourront être utilisées dans la conception d'antennes afin de caractériser puis de modéliser les matériaux diélectriques et conducteurs constituant et environnant un tag RFID.

Bibliographie – Chapitre 2.

- [2.1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", second edition, Wiley, 1998.
- [2.2] HP Application note 1217-1, "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials", part number 5091-3300E, March 1992.
- [2.3] S. M. S. Hasan, M. Sundaram, Yoon Kang; M. K. Howlader, "Measurement of Dielectric Properties of Materials using Transmission/Reflection Method with Material Filled Transmission Line", IMTC 2005, Proceedings of the IEEE, Vol. 1, pp. 72-77, 16-19 May 2005.
- [2.4] A. Rida, Li Yang, R. Vyas, S. Bhattacharya, M. M. Tentzeris, "Design and Integration of Inkjet-Printed Paper-Based UHF Components for RFID and Ubiquitous Sensing Applications", 37th European Microwave Conference, Munich, Germany, October 2007.
- [2.5] D. Bechevet, "Contribution au Développement de Tags RFID, en UHF et Micro-ondes, sur Matériaux Plastiques", thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005, Valence, France.
- [2.6] A. L. Cullen, P. K. Yu, "The Accurate Measurement of Permittivity by Means of an Open Resonator", Proc. Roy. Soc. A, Vol. 325, pp 493-509, 1971.
- [2.7] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, "A Free Space Method for the Measurement of Dielectric Constants and Loss Tangents at Microwave Frequencies", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 37, No 3, June 1989.
- [2.8] Hoffmann, "Handbook of Microwave Integrated Circuits", Artech House, 1987.
- [2.9] S. Li, C. Akyel, R. G. Bosisio, "Precise Calculations and Measurements on the Complex Dielectric Constant of Lossy Materials Using TM_{010} Cavity Perturbation Techniques", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 29, No 10, October 1981.
- [2.10] H. Kawabata, T. Kobayashi, Y. Kobayashi, Z. Ma, "Measurement Accuracy of a TM_{0m0} Mode Cavity Method To Measure Complex Permittivity of Rod Samples", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006
- [2.11] C. Akyel, R. G. Bosisio, "New Developments on Automated-Active Circuits for Permittivity Measurements at Microwave Frequencies", IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement, Vol. 38, No 2, April 1989.
- [2.12] HP, "Programmer's guide HP 8719D/20D/22D Network Analyzer", part number 08720-90293, February 1999.
- [2.13] Rogers Corporation, "High Frequency Laminate Product Selector Guide", Publication 92-601, November 2007.
- [2.14] DuPont Electronic Materials, "DuPont™ Pyralux® AP All-Polyimide Flexible Laminate A Family of High-Performance Adhesiveless Laminates for Flexible Printed Circuit Applications", H-73241-2 (3/01), 2001.
- [2.15] C.I.F., "Stratifiés Minces FR4 pour les Circuits Imprimés Multicouches", Fiche Technique n° TD 03/2 UL (file n° E 101742).

- [2.16] D. Bechevet, T.P. Vuong; S. Tedjini, "Design and Measurements of Antennas for RFID, Made by Conductive Ink on Plastics", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 3-8 July 2005.

Chapitre 3
Les paramètres fondamentaux, la modélisation et la mesure
d'antennes

Les paramètres fondamentaux, la modélisation et la mesure d'antennes

3.1 Présentation du chapitre

Avant de se consacrer aux antennes de tags RFID, il est important de maîtriser les paramètres fondamentaux, la conception et la mesure d'antennes. Les principales notions présentées dans la première partie de ce chapitre sur les paramètres fondamentaux des antennes peuvent être retrouvées dans [3.1]. La définition de ces paramètres est conforme aux définitions de l'IEEE présentées dans [3.2]. La seconde partie de ce chapitre, présentera brièvement la modélisation des antennes par un outil de simulation électromagnétique. La troisième partie présentera les méthodes de mesure des principaux paramètres des antennes, permettant par la pratique de valider les résultats obtenus en simulation. Enfin, pour illustrer ce chapitre, une dernière partie présentera de manière non exhaustive quelques exemples d'antennes adaptée à 50 ohms, trois antennes à bande étroite conçues pour les lecteurs RFID UHF et une antenne ULB.

Sommaire – Chapitre 3.

3.1	Présentation du chapitre.....	76
3.1.1	Les paramètres circuits	79
3.1.1.1	L'impédance	79
3.1.1.2	Le coefficient de réflexion.....	80
3.1.1.3	Le coefficient de transmission.....	82
3.1.1.4	La bande passante.....	82
3.1.1.5	Le coefficient de qualité	82
3.1.2	Les paramètres de rayonnement	83
3.1.2.1	Les régions du champ électromagnétique	83
3.1.2.2	La directivité et le gain	84
3.1.2.3	L'efficacité de rayonnement.....	84
3.1.2.4	Le diagramme de rayonnement	85
3.1.2.5	La polarisation	86
3.1.2.6	L'équation de Friis	87
3.1.2.7	L'équation radar	88
3.1.2.8	La section radar	89
3.1.2.9	La modulation de section radar	93
3.2	La conception d'antennes	95
3.3	La mesure d'antennes	97
3.3.1	La mesure de coefficients de réflexion et d'impédances.....	97
3.3.2	La mesure de gains	97
3.3.3	La mesure de diagrammes de rayonnement	98
3.4	Quelques exemples de réalisations d'antennes 50 ohms	99
3.4.1	La réalisation d'antennes à bande étroite	99
3.4.1.1	L'antenne biquad	99
3.4.1.2	L'antenne biquad à polarisation circulaire	100
3.4.1.3	L'antenne patch miniaturisée.....	101
3.4.2	La réalisation d'une antenne ultra large bande.....	104
3.5	Conclusion.....	109
	Bibliographie – Chapitre 3.	110

Table des illustrations – Chapitre 3.

Fig. 3.1	Schéma équivalent d'une antenne en transmission.	79
Fig. 3.2	Schéma équivalent d'une antenne en réception.	80
Fig. 3.3	Représentation de Γ^* sur un abaque de Smith.	81
Fig. 3.4	Illustration des régions du champ électromagnétique d'une antenne.....	83
Fig. 3.5	Illustration du diagramme de rayonnement d'une antenne [3.1].....	85
Fig. 3.6	Représentation de la rotation dans le temps du vecteur champ électromagnétique \vec{E} d'une onde plane dans le plan xy ($E_z = 0$) [3.1].....	87
Fig. 3.7	Illustration d'une antenne en transmission et une antenne en réception.	88
Fig. 3.8	Illustration de l'application radar constituée d'une antenne en transmission, d'une cible et d'une antenne en réception.	88
Fig. 3.9	Représentation de K sur un abaque de Smith.	91
Fig. 3.10	Coefficients K et T dans le cas où $X_a = -jX_l$ en fonction de R_l/R_a	91
Fig. 3.11	Puissance réfléchiée par une antenne en court circuit normalisée par la puissance réfléchiée lorsque la même antenne est adaptée en fonction du rapport R_a/X_a . .	92
Fig. 3.12	K en fonction, (a) de l'impédance d'une antenne pour une charge 5Ω , (b) de l'impédance d'une charge pour une antenne 50Ω	92
Fig. 3.13	T en fonction de l'impédance d'une antenne pour une charge 50Ω	93
Fig. 3.14	Illustration de la modulation de section radar par modulation de charge.	93
Fig. 3.15	Représentation de M sur l'abaque de Smith.....	94
Fig. 3.16	Méthodologie de simulation d'antenne.	96
Fig. 3.17	Antenne cornet SAS-571.....	98
Fig. 3.18	Dispositif de mesure de diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque. 98	
Fig. 3.19	Mesure de diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque.....	99
Fig. 3.20	Réalisation de l'antenne Biquad pour lecteur RFID.	100
Fig. 3.21	Structure de l'antenne.....	100
Fig. 3.22	Géométrie de l'antenne, vue de face.	101
Fig. 3.23	Géométrie de l'antenne, vue de coté.	101
Fig. 3.24	Réalisation de l'antenne.	101
Fig. 3.25	Structure de l'antenne patch miniaturisée [3.5].....	102
Fig. 3.26	Géométrie de l'antenne patch miniaturisée [3.5].	103
Fig. 3.27	Réalisation de l'antenne patch miniaturisée [3.5].	103
Fig. 3.28	Pertes d'insertion mesurées et simulées [3.5].	104
Fig. 3.29	Géométrie de l'antenne ULB.	105
Fig. 3.30	Coefficients de réflexions simulés avec et sans marches [3.8].	105
Fig. 3.31	Parties réelles de l'impédance d'entrée en fonction de W_c [3.8].....	106
Fig. 3.32	Parties imaginaires de l'impédance d'entrée en fonction de W_c [3.8].	106
Fig. 3.33	Courants de surface [3.8]. (a) 3 GHz. (b) 5,5 GHz. (c) 7 GHz. (d) 10 GHz. ..	106
Fig. 3.34	Réalisation de l'antenne ULB.	107
Fig. 3.35	Pertes d'insertion mesurées et simulées [3.8].	107
Fig. 3.36	Gain absolu maximum de l'antenne simulé en fonction de la fréquence avec et sans le filtre [3.8].....	107
Fig. 3.37	Diagrammes de rayonnement absolus de l'antenne mesurés et simulés [3.8]. 1 plan xz . 2 plan xy . 3 plan yz . (a) 4 GHz. (b) 7 GHz. (c) 10 GHz.	108

3.2 Les paramètres fondamentaux des antennes

Dans ce sous chapitre, nous allons présenter les principaux paramètres fondamentaux des antennes. Nous allons nous intéresser aux paramètres circuits et aux paramètres de rayonnement.

3.2.1 Les paramètres circuits

3.2.1.1 L'impédance

Dans une approche circuit, une antenne est caractérisée par son impédance complexe Z_a . Cette impédance est composée d'une partie réelle R_a et d'une partie imaginaire X_a (3.1).

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (3.1)$$

La partie réelle est composée de la résistance de rayonnement R_r et de la résistance de pertes R_l (3.1). L'énergie dissipée par R_r correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne. L'énergie dissipée par R_l correspond quant à elle aux pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

$$R_a = R_r + R_l \quad (3.1)$$

Dans le cas de l'émission, un générateur connecté à l'antenne possède également une impédance de sortie Z_g constituée d'une partie réelle R_g et d'une partie imaginaire X_g (3.2).

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (3.2)$$

Le schéma équivalent d'une antenne en transmission est représenté sur la Fig. 3.1.

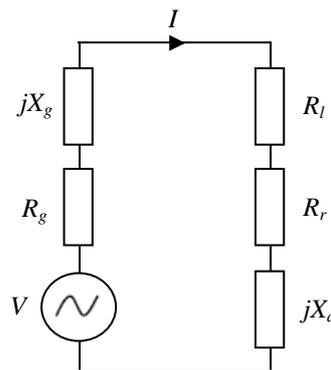


Fig. 3.1 Schéma équivalent d'une antenne en transmission.

Dans le cas de la réception, l'antenne est connectée à une charge ayant une impédance Z_l composée pareillement d'une partie réelle R_l et d'une partie imaginaire X_l (3.3).

$$Z_l = R_l + jX_l \quad (3.3)$$

Le schéma équivalent d'une antenne en réception est représenté sur la Fig. 3.2.

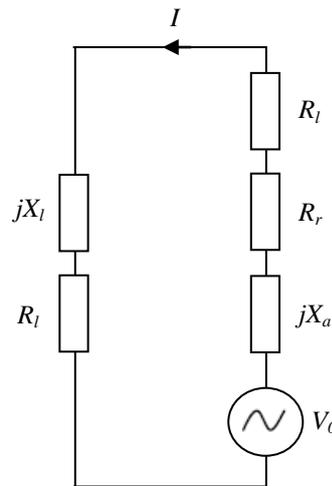


Fig. 3.2 Schéma équivalent d'une antenne en réception.

Sur la Fig. 3.2, V_0 est la tension aux bornes de l'antenne. Elle est reliée à la densité de puissance S de l'onde incidente par (3.4).

$$\frac{|V_0|^2}{8R_a} = S \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (3.4)$$

Où G est le gain de l'antenne que nous introduirons par la suite, λ est la longueur d'onde à la fréquence considérée.

3.2.1.2 Le coefficient de réflexion

Communément, une antenne est conçue pour être adaptée à l'impédance caractéristique Z_0 réelle d'une ligne de transmission (généralement 50Ω ou 75Ω) afin de minimiser le taux d'onde stationnaire (TOS). On définit alors le coefficient de réflexion d'une antenne Γ par (3.5).

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (3.5)$$

Le TOS est quant à lui donné par (3.6).

$$TOS = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.6)$$

Dans le cas où il n'y a pas de ligne de transmission entre l'antenne et une charge qui peut ne pas présenter une impédance réelle. Il faut dans ce cas maximiser la puissance transmise à la charge. On définit donc le coefficient de réflexion en puissance Γ^* par (3.7) [3.3].

$$\Gamma^* = \frac{Z_l - Z_a^*}{Z_l + Z_a^*} \quad (3.7)$$

Γ^* représente le rapport entre la puissance réfléchie par une charge et la puissance totale maximum pouvant lui être transmise. Le Tabl. 3.1 présente quelques valeurs de Γ^* en fonction de l'impédance Z_l .

Tabl. 3.1 Valeurs de Γ^* pour différentes valeurs de Z_l .

Z_l	$-jX_a$	Z_a^*	∞
Γ^*	-1	0	1

Dans le cas où la charge est complexe conjuguée à l'impédance de l'antenne ($Z_l = Z_a^*$), le maximum de la puissance lui est transmise ($\Gamma^* = 0$). Si on considère une antenne sans pertes ($R_l = 0$), elle correspond alors à la moitié de la puissance totale reçue par l'antenne. L'autre moitié étant rayonnée par la résistance de rayonnement R_r .

On peut définir l'impédance normalisée d'une charge, z_l , par (3.8).

$$z_l = \frac{R_l}{R_a} + j \frac{X_l + X_a}{R_a} \quad (3.8)$$

Alors à partir de (3.7) et (3.8), on peut exprimer Γ^* en fonction de z_l (3.9).

$$\Gamma^* = \frac{z_l - 1}{z_l + 1} \quad (3.9)$$

Ainsi on peut tracer Γ^* sur un abaque de Smith tel que illustré sur la Fig. 3.3. La distance entre le centre de l'abaque et z_l correspondant à $|\Gamma^*|$. Nous utiliserons cet abaque par la suite afin de représenter d'autres caractéristiques importantes d'une antenne directement connectée à une charge.

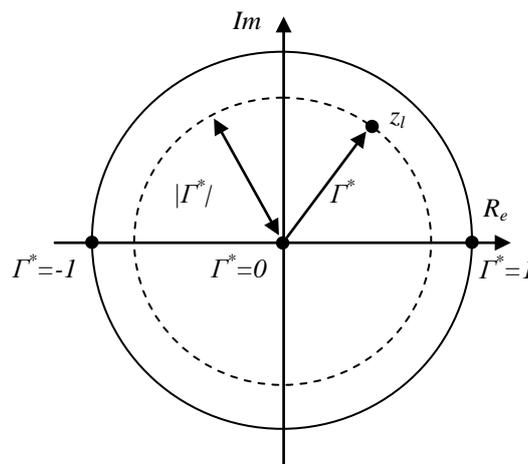


Fig. 3.3 Représentation de Γ^* sur un abaque de Smith.

3.2.1.3 Le coefficient de transmission

On peut définir le coefficient de transmission en puissance T par (3.10). Il correspond au rapport de la puissance transférée à une charge sur la puissance totale maximum pouvant lui être transférée.

$$T = 1 - |\Gamma^*|^2 \quad (3.10)$$

Sur l'abaque de Smith (Fig. 3.3), T est maximum au centre de l'abaque pour $\Gamma^* = 0$ et minimum sur la périphérie de l'abaque pour $|\Gamma^*| = 1$. $|\Gamma^*|^2$ correspond aux pertes d'insertions.

A partir de (3.7) et (3.10), on peut déterminer la relation (3.11) reliant le coefficient de transmission aux impédances d'une antenne et de sa charge (Z_a et Z_l) en considérant l'antenne en réception (Fig. 3.2). Cette relation est très utile en RFID, car elle correspond au rapport de la puissance transférée à une puce RFID sur la puissance totale maximum pouvant lui être transférée.

$$T = \frac{4R_a R_l}{|Z_l + Z_a|^2} \quad (3.11)$$

3.2.1.4 La bande passante

La bande passante d'une antenne est définie comme étant une plage de fréquence sur laquelle les performances de l'antenne sont conformes à certaines spécifications. La définition de la bande passante dépend donc de l'application. En général, dans le domaine de la conception d'antenne, la bande passante est définie comme étant la bande de fréquence sur laquelle 90% de la puissance incidente est transmise (correspondant à $|\Gamma^*|^2 = -10$ dB). En fait ce pourcentage dépend de ce qui est acceptable pour une application donnée. Ainsi pour les antennes de téléphones cellulaires, la bande passante est souvent définie comme la plage de fréquence pour laquelle 75% de la puissance est transmise (correspondant à $|\Gamma^*|^2 = -6$ dB).

En RFID, la bande passante est directement reliée aux critères de performances attendues pour un tag RFID. Le niveau de puissance transmis acceptable (T est donc $|\Gamma^*|^2$ à travers (3.10)) est défini en fonction de la distance de lecture souhaitée pour une application donnée.

3.2.1.5 Le coefficient de qualité

Le coefficient de qualité Q d'un circuit résonant est défini comme étant égal à 2π fois le rapport de l'énergie emmagasinée sur l'énergie perdue dans un cycle. Pour une antenne, l'énergie perdue correspond à l'énergie rayonnée et à l'énergie dissipée par les pertes de conduction et par les pertes diélectriques (3.12).

$$Q = 2\pi \frac{\text{énergie stockée par cycle}}{\text{énergie rayonnée et dissipée par cycle}} \quad (3.12)$$

Q indique si une antenne est capable d'emmagasiner de l'énergie et détermine sa sélectivité en fréquence. Une bonne approximation du facteur de qualité d'une antenne est donnée par (3.13) [3.1].

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \text{ pour } Q \gg 1 \quad (3.13)$$

Où f_r est la fréquence de résonance,
 Δf la bande passante.

Pendant (3.13) ne prend pas en compte la désadaptation de l'antenne. Une définition plus appropriée est donnée par (3.14). Cette dernière prend en compte une bande de fréquences sur laquelle le TOS est inférieur à une valeur désirée (en général TOS < 2) [3.1].

$$Q = \frac{f_r \sqrt{TOS}}{\Delta f (TOS - 1)} \text{ pour } Q \gg 1 \quad (3.14)$$

3.2.2 Les paramètres de rayonnement

3.2.2.1 Les régions du champ électromagnétique

Le champ électromagnétique rayonnée par une antenne peut être divisé en plusieurs régions tel que illustré sur la Fig. 3.4, où a désigne la plus grande dimension de l'antenne. Ces différentes régions sont délimitées par les sphères de rayon R_1 et R_2 respectivement définies par (3.15) et (3.16).

$$R_1 = 0,62\sqrt{a^3 / \lambda} \quad (3.15)$$

$$R_2 = 2a^2 / \lambda \quad (3.16)$$

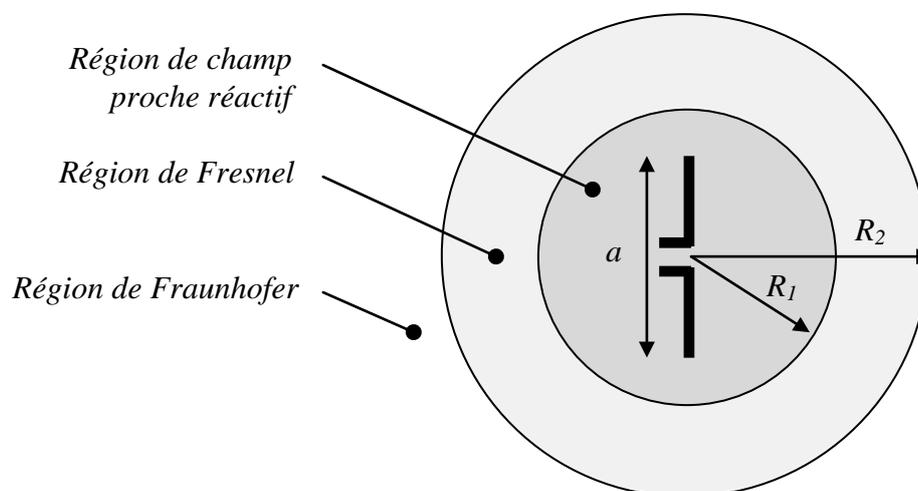


Fig. 3.4 Illustration des régions du champ électromagnétique d'une antenne.

La région de champ proche réactif est la région immédiatement entourant une antenne. Dans cette région le champ réactif est dominant. Pour une petite antenne, cette région est communément comprise dans une sphère de rayon $\lambda/2\pi$.

La région de Fresnel (ou région de champ proche radiatif) est une région intermédiaire entre la région de champ proche et la région de Fraunhofer. Si l'antenne a une dimension petite comparée à la longueur d'onde cette région peut ne pas exister. Dans cette région, la distribution du champ électromagnétique est dépendante de la distance par rapport à l'antenne.

La région de Fraunhofer (ou région de champ lointain) est définie comme étant la région où le champ électromagnétique d'une antenne est indépendant de la distance par rapport à l'antenne.

3.2.2.2 La directivité et le gain

La directivité dans une certaine direction, $D(\theta, \varphi)$, est définie par le rapport de l'intensité de puissance rayonnée dans une certaine direction sur l'intensité de puissance rayonnée totale d'une antenne isotrope (3.17).

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\text{intensité de puissance rayonnée dans la direction } (\theta, \varphi)}{\text{puissance rayonnée totale}} \quad (3.17)$$

Le gain d'une antenne dans une certaine direction, $G(\theta, \varphi)$, est quant à lui donné par le rapport de l'intensité de puissance rayonnée dans une certaine direction sur l'intensité de puissance acceptée par l'antenne qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes (3.18). Conformément à la définition de l'IEEE, le gain de l'antenne ne prend pas en compte les pertes de désadaptation (ou pertes d'insertion) [3.2].

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\text{intensité de puissance rayonnée dans la direction } (\theta, \varphi)}{\text{puissance totale acceptée}} \quad (3.18)$$

3.2.2.3 L'efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement totale, e_t , d'une antenne est utilisée dans le but de prendre en compte les pertes à l'entrée de l'antenne ainsi que dans la structure de cette dernière. En effet, les pertes peuvent être causées par les réflexions provenant d'une mauvaise adaptation de l'antenne au circuit qui lui est associée, mais également par les propriétés des matériaux diélectriques et conducteurs qui la constituent. e_t est donnée par (3.19).

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (3.19)$$

Où e_r , e_c , e_d , sont respectivement les efficacités dues à la désadaptation, aux pertes de conduction et aux pertes diélectriques.

Il est difficile de dissocier les efficacités conductrices et diélectriques. De ce fait, ces dernières sont regroupées en un seul terme e_{cd} .

La puissance rayonnée par une antenne, P_{rad} , est donc reliée à la puissance acceptée par l'antenne, P_{in} , à travers e_{cd} (3.20).

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (3.20)$$

La relation entre le gain d'une antenne et sa directivité est donc donnée par (3.21).

$$G(\theta, \varphi) = e_{cd} D(\theta, \varphi) \quad (3.21)$$

On peut également définir le coefficient de qualité de rayonnement Q_{rad} en fonction du coefficient de qualité Q d'une antenne par (3.22).

$$Q = e_{cd} Q_{rad} \quad (3.22)$$

On voit à partir de (3.22), qu'en augmentant les pertes d'une antenne, le coefficient de qualité d'une antenne diminue et donc sa bande passante s'agrandit (3.13), (3.14).

L'efficacité e_{cd} est reliée aux paramètres circuits de l'antenne. Elle est définie comme étant le rapport entre la puissance dissipée par la résistance de rayonnement sur la puissance totale dissipée (3.23).

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_r + R_l} \quad (3.23)$$

3.2.2.4 Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement fournit des informations sur la capacité d'une antenne à rayonner dans l'espace. Ainsi, à partir du diagramme de rayonnement, il est possible de définir plusieurs paramètres du rayonnement d'une antenne dont l'ouverture, le niveau de puissance et la direction des lobes secondaires.

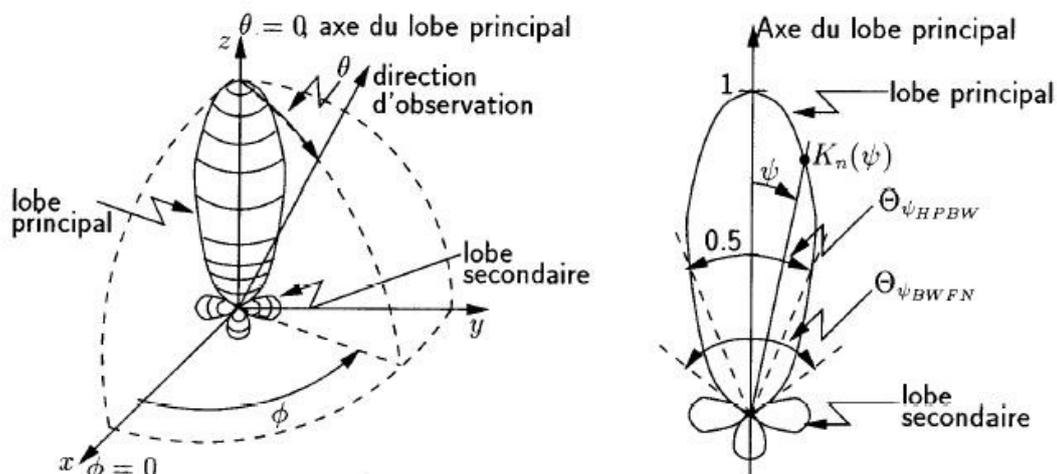


Fig. 3.5 Illustration du diagramme de rayonnement d'une antenne [3.1].

L'angle d'ouverture est défini, dans un plan contenant la direction du faisceau maximal, comme l'angle entre les deux directions dans lesquelles l'intensité de rayonnement est la moitié de la valeur maximale du faisceau (-3 dB).

Une antenne de type dipôle présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

3.2.2.5 La polarisation

La polarisation, en un point et dans une direction donnée, est définie comme étant la propriété d'une onde électromagnétique décrivant la variation dans le temps de la direction et de l'amplitude relative du vecteur champ électrique \vec{E} transverse à la direction de propagation d'une onde plane (Fig. 3.6). Il est possible de décomposer le vecteur champ électrique d'une onde plane TEM (pour Transverse Electromagnétique) se propageant dans la direction $+z$ en deux composantes telles qu'exprimées dans (3.24).

$$\vec{E}(z, t) = \hat{a}_x E_x(z, t) + \hat{a}_y E_y(z, t) \quad (3.24)$$

Où

$$E_x(z, t) = \text{Re}(E_{x0} e^{j(\omega t - kz)}) = E_{x0} \cos(\omega t - kz) \quad (3.25)$$

$$E_y(z, t) = \text{Re}(E_{y0} e^{j(\omega t - kz + \delta)}) = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \delta) \quad (3.26)$$

Avec E_{x0} et E_{y0} , les magnitudes respectives de la composante en x et en y du champ électrique,

δ , la différence de phase entre les deux composantes,

\hat{a}_x et \hat{a}_y , les vecteurs unitaires.

On définit le taux d'ellipticité AR correspondant au rapport de b l'axe majeur sur a l'axe mineur de l'ellipse (Fig. 3.6). Le taux d'ellipticité varie entre $1 < AR < \infty$.

$$AR = \frac{b}{a} = \frac{1}{\tan\left(\frac{1}{2} * \arcsin\left(\frac{2 * E_{x0} * E_{y0} * \sin(\delta)}{E_{x0}^2 + E_{y0}^2}\right)\right)} \quad (3.27)$$

On distingue trois types de polarisations :

- La polarisation linéaire. Une onde électromagnétique est polarisée linéairement si à chaque instant son champ électrique est orienté selon une même direction. Elle correspond à un taux d'ellipticité $AR = \infty$.
- La polarisation circulaire. Une onde électromagnétique est polarisée circulairement si son champ électrique décrit un cercle dans le temps. Elle correspond à un taux d'ellipticité $AR = 1$. Cependant, on considère communément que la polarisation est circulaire pour $1 < AR < 2$ (soit $AR_{(dB)} < 3dB$).
- Et la polarisation elliptique. Une onde électromagnétique est polarisée elliptiquement si son champ électrique décrit une ellipse dans le temps. Elle correspond à un taux d'ellipticité $1 < AR < \infty$ (communément $2 < AR < \infty$)

Dans le cas d'une polarisation linéaire, on parle de polarisation verticale lorsque le champ électrique est orienté verticalement par rapport à l'horizon, et de polarisation horizontale lorsque le champ électrique est orienté dans le plan parallèle à l'horizon.

Pour une antenne à polarisation linéaire, on définit par plan E, le plan contenant l'axe de gain maximum G_0 et colinéaire au champ électrique (\vec{E}). De même, pour une antenne à polarisation linéaire, on définit par plan H, le plan contenant l'axe de gain maximum G_0 et colinéaire au champ magnétique (\vec{H}).

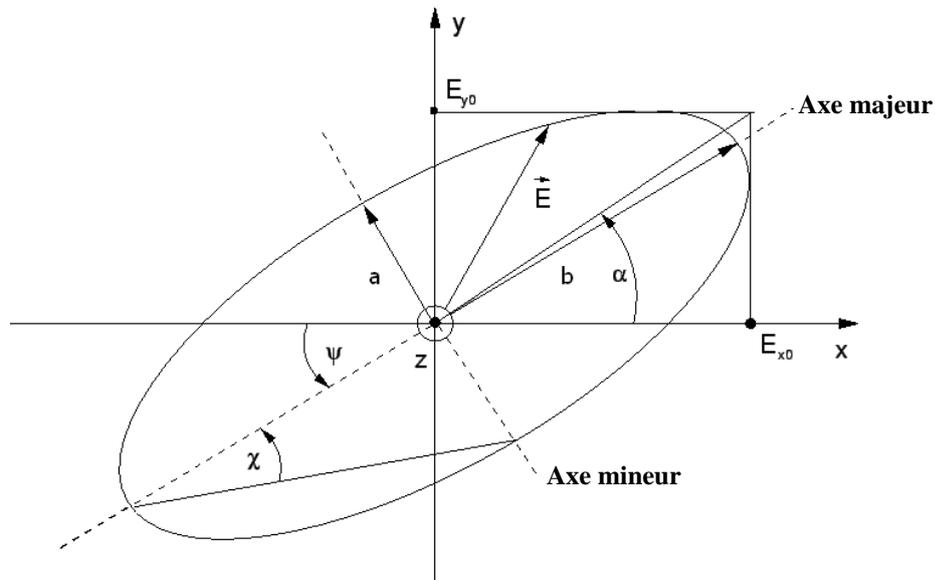


Fig. 3.6 Représentation de la rotation dans le temps du vecteur champ électromagnétique \vec{E} d'une onde plane dans le plan xy ($E_z = 0$) [3.1].

En général, la polarisation d'une antenne peut ne pas être la même que la polarisation d'une onde incidente. Si on suppose que le champ électrique \vec{E}_i d'une onde incidente et que le champ électrique d'une antenne \vec{E}_a peuvent s'écrire :

$$\vec{E}_i = \hat{p}_i |\vec{E}_i| \text{ et } \vec{E}_a = \hat{p}_a |\vec{E}_a| \quad (3.28)$$

Où \hat{p}_i et \hat{p}_a représentent les vecteurs unitaires complexes respectivement des champs électriques de l'onde incidente et de l'antenne.

Alors les pertes de polarisation, PLF (Polarisation Loss Factor) sont données par (3.29).

$$PLF = |\hat{p}_i \cdot \hat{p}_a|^2 \quad (3.29)$$

3.2.2.6 L'équation de Friis

L'analyse des systèmes de communication sans fils et des systèmes radars demande l'utilisation de l'équation de Friis. Cette dernière exprime la puissance reçue P_r par une antenne en réception en fonction de la puissance transmise P_t par une antenne en

transmission, chacune étant localisée dans le champ lointain de l'autre. Cette situation est illustrée sur la Fig. 3.7.

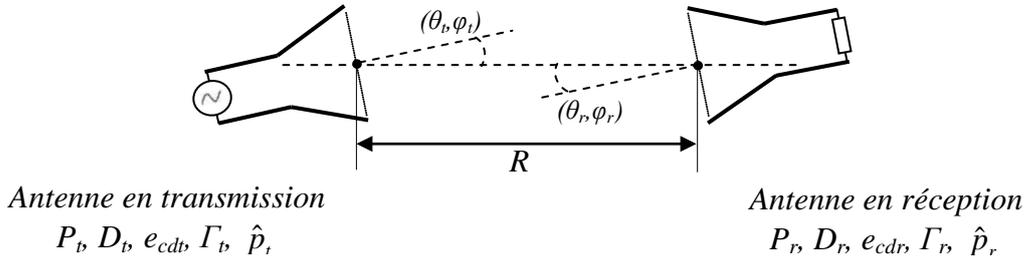


Fig. 3.7 Illustration d'une antenne en transmission et une antenne en réception.

La formule complète de Friis est donnée par (3.30).

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} e_{cdr} (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r) |\hat{p}_t \cdot \hat{p}_r|^2 \quad (3.30)$$

Le terme $\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ est appelé le facteur de perte d'espace libre (ou *PL* pour Path Loss).

3.2.2.7 L'équation radar

Si maintenant nous nous plaçons dans le cas où la puissance transmise est incidente sur une cible tel qu'illustrée sur la Fig. 3.8, nous introduisons une quantité appelée la section radar σ (ou *RCS* pour Radar Cross Section). La section radar est définie comme étant l'aire équivalente qui interceptant une quantité de puissance et la rayonnant de façon isotropique, produit la même densité de puissance réfléchi par la cible au niveau du récepteur (3.31).

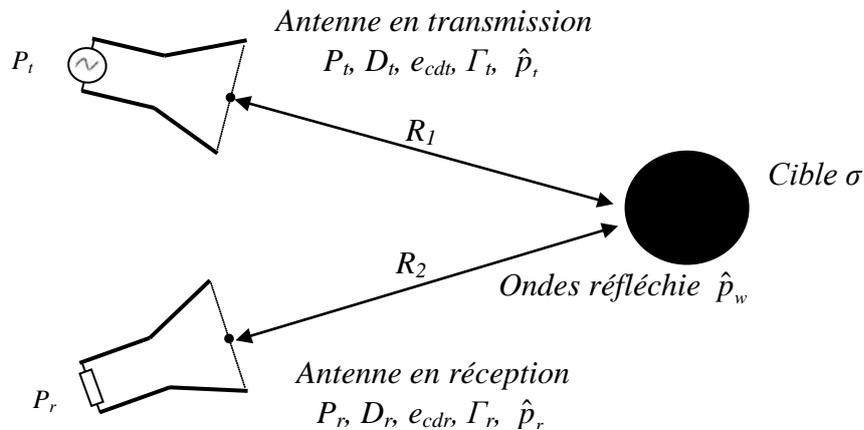


Fig. 3.8 Illustration de l'application radar constituée d'une antenne en transmission, d'une cible et d'une antenne en réception.

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{S_i}{S_r} \right] \quad (3.31)$$

Où S_i est la densité de puissance de l'onde incidente et S_r la densité de puissance de l'onde réfléchie.

La formule complète de l'équation radar est donnée par (3.32).

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} e_{cdr} (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2 \sigma \frac{D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r)}{4\pi} |\hat{p}_w \cdot \hat{p}_r|^2 \quad (3.32)$$

Où \hat{p}_w est le vecteur unitaire de la polarisation de l'onde réfléchie.

3.2.2.8 La section radar

La section radar d'une antenne est une notion très importante dans le domaine de la RFID. Elle dépend de la direction et est donnée par (3.33).

$$\sigma = \left| \sqrt{\sigma^S} - (1 + \Gamma_a) \sqrt{\sigma^a} e^{j\varphi} \right|^2 \quad (3.33)$$

Où σ est la section radar d'une antenne terminée par une charge Z_l ,

σ^S , la section radar due au mode structurel,

σ^a , la section radar due au mode antenne,

Γ_a , le coefficient d'adaptation entre l'antenne et la charge, défini par (3.5).

φ , la phase relative entre l'onde réfléchie par le mode structurel et l'onde réfléchie par le mode antenne.

Le mode structurel d'une antenne correspond à l'antenne en court-circuit. Le mode antenne correspond à l'antenne connectée à la charge Z_l .

Ainsi d'après (3.33), la section radar d'une antenne chargée peut être supérieure ou inférieure à la section radar dans le cas en court-circuit en fonction de Γ_a et φ .

La section radar d'une antenne peut être exprimée par (3.34) [3.4].

$$\sigma = |A - \Gamma^*|^2 \frac{\lambda^2}{4\pi} G^2 \quad (3.34)$$

Où A est un paramètre complexe caractéristique d'une antenne et indépendant de Z_l . On distingue [3.1] :

- $|A| > 1$. Les antennes de cette catégorie ont une section radar structurelle large due à leur construction ou à l'excitation de mode de résonance parasite (non couplé au port de l'antenne). Pour cette classe d'antenne, il n'est pas possible de réduire la section radar à zéro.

- $|A| = 1$. Pour cette classe d'antenne, une impédance réactive peut permettre de réduire la section radar d'une antenne à zéro.
- $|A| < 1$. Pour ce type d'antenne, une impédance complexe peut permettre d'annuler la section radar d'une antenne. Les antennes de type réflecteur parabolique entrent dans cette catégorie.

Si on s'intéresse au cas particulier des antennes dipôles de section faible et de longueur inférieure à une demi longueur d'onde, alors $A \approx 1$ et σ est déterminé par (3.35).

$$\sigma = |1 - \Gamma^*|^2 \frac{\lambda^2}{4\pi} G^2 \quad (3.35)$$

On définit alors le facteur K qui prend en compte les effets de l'adaptation par (3.36).

$$K = |1 - \Gamma^*|^2 \quad (3.36)$$

A partir de (3.7) et (3.36) on peut obtenir (3.37) exprimant K en fonction de l'impédance d'une antenne et de sa charge.

$$K = \frac{4R_a^2}{|Z_a + Z_l|^2} \quad (3.37)$$

Le Tabl. 3.2 et le Tabl. 3.3 donnent respectivement la valeur du facteur K pour certains cas particuliers de l'impédance de l'antenne Z_a et de l'impédance de la charge Z_l .

Tabl. 3.2 Valeurs du facteur K pour différentes impédances de l'antenne.

Z_a	$\text{Re}(Z_a) = 0$	Z_l^*	$\text{Re}(Z_a) = \infty$
K	0	1	4

Tabl. 3.3 Valeurs du facteur K pour différentes impédances de la charge.

Z_l	∞	Z_a^*	0	$-jX_a$
K	0	1	$\frac{4R_a^2}{R_a^2 + X_a^2}$	4

La Fig. 3.9 représente le facteur K en fonction de l'impédance d'une charge Z_l sur un abaque de Smith. Il est facilement déterminé par le carré de la distance entre Z_l^* et 1. On voit sur la Fig. 3.9 que les points d'impédance ayant le même coefficient K décrivent des arcs de cercle centrés en 1.

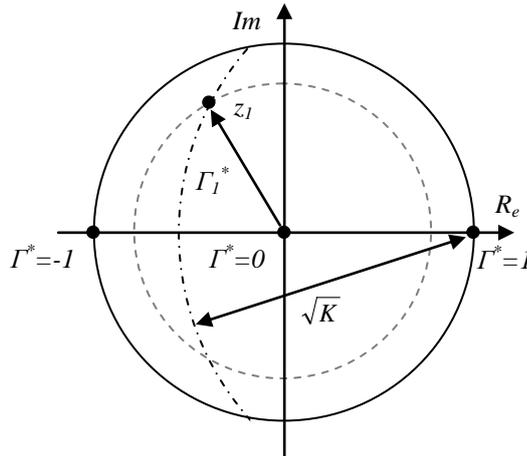


Fig. 3.9 Représentation de K sur un abaque de Smith.

La Fig. 3.10 représente K et le coefficient de transmission T donné par (3.11) dans le cas où $X_a = -jX_l$, correspondant à l'axe réel de l'abaque de Smith représenté sur la Fig. 3.9, en fonction de R_l/R_a . On voit sur cette figure que T est maximum lorsque l'adaptation est réalisée. On voit également que K est maximum pour $X_l = -jX_a$ et $R_l = 0$.

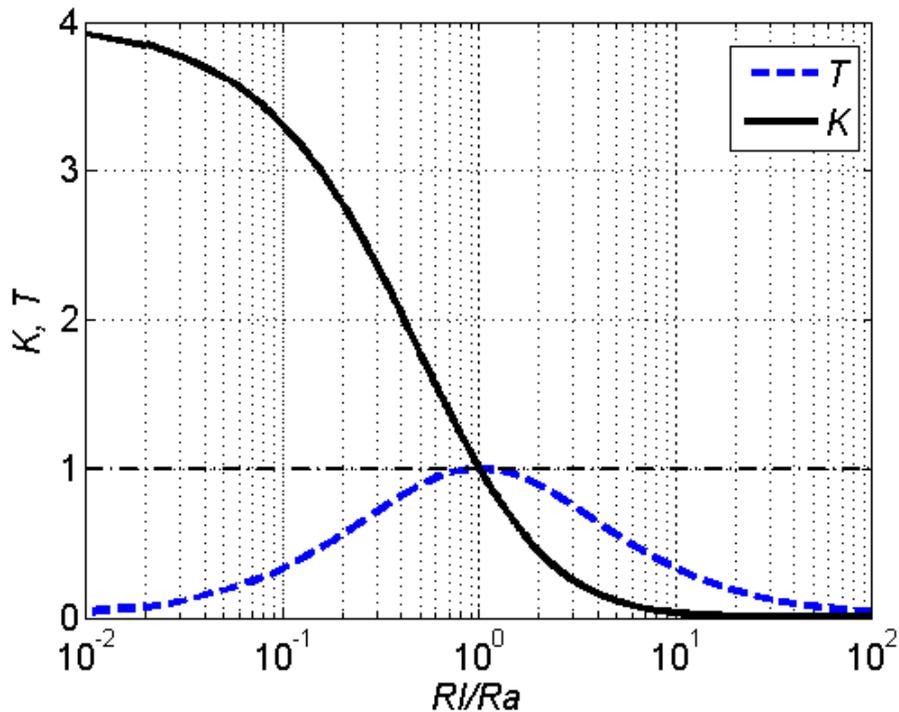


Fig. 3.10 Coefficients K et T dans le cas où $X_a = -jX_l$ en fonction de R_l/R_a .

La Fig. 3.11 représente la puissance réfléchiée par une antenne en court circuit normalisée par la puissance réfléchiée lorsque la même antenne est adaptée en fonction du rapport R_a/X_a . On voit sur cette figure qu'une antenne peut réfléchir plus de puissance lorsqu'elle est adaptée ($Z_l = Z_a^*$) que lorsqu'elle est en court circuit ($Z_l = 0$). C'est le cas lorsque $R_a < 0,5775 X_a$.

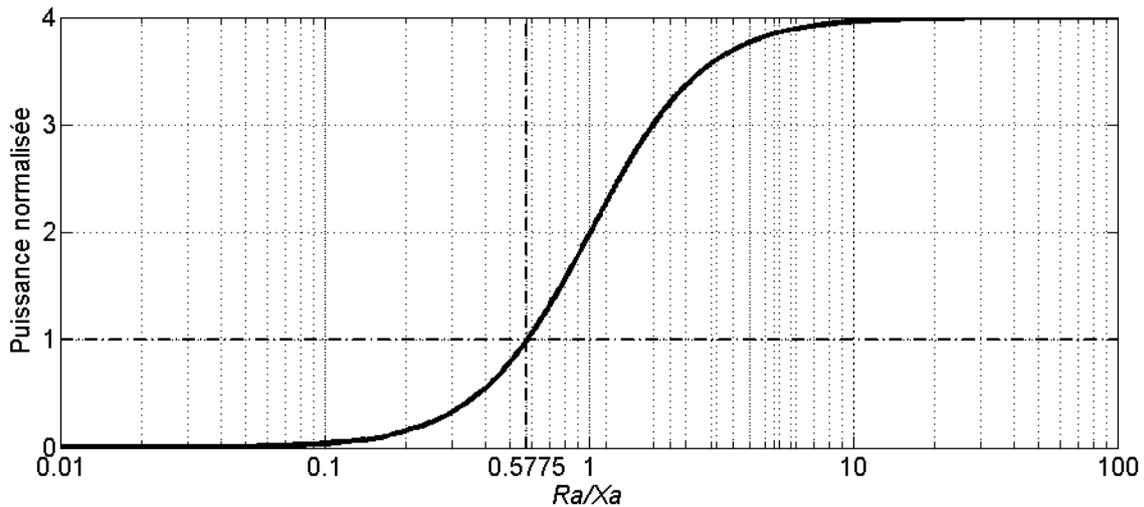


Fig. 3.11 *Puissance réfléchiée par une antenne en court circuit normalisée par la puissance réfléchiée lorsque la même antenne est adaptée en fonction du rapport R_a/X_a .*

K est représenté dans le plan complexe en fonction d'une variation de Z_a pour une impédance $Z_l = 50\Omega$ et de Z_l pour une impédance $Z_a = 50\Omega$ respectivement sur la Fig. 3.12(a) et la Fig. 3.12(b). On peut retrouver les valeurs du Tabl. 3.2 et du Tabl. 3.3. La Fig. 3.13 représente T dans le plan complexe en fonction de l'impédance d'une antenne pour une charge 50Ω . On voit que le transfert d'énergie est optimal lorsque l'antenne est adaptée à la charge. En regardant l'ensemble de ces figures, on constate que lorsque T est maximum, K vaut 1. Mais cela n'est pas réciproque. Donc, pour une antenne d'impédance inconnue, la mesure de sa section radar ne peut permettre d'affirmer son adaptation. Ainsi, la mesure de la section radar ne permet pas de définir la fréquence de résonance (et la bande passante) d'une antenne.

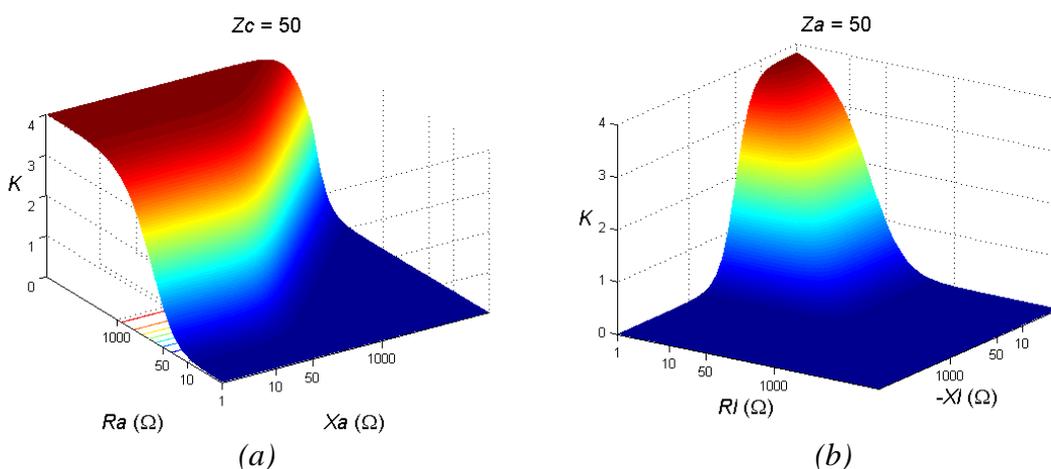


Fig. 3.12 *K en fonction, (a) de l'impédance d'une antenne pour une charge 50Ω , (b) de l'impédance d'une charge pour une antenne 50Ω .*

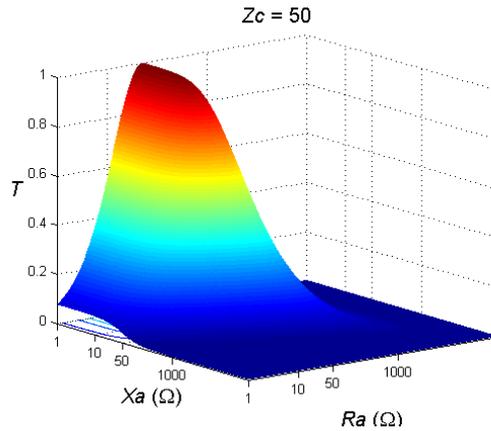


Fig. 3.13 T en fonction de l'impédance d'une antenne pour une charge 50Ω .

On voit à partir du Tabl. 3.3 que s'il était possible d'avoir une impédance imaginaire pure variable, il serait possible de déterminer la partie imaginaire de l'impédance en recherchant le maximum de la section radar. Puis en faisant varier la partie réelle de la charge de déterminer la partie réelle de Z_a en recherchant le point correspondant à une section radar $\frac{1}{4}$ inférieure à ce maximum.

3.2.2.9 La modulation de section radar

La modulation de la section radar d'une antenne est une notion très importante en RFID. Le canal descendant d'une transmission RFID UHF passive utilise ce principe. La modulation de la section radar est effectuée par une modulation de l'impédance vue par l'antenne (Fig. 3.14).

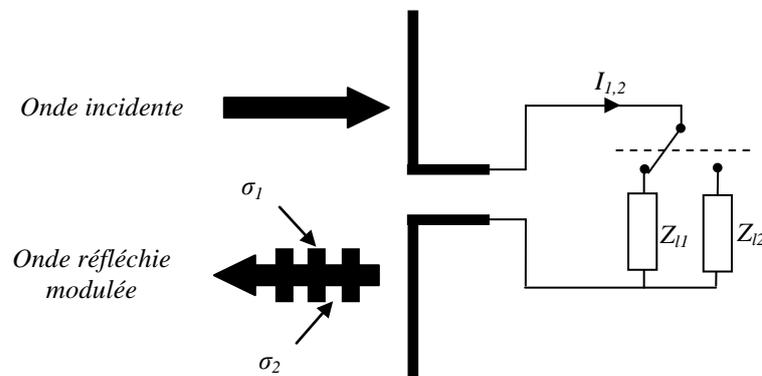


Fig. 3.14 Illustration de la modulation de section radar par modulation de charge.

On considère une modulation de charge entre les impédances Z_1 et Z_2 correspondant aux deux coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 . Le champ réfléchi étant proportionnel au courant dans l'antenne, la différence de puissance réfléchie correspond à la puissance rayonnée par l'antenne parcourue par la différence des courants complexes I_1 et I_2 correspondant aux deux états d'impédances Z_{11} et Z_{12} (3.38).

$$P_{diff} = \frac{1}{2} |I_1 - I_2|^2 R_a G \quad (3.38)$$

Avec

$$I_{1,2} = \frac{V_0}{Z_a + Z_{11,2}} = \frac{V_0}{2R_a}(1 - \Gamma_{1,2}) \quad (3.39)$$

La section radar différentielle, $\Delta\sigma$, est alors donnée par le rapport de P_{diff} sur la densité de puissance incidente S . A partir de (3.4), (3.38) et (3.39) nous obtenons (3.40).

$$\Delta\sigma = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 \quad (3.40)$$

On définit le facteur M par (3.41).

$$M = |\Gamma_1^* - \Gamma_2^*|^2 \quad (3.41)$$

Le Tabl. 3.4 reporte les valeurs de M en fonction de différentes valeurs des impédances Z_1 et Z_2 .

Tabl. 3.4 M pour différentes valeurs de Z_1 et Z_2 .

Z_1	Z_a^*	Z_a^*	$-jX_a$
Z_2	$-jX_a$	∞	∞
Γ_1^*	0	0	-1
Γ_2^*	-1	1	1
M	1	1	4

On voit que le facteur de modulation M est optimum pour $Z_1 = -jX_a$ et $Z_2 = \infty$. Un tel facteur est idéal dans le cas d'un tag RFID semi-actif. Cependant, il n'est pas adapté dans le cas d'un tag passif car il ne permet pas de récupérer de l'énergie durant la phase de réponse, le coefficient de transmission T étant nul pour ces deux valeurs d'impédance.

Il est également possible de représenter M sur un abaque de Smith (3.14). Il correspond au carré de la distance entre les deux points z_1 et z_2 correspondant aux impédances normalisées.

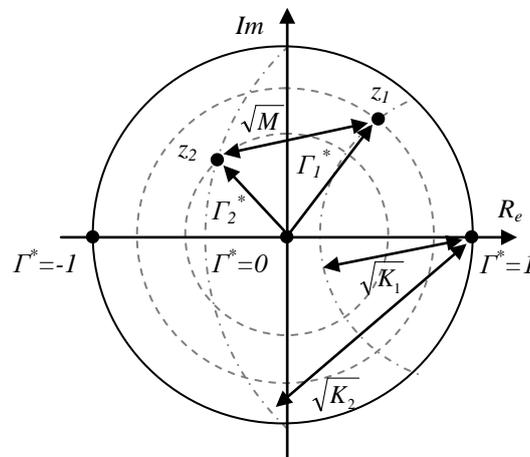


Fig. 3.15 Représentation de M sur l'abaque de Smith.

Dans le cas de la RFID, l'impédance d'une puce varie entre deux états eux même variant en fonction de la puissance incidente, et modifiant donc $\Delta\sigma$. Les normes ISO spécifient que $\Delta\sigma$ pour un tag RFID doit être supérieur à 50 cm².

3.3 La conception d'antennes

L'utilisation de logiciels de simulation électromagnétique est incontournable dans la conception d'antennes. Il permet de réaliser l'optimisation des antennes aux paramètres désirés. Cette étape peut être très couteuse en termes de temps et de ressources.

Dans nos méthodologies de conception, nous utilisons le solveur temporel de CST Microwave Studio qui met en œuvre la méthode des intégrales finies associées aux conditions limites pour résoudre un problème électromagnétique. L'utilisation d'un tel logiciel demande beaucoup d'expérience afin d'optimiser le temps de conception. La méthodologie de conception que nous avons mise en œuvre est illustrée sur la Fig. 3.16. Plusieurs étapes sont nécessaires :

- La définition de la structure de l'antenne à l'aide de paramètres : Différentes fonctions du logiciel permettent de définir des structures simples et d'effectuer des opérations booléennes sur ces structures. Un programme en Visual Basic, un langage de programmation orienté objet, permet également de définir des structures plus complexes en utilisant les classes d'objets proposées par le logiciel.
- La définition des matériaux diélectriques et conducteurs.
- La définition des conditions limites : Plusieurs types de conditions limites peuvent être définis dont un mur électrique ou un espace ouvert. Il est également possible de définir des symétries électriques ou magnétiques permettant de diviser le domaine de calcul et donc de diminuer le temps de calcul.
- La définition du port d'alimentation : Deux types de ports sont disponibles dont le port guide d'onde utilisé pour alimenter les lignes microstrips ou coplanaires et les câbles coaxiaux, ainsi que le port discret adapté aux structures nécessitant des sources discrètes (dont les puces RFID).
- La définition de la plage de fréquence : Afin d'optimiser les temps de calcul de structures résonantes, il faut exclure du domaine de calcul les fréquences de résonance des modes supérieurs.
- La définition du maillage : CST Microwave Studio possède un générateur de maillage dont on peut paramétrer la densité. Le contrôle du maillage est une étape importante. Plus le nombre de maille est importante plus le temps de calcul est élevé. Cependant un nombre de maille trop faible peut générer des résultats erronés. Dans le but d'optimiser le maillage, il faut utiliser la fonction de sous maillage permettant de densifier le maillage à chaque interface ainsi que le maillage local.
- Paramétrer le solveur temporel : Permet de définir le niveau de précision du solveur temporel. Il peut également permettre de paramétrer un filtre auto régressif permettant d'optimiser le temps de calcul dans le cas de structure résonante.
- Vérifier et analyser les résultats de simulations : Il faut vérifier que les résultats obtenus correspondent bien à ce qui est attendu en théorie afin de valider la simulation.
- Effectuer une étude paramétrique : Afin d'identifier des paramètres géométriques de l'antenne pouvant améliorer les propriétés désirées, il est possible de lancer une

étude paramétrique qui permettra de voir l'influence d'un paramètre sur les propriétés de l'antenne. Cette étape permet de converger vers une solution.

- Effectuer une optimisation : Après avoir effectué une étude paramétrique et avoir convergé vers une solution, il est possible d'utiliser les outils d'optimisation disponible sous le logiciel.
- Exporter la structure pour le prototypage une fois que les caractéristiques voulues sont obtenues.

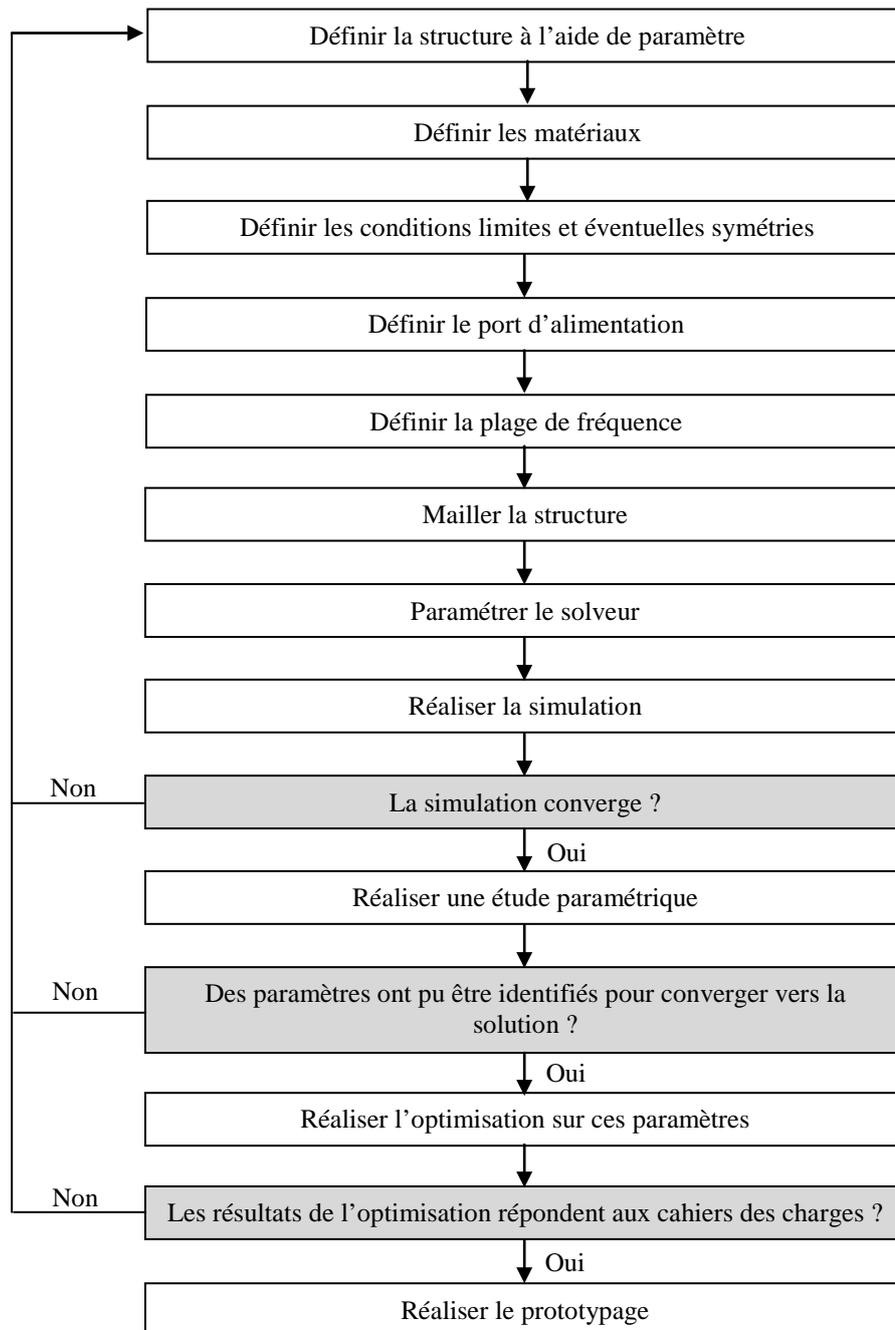


Fig. 3.16 Méthodologie de simulation d'antenne.

3.4 La mesure d'antennes

3.4.1 La mesure de coefficients de réflexion et d'impédances

La mesure de l'impédance d'une antenne peut être réalisée à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau (VNA pour Vectorial Network Analyser) fournissant les paramètres S.

Le coefficient de réflexion Γ en un port i se trouve être le paramètre S_{ii} de la matrice S lorsque l'ensemble des ports j sont connectés à une charge 50Ω (3.42).

$$S_{ii} = \left. \frac{V_i^-}{V_i^+} \right|_{V_j^+ = 0} = \Gamma \quad (3.42)$$

Ce paramètre S_{ii} est souvent exprimé en décibel (dB), il représente alors le ratio de la puissance réfléchie P_{ref} sur la puissance incidente P_{inc} (correspondant aux pertes d'insertion).

$$20 \log(S_{ii}) = 10 \log \left(\frac{P_{ref}}{P_{inc}} \right) \quad (3.43)$$

Un ratio de 0,5 correspond à -3 dB, et un ratio de 0,1 correspond à -10 dB (90% de la puissance est transmise à la charge).

A partir de la mesure du coefficient de réflexion et de (3.5) il est possible de déduire l'impédance qui est vue au niveau du plan de référence de la mesure du paramètre S_{ii} .

3.4.2 La mesure de gains

Dans le cas où la polarisation entre deux antennes est la même (on dit que les antennes sont co-polarisées), et d'antennes adaptées, le gain G_{01} d'une antenne peut être déterminé en connaissant le gain G_{02} d'une antenne de référence en utilisant la forme simplifiée de l'équation de transmission de Friis donnée par (3.44).

$$G_{01} (dB) = 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right) - P_{loss} (dB) - G_{02} (dB) \quad (3.44)$$

Où P_r correspond à la puissance reçue par l'antenne, P_t correspond à la puissance transmise et P_{loss} correspond aux pertes d'espace libre :

$$P_{loss} (dB) = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad (3.45)$$

Où

R est la distance entre les deux antennes.

P_r/P_t correspond au coefficient de transmission entre les deux antennes. On peut déterminer ce rapport à travers les paramètres S_{12} ou S_{21} donnés par un analyseur de réseau :

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \Big|_{V_i^+ = 0} \quad (3.46)$$

$$20\log(S_{12}) = 10\log\left(\frac{P_r}{P_t}\right) \quad (3.47)$$

L'antenne que nous utilisons comme antenne de référence dans nos mesures est une antenne large bande, de type cornet, SAS-571 de AH-System (Fig. 3.17). Une telle antenne possède une polarisation linéaire. Le champ électrique qu'elle produit est orienté parallèlement à son petit coté.



Fig. 3.17 Antenne cornet SAS-571.

3.4.3 La mesure de diagrammes de rayonnement

La mesure du diagramme de rayonnement est réalisée en chambre anéchoïque. Le dispositif est illustré sur la Fig. 3.18 . Deux positionneurs sont mis en œuvre. Le premier positionneur permet de modifier la polarisation de l'antenne de référence afin de pouvoir faire la mesure des deux polarisations croisées que sont la polarisation horizontale et la polarisation verticale.

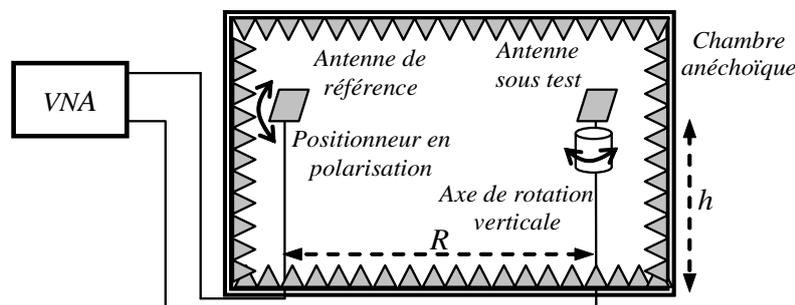


Fig. 3.18 Dispositif de mesure de diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque.

Le second positionneur permet de faire faire une rotation à l'antenne sous test afin de pouvoir mesurer la transmission entre les deux antennes pour différents angles d'incidence. Le gain de l'antenne sous test est obtenu à l'aide d'une phase de calibration mettant en œuvre une antenne de référence dont le gain est connu. La Fig. 3.19 montre la mesure en

polarisation horizontale du diagramme de rayonnement d'une antenne ULB.



Fig. 3.19 Mesure de diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque.

3.5 Quelques exemples de réalisations d'antennes 50 ohms

Afin d'illustrer ce chapitre, nous présentons ici de manière non exhaustive quelques exemples d'antennes adaptées à 50 ohms que nous avons réalisées et qui pourraient être mises en œuvre dans une application de radio-identification. Nous présentons trois antennes à bande étroite et une antenne à bande large.

3.5.1 La réalisation d'antennes à bande étroite

Nous avons réalisé l'étude de trois antennes à bande étroite qui peuvent être utilisées pour les lecteurs RFID UHF. La première est une antenne de type biquad à polarisation linéaire. La seconde est une antenne à polarisation circulaire constituée de deux antennes biquad duales. La troisième est une antenne miniaturisée à polarisation linéaire de type patch. Elle serait parfaitement intégrable dans un lecteur RFID UHF portable.

3.5.1.1 L'antenne biquad

Cette antenne a été réalisée sur un substrat de type FR4. Elle est montée sur un plan réflecteur à l'aide d'entretoise. Son alimentation est réalisée par un câble coaxial. Elle est facilement réalisable et faible coût. La forme de l'antenne a été optimisée sous le logiciel CST Microwave Studio afin d'élargir la bande passante et ainsi couvrir l'ensemble de la bande RFID UHF. Sa réalisation est représentée sur la Fig. 3.20. Cette antenne a un gain de l'ordre de 9 dBi avec un rayonnement directif et une ouverture de 60° dans son plan E et son plan H.



Fig. 3.20 Réalisation de l'antenne Biquad pour lecteur RFID.

La mise en réseau de cette antenne permet d'obtenir un gain plus important. Cependant l'angle d'ouverture, et donc la zone de lecture de tag RFID s'en trouve réduite. Cette antenne peut parfaitement être mise en oeuvre dans un système RFID.

3.5.1.2 L'antenne biquad à polarisation circulaire

A partir de la première antenne biquad, nous avons réalisé une seconde antenne ayant une polarisation circulaire. La polarisation circulaire de l'antenne d'un lecteur RFID minimise le facteur de perte de polarisation. La structure de cette antenne est représentée sur la Fig. 3.21. Elle est constituée de deux antennes biquads duales (positionnées orthogonalement). La polarisation circulaire est obtenue en alimentant les antennes avec un déphasage de 90° . En pratique nous avons mis en oeuvre un coupleur hybride 90° permettant de diviser de façon égale la puissance avec une différence de phase de 90° entre les deux antennes.

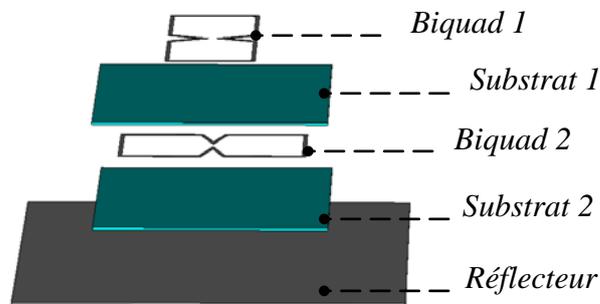


Fig. 3.21 Structure de l'antenne.

La géométrie de l'antenne est représentée sur les Fig. 3.22 et Fig. 3.23.

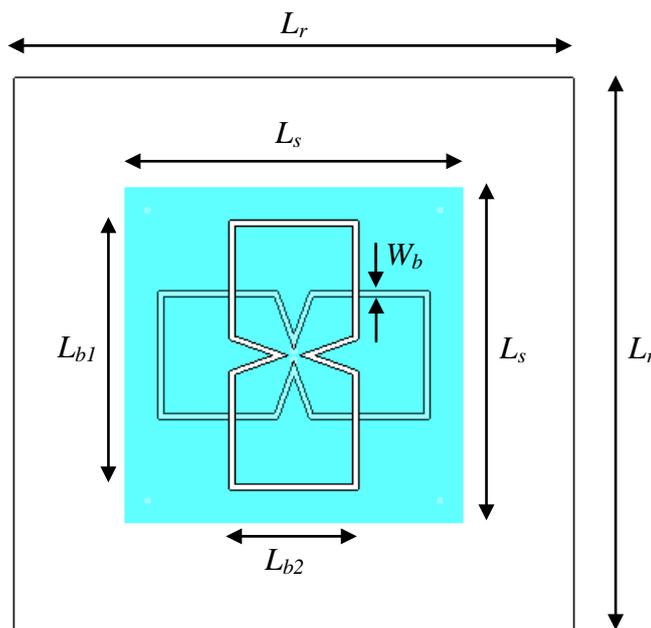


Fig. 3.22 Géométrie de l'antenne, vue de face.

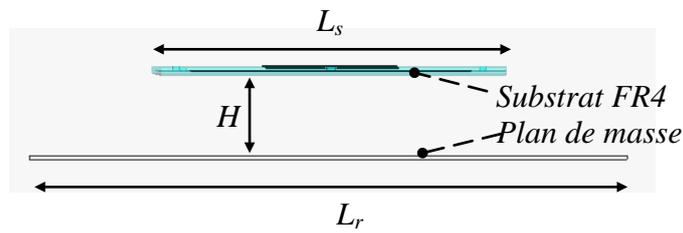


Fig. 3.23 Géométrie de l'antenne, vue de côté.

Les paramètres de cette antenne sont reportés dans le Tabl. 3.5.

Tabl. 3.5 Paramètres de l'antenne.

Variable (mm)	L_r	L_s	L_{b1}	L_{b2}	W_b	H
	250	150	120	57	2,4	80

L'antenne réalisée est illustrée sur la Fig. 3.24. On peut deviner sa structure par transparence. Les antennes de type biquad ont été réalisées sur substrat FR4. Leur géométrie permet de minimiser leur couplage.

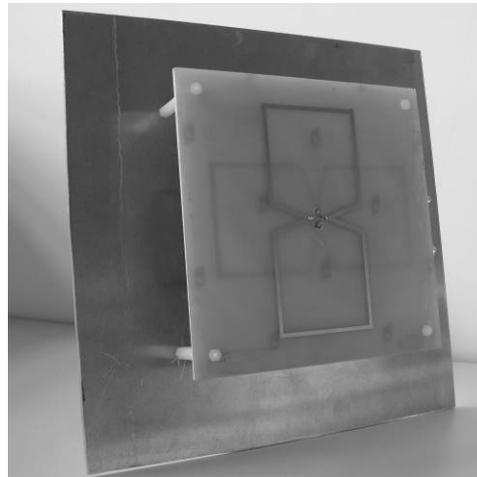


Fig. 3.24 Réalisation de l'antenne.

Cette antenne a également été réalisée sur le logiciel CST Microwave Studio. Elle permet d'obtenir une bonne polarisation circulaire sur l'ensemble de la bande RFID UHF. Son rayonnement est directif avec un gain de l'ordre de 9 dBi et une ouverture dans les deux plans de l'ordre de 60°.

3.5.1.3 L'antenne patch miniaturisée

Enfin la dernière antenne à bande étroite que nous avons réalisée est une antenne miniaturisée de type patch rectangulaire. Nous avons utilisé un substrat bas coût de type FR4 d'épaisseur $h = 1,6$ mm qui a une permittivité de $\epsilon_r = 4,4$ et un coefficient de tangente de perte $\tan\delta = 0,02$. La fente et les deux encoches permettent de prolonger les lignes de courant (représentées sur la Fig. 3.25) et donc de diminuer la taille de l'antenne.

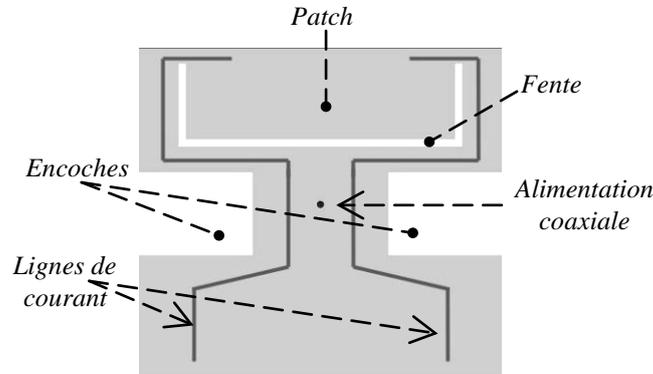


Fig. 3.25 Structure de l'antenne patch miniaturisée [3.5].

La simulation ainsi que l'optimisation de cette antenne ont été réalisées sous Ansoft Designer Version 3 en utilisant le module de simulation électromagnétique planaire mettant en œuvre la méthode des moments. Le patch rectangulaire a tout d'abord été dimensionné en considérant la méthode décrite dans [3.1] avant l'insertion de la fente et des deux encoches. La largeur W et la longueur L d'une antenne patch rectangulaire sont respectivement données par (3.48) et (3.49). L'adaptation de l'antenne a été réalisée en déplaçant le point d'alimentation comme indiqué dans [3.1].

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.48)$$

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{1}{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3.49)$$

Avec

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (3.50)$$

et

$$\Delta L = 0,412h \frac{\epsilon_r + 0,3}{\epsilon_r + 0,258} \frac{\frac{W}{h} + 0,264}{\frac{W}{h} + 0,8} \quad (3.51)$$

La géométrie est représentée sur la Fig. 3.26.

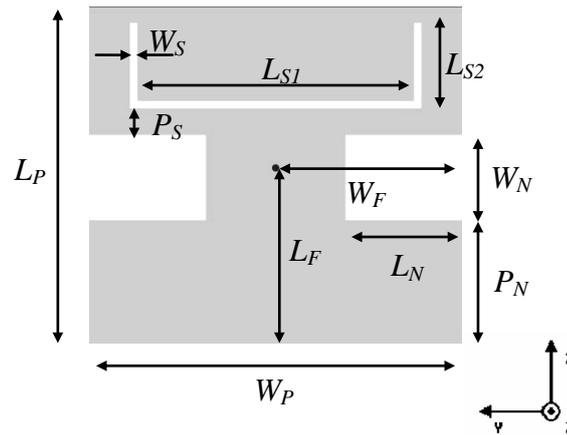


Fig. 3.26 Géométrie de l'antenne patch miniaturisée [3.5].

Les paramètres de cette antenne sont reportés dans le Tabl. 3.6.

Tabl. 3.6 Paramètres de l'antenne patch miniaturisée.

Variable	L_P	W_P	L_F	W_F	W_N	P_N	L_N	L_{S1}	L_{S2}	P_S	W_S
(mm)	35	38	19	19	8	13	12	28	8	13	1

L'antenne réalisée est représentée sur la Fig. 3.27.

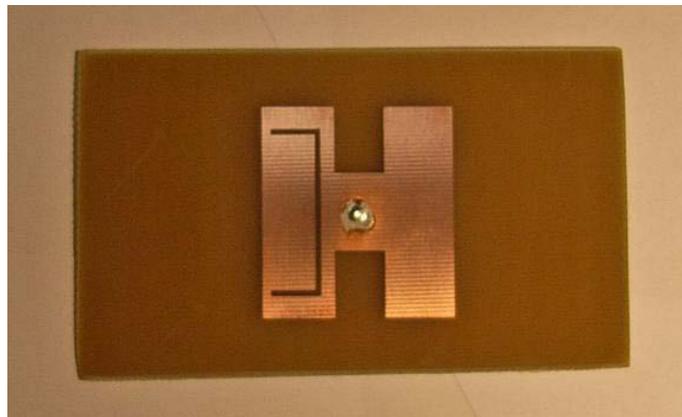


Fig. 3.27 Réalisation de l'antenne patch miniaturisée [3.5].

La Fig. 3.28 présente le coefficient d'adaptation de l'antenne obtenu en simulation et en mesure. On observe un décalage en fréquence entre la mesure et la simulation de 60 MHz. L'antenne possède une bande passante faible de 12 MHz (1,3%). L'augmentation de la fréquence de résonance de l'antenne réalisée s'explique par l'incertitude des paramètres du substrat ainsi que par l'utilisation de la méthode des moments considérant un plan de masse infini. Elle peut être également due à l'incertitude sur le placement de la source coaxiale et à son effet inductif.

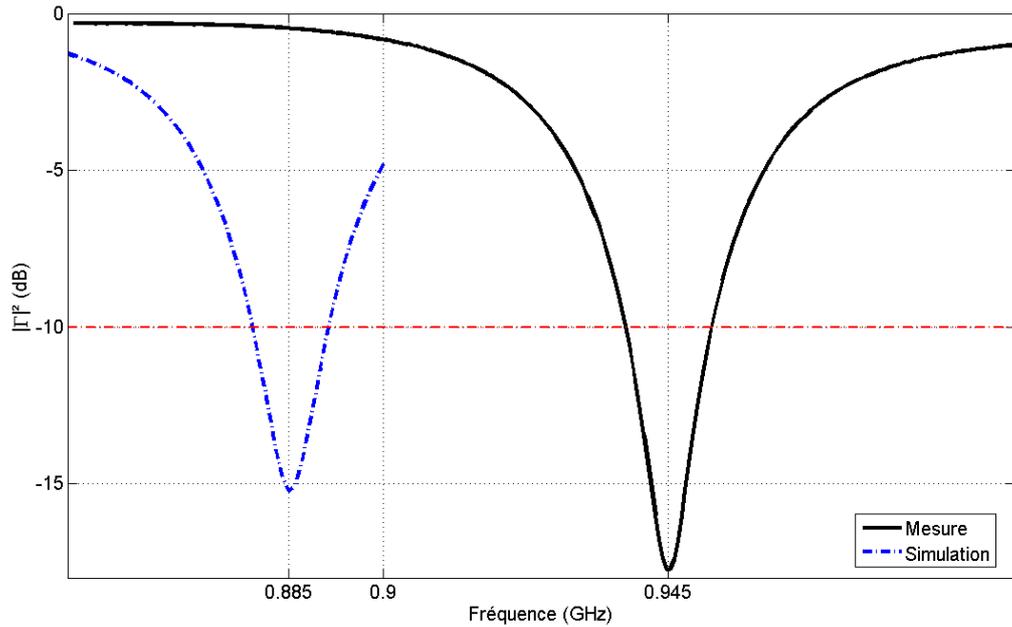


Fig. 3.28 Pertes d'insertion mesurées et simulées [3.5].

La taille de cette antenne a néanmoins été diminuée de 30% par rapport à un patch traditionnel.

3.5.2 La réalisation d'une antenne ultra large bande

[3.6] et [3.7] ont étudié une antenne de type ULB réalisant par une modulation de sa section radar, la communication descendante avec un lecteur. Nous présentons ici l'étude d'une antenne ULB que nous avons réalisée et qui pourrait être mise en œuvre dans un système RFID, au niveau d'un lecteur ou d'un tag.

La communication ULB est étalée sur un spectre allant de 3,1 à 10,6 GHz. Cette bande de fréquence inclut la deuxième fréquence WiFi (autour 5,6 GHz). Pour éviter cette bande de fréquence, nous avons étudié une antenne adaptée pour la technologie ULB impulsionnelle qui permet de rejeter cette bande. La conception de cette antenne est basée sur la technique de codesign « antenne-filtre ». Cette antenne est présentée dans [3.8]. Elle a été conçue et optimisée sous le logiciel CST Microwave Studio.

L'antenne que nous avons réalisée est inspirée de [3.9]. Sa structure et sa géométrie sont présentées sur la Fig. 3.29. L'antenne est réalisée sur un substrat de type FR4. Elle est alimentée par une ligne microstrip. Cette antenne est de type monopôle. Le plan de masse de ce monopôle est réalisé par le plan de masse planaire de la ligne d'alimentation.

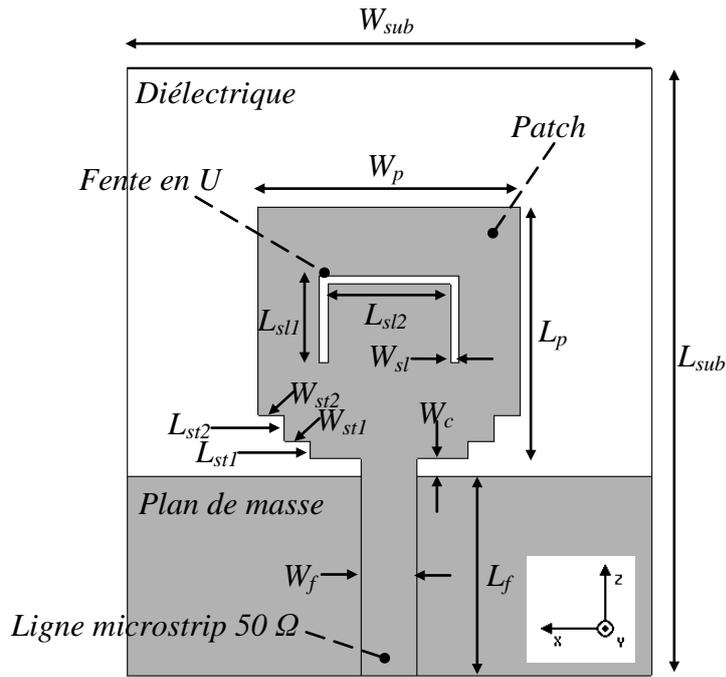


Fig. 3.29 Géométrie de l'antenne ULB.

Les paramètres de l'antenne sont donnés dans le Tabl. 3.7.

Tabl. 3.7 Paramètres de l'antenne ULB.

Variable	L_{sub}	W_{sub}	W_p	L_p	L_f	W_f	W_c	L_{sl1}	W_{st1}	L_{sl2}	W_{st2}	L_{sl1}	L_{sl2}	W_{sl}
(mm)	35	30	15	14,5	12,5	3,2	1	1	1,5	1,5	1,5	5	1,5	0,5

L'adaptation du monopôle à la ligne microstrip 50 Ω sur l'ensemble de la bande ULB est réalisée grâce aux encoches présentes sur la partie inférieure du monopôle. L'effet de ces marches est mis en évidence sur la Fig. 3.30.

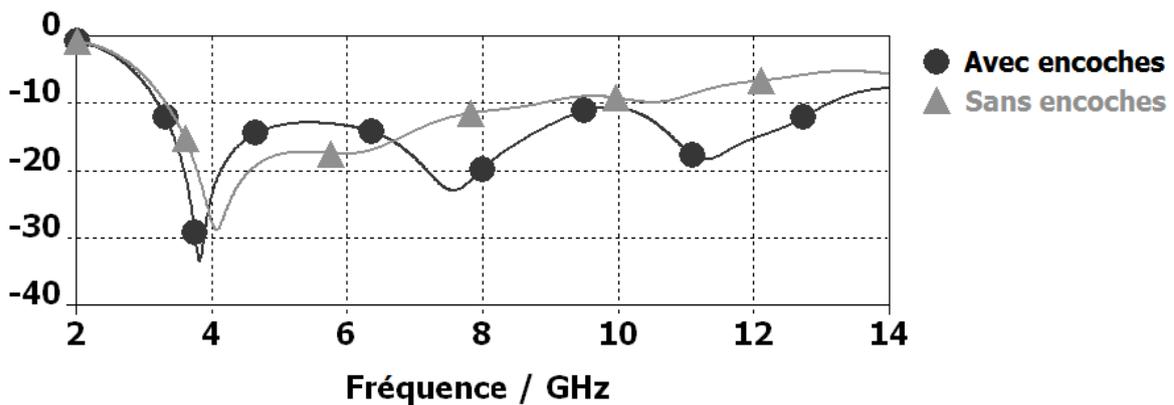


Fig. 3.30 Coefficients de réflexions simulés avec et sans marches [3.8].

L'adaptation de l'antenne est également réalisée grâce à l'écart entre le plan de masse et le monopôle contrôlé par le paramètre W_c . Cet effet est mis en évidence sur la Fig. 3.31 et la Fig. 3.32.

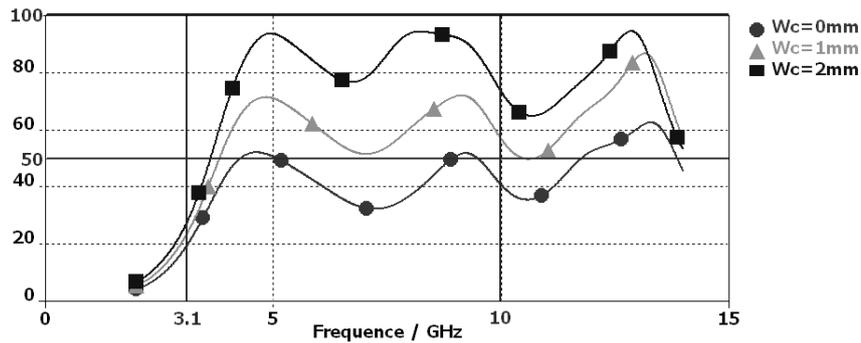


Fig. 3.31 Parties réelles de l'impédance d'entrée en fonction de W_c [3.8].

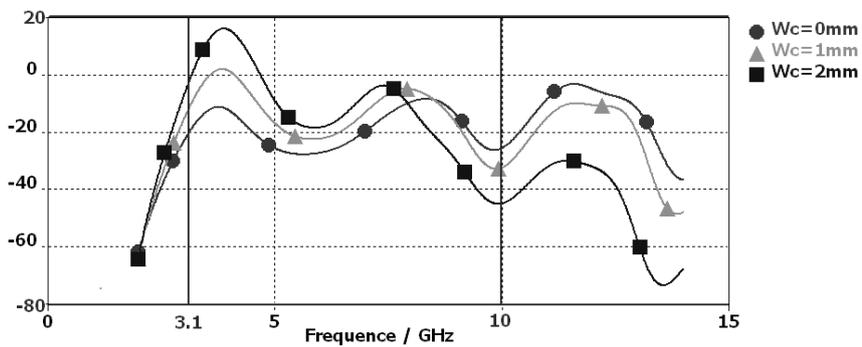


Fig. 3.32 Parties imaginaires de l'impédance d'entrée en fonction de W_c [3.8].

Après avoir étudié le monopôle et son adaptation, nous nous sommes intéressés à la réjection de la bande Wifi autour de 5,6 GHz. La réjection de cette bande a été réalisée par l'adjonction sur le patch d'une fente en « U » permettant de désadapter l'antenne sur la bande de réjection désirée. L'effet de cette fente à la fréquence de 5,5 GHz est représenté sur la Fig. 3.33.

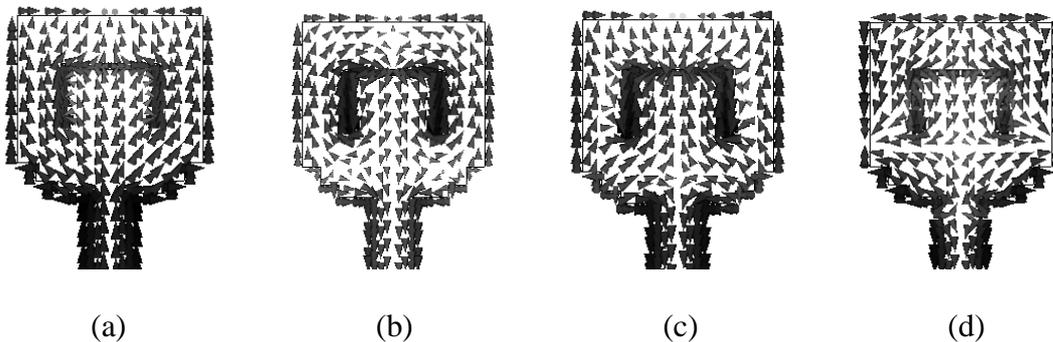


Fig. 3.33 Courants de surface [3.8]. (a) 3 GHz. (b) 5,5 GHz. (c) 7 GHz. (d) 10 GHz.

La réalisation de cette antenne est représentée sur la Fig. 3.34.

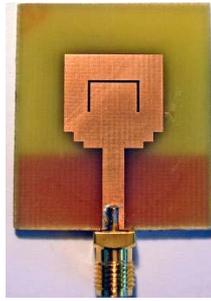


Fig. 3.34 Réalisation de l'antenne ULB.

Les pertes d'insertion obtenues en simulation et par la mesure sont représentées sur la figure Fig. 3.35. On voit sur cette figure une bonne concordance entre la simulation et la mesure. On peut également voir la réjection de la bande Wifi.

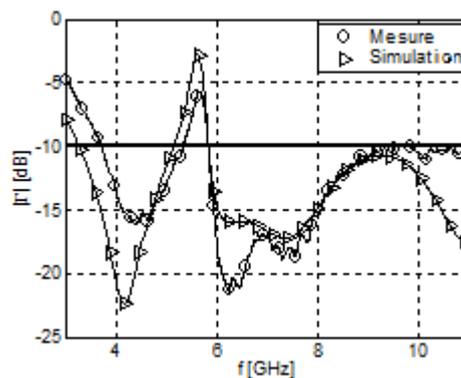


Fig. 3.35 Pertes d'insertion mesurées et simulées [3.8].

Le gain absolu maximum réalisé (prenant en compte les pertes d'insertion) de l'antenne obtenu en simulation en fonction de la fréquence pour l'antenne avec et sans le filtre est représenté sur la (3.34).

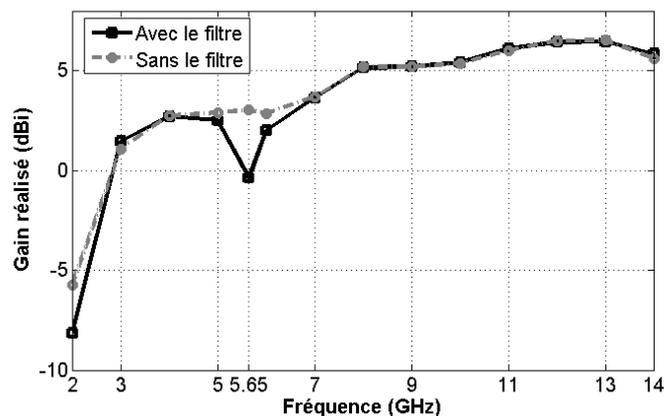


Fig. 3.36 Gain absolu maximum de l'antenne simulé en fonction de la fréquence avec et sans le filtre [3.8].

Les diagrammes de rayonnement absolus mesurés et simulés de cette antenne à 4 GHz, 7 GHz, et 10 GHz sont représentés sur la Fig. 3.37. On voit sur ces figures que le gain dépend fortement de la fréquence et de la direction. Les mesures et les simulations concordent bien.

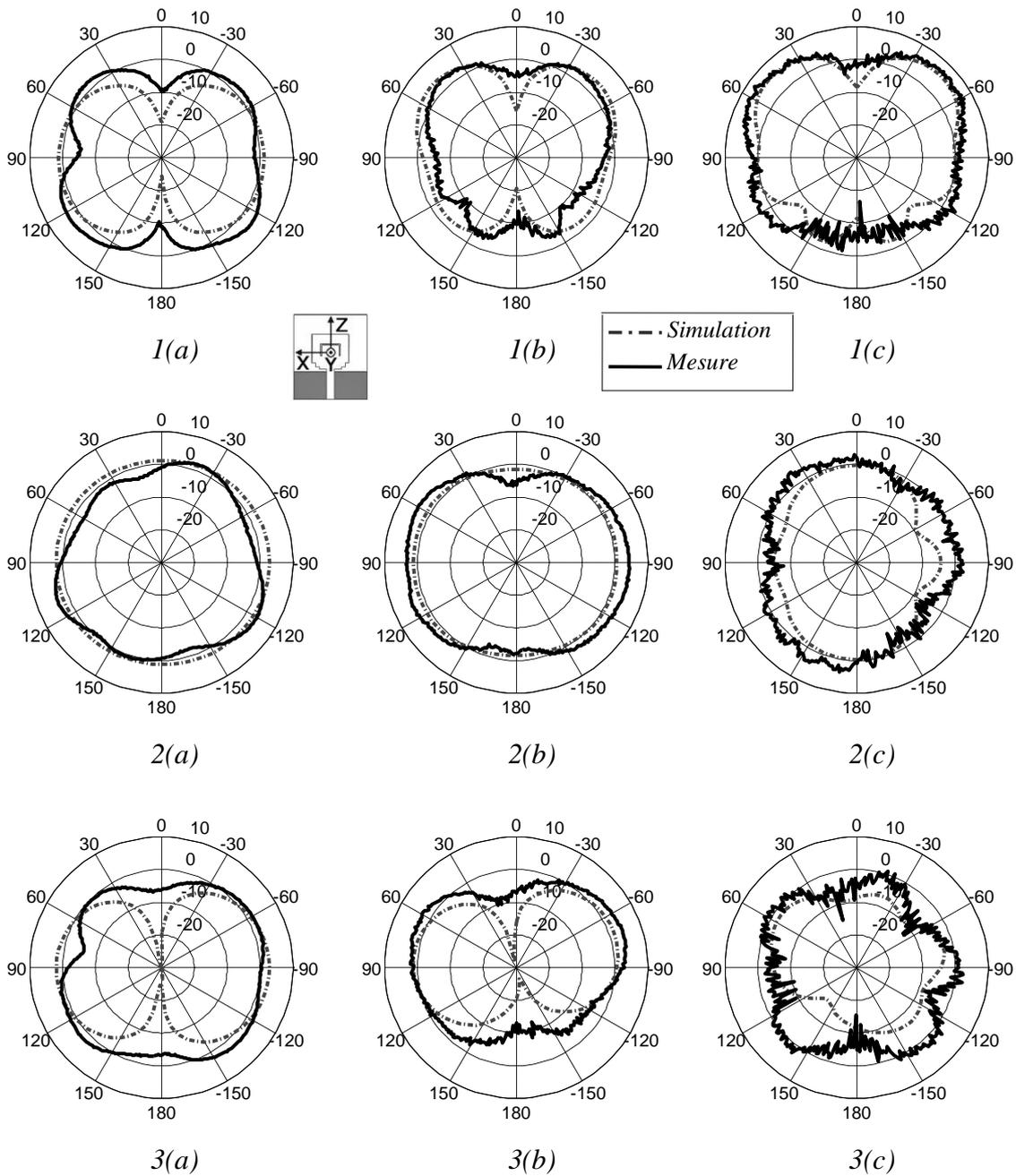


Fig. 3.37 Diagrammes de rayonnement absolus de l'antenne mesurés et simulés [3.8]. 1 plan xz. 2 plan xy. 3 plan yz. (a) 4 GHz. (b) 7 GHz. (c) 10 GHz.

Nous nous sommes intéressés à la modélisation de cette antenne ULB. Nos études nous ont conduits à proposer une méthodologie de modélisation complète et réaliste des antennes ULB qui est présentée dans [3.10], [3.11] et [3.12].

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé les principaux paramètres fondamentaux des antennes. Nous avons présenté plusieurs notions très importantes pour la RFID UHF passives, notamment les notions de section radar et de modulation de section radar. Nous avons également abordé les mesures de coefficient de réflexion d'une antenne, de son gain et de son diagramme de rayonnement. Finalement, nous avons illustré ce chapitre en montrant quelques antennes à bande étroite pouvant être dédiées aux lecteurs RFID UHF et une antenne à bande large qui pourrait être mise en œuvre dans un système RFID ULB.

Bibliographie – Chapitre 3.

- [3.1] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", John Wiley & Sons, second edition, 1997.
- [3.2] IEEE, "Standard Definitions of Terms for Antennas", IEEE Std. 145-1993, March 1993.
- [3.3] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", John Wiley & Sons, second edition, 1998.
- [3.4] R.B. Green, "The General Theory of Antenna Scattering", OSU Report 1223-17, 11/30/63.
- [3.5] T.N.H. Doan, A. Ghiotto, L. Guilloton, T.P. Vuong, Pham Thi, Castelli, "Conception et Réalisation d'une Antenne pour un Lecteur RFID-PDA", OHD2007, Valence, France, September 2007.
- [3.6] S. Hu, C. L. Law, W. Dou, "Measurements of UWB Antennas Backscattering Characteristics for RFID Systems", ICUWB 2007. IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Singapore, 24-26 September 2007.
- [3.7] S. Hu, C. L. Law, W. Dou, "A Balloon-Shaped Monopole Antenna for Passive UWB-RFID Tag Applications", Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, Accepted for future publication.
- [3.8] T.P. Vuong, A. Ghiotto, Y. Duroc, S. Tedjini, "Design and Characteristics of a Small U-Slotted Planar Antenna for IR-UWB", Wiley, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, Issue 7, pp. 1727-1731, July 2007.
- [3.9] S.H. Choi, J.K. Park, S.K. Kim, J.Y. Park, "A New Ultra-WideBand Antenna For UWB Applications", Microwave And Optical Technology Letters, Wiley, Vol. 40, No 5, Mar. 5 2004.
- [3.10] Y. Duroc, A. Ghiotto, T.P. Vuong, S. Tedjini, "UWB Antennas: Systems with Transfer Function and Impulse Response", IEEE, Communication in Transactions on Antennas Propagation, Vol. 55, Issue 5, pp. 1449-1451, May 2007.
- [3.11] Y. Duroc, A. Ghiotto, T.P. Vuong, S. Tedjini, "On the Modeling of Ultra-Wideband antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, Issue 11, Pages 3103 - 3105, November 2007.
- [3.12] Y. Duroc, A. Ghiotto, T.P. Vuong, S. Tedjini, "On the Characterization of UWB Antennas", Wiley, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Accepted.

Chapitre 4

La conception d'antennes de tags RFID UHF passifs

La conception d'antennes de tags RFID UHF passifs

4.1 Présentation du chapitre

Ce nouveau chapitre, va se consacrer à la conception d'antennes de tags RFID UHF passifs que l'on qualifie de « non conventionnelles » par les principes physiques originaux mis en œuvre. La conception de ces antennes est différente de la conception des antennes conventionnelles car l'application est fondamentalement différente ; l'antenne en plus de permettre la transmission des données par rétro-réflexion joue un rôle prédominant dans l'alimentation en énergie de la puce RFID. Du fait de leur non conformité, la conception de ce type d'antennes demande une méthodologie un peu particulière. Dans un premier temps, nous présenterons la méthodologie de conception que nous avons adoptée. Dans un second temps, nous développerons chaque étape de cette méthodologie.

Sommaire – Chapitre 4.

4.1	Présentation du chapitre.....	112
4.2	La méthodologie de conception d'antennes de tags RFID UHF passifs	116
4.3	L'identification des propriétés de l'antenne en fonction de l'application	117
4.4	La caractérisation des puces RFID UHF passives.....	118
4.4.1	La mesure de l'impédance d'une puce RFID	118
4.4.1.1	La mesure de l'impédance des puces RFID par une calibration SOL.....	118
4.4.1.2	Mesure de l'impédance des puces RFID par une calibration LRL.....	122
4.4.1.3	Conclusion sur la mesure de l'impédance d'une puce RFID	125
4.4.2	Le modèle circuit des puces RFID UHF passives	125
4.5	Les principaux types d'antennes de tags RFID UHF passifs	127
4.5.1	Les antennes IFA	128
4.5.2	Les antennes patchs	128
4.5.3	Les antennes dipôles	129
4.5.4	Les antennes à fentes	129
4.6	L'adaptation d'impédance des antennes de tags RFID UHF passifs.....	129
4.6.1.1	Adaptation d'impédance par les propriétés intrinsèques d'une antenne ...	130
4.6.1.2	Adaptation d'impédance d'une antenne patch à alimentation symétrique	132
4.6.1.3	Adaptation d'une antenne dipôle par une inductance série	135
4.6.1.4	Adaptation d'une antenne par une inductance parallèle.....	138
4.6.1.5	Adaptation d'impédance par couplage	140
4.6.1.6	Conclusions	143
4.7	La simulation des antennes de tags RFID UHF passifs	143
4.8	La caractérisation des antennes et des tags RFID UHF passifs.....	144
4.8.1	La mesure de l'impédance des antennes de tags RFID UHF passifs	144
4.8.1.1	La mesure d'impédance à l'aide d'un balun.....	145
4.8.1.2	La mesure d'impédance sur un plan conducteur	148
4.8.1.3	Les résultats de mesure.....	150
4.8.2	La mesure de la distance de lecture	150
4.8.3	La mesure de la section radar des tags RFID UHF passifs	152
4.8.4	Conclusion.....	156
4.9	Conclusion.....	156
	Bibliographie – Chapitre 4.	157

Table des illustrations – Chapitre 4.

Fig. 4.1	Méthodologie de conception d'antennes de tags RFID UHF passifs.....	116
Fig. 4.2	Kit de calibration SOL. (a) Circuit ouvert. (b) Court-circuit. (c) Charge CMS 50Ω	119
Fig. 4.3	Circuit de mesure de la puce XRAG2 en packaging strap.....	119
Fig. 4.4	Diagramme de Smith de la mesure d'impédance par une calibration SOL pour une puissance d'entrée de -10 dBm.....	120
Fig. 4.5	Mesure de l'impédance de la puce XRAG2 en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de -10 dBm.....	120
Fig. 4.6	Mesure de l'impédance de la résistance CMS de 27Ω en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de -10 dBm.....	120
Fig. 4.7	Mesure de l'impédance de la puce XRAG2 en fonction de la puissance d'entrée à 868 MHz.....	121
Fig. 4.8	Mesure de l'impédance de la puce XRAG2 en fonction de la puissance d'entrée à 915 MHz.....	121
Fig. 4.9	Kit de calibration LRL. (a) Ligne de transmission 1. (b) Réflexion. (c) Ligne de transmission 2.....	122
Fig. 4.10	Circuit de mesure d'impédance. (a) Strap XRAG2. (b) Résistance CMS de 27Ω	123
Fig. 4.11	Mesure de l'impédance du strap XRAG2 par la méthode de calibration LRL.....	123
Fig. 4.12	Schéma de mesure d'impédance par la méthode de calibration LRL.....	123
Fig. 4.13	Mesure de l'impédance de la puce XRAG2 par la méthode de calibration LRL en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de -10 dBm.....	124
Fig. 4.14	Mesure de l'impédance d'une résistance CMS de 27Ω par la méthode de calibration LRL en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de -10 dBm.....	124
Fig. 4.15	Modèle équivalent de l'impédance d'entrée des puces RFID UHF passives. (a) Circuit parallèle. (b) Circuit série.....	126
Fig. 4.16	Partie réelle de l'impédance mesurée du strap XRAG2, de son modèle série et de son modèle parallèle à 915 MHz.....	127
Fig. 4.17	Partie imaginaire de l'impédance mesurée du strap XRAG2, de son modèle série et de son modèle parallèle à 915 MHz.....	127
Fig. 4.22	Variation du coefficient de transfert de puissance en fonction de l'impédance de l'antenne. (a) Pour la puce EM4222. (b) Pour la puce XRAG2 en packaging die.....	130
Fig. 4.23	Géométrie de l'antenne spirale.....	130
Fig. 4.24	Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne spirale obtenues en simulation.....	131
Fig. 4.25	Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne spirale. ..	132
Fig. 4.26	Réalisation de l'antenne spirale.....	132
Fig. 4.27	Illustration de l'excitation du mode TM_{010} d'un patch par une alimentation asymétrique et une alimentation symétrique.....	133
Fig. 4.28	Modèle de ligne de transmission d'une antenne patch alimentée par deux ports symétriques P_1 et P_2	133
Fig. 4.29	Circuit d'adaptation d'une antenne patch alimentée par deux ports P_1 et P_2 .	135
Fig. 4.30	Modèle circuit d'un tag RFID constitué d'une antenne dipôle adaptée par une inductance série.....	136
Fig. 4.31	Géométrie de l'antenne dipôle adaptée par une inductance série.....	136

Fig. 4.32	Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne dipôle adaptée à 868 MHz par une inductance série obtenue en simulation.	137
Fig. 4.33	Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne dipôle adaptée à 868 MHz par une inductance série.	137
Fig. 4.34	Réalisation de l'antenne dipôle adaptée par méandre.....	138
Fig. 4.35	Modèle circuit d'un tag RFID constitué d'une antenne dipôle adaptée par une inductance parallèle.	138
Fig. 4.36	Géométrie de l'antenne dipôle adaptée par une inductance parallèle.....	138
Fig. 4.37	Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne dipôle adaptée à 868 MHz par une inductance parallèle obtenue en simulation.....	139
Fig. 4.38	Réalisation de l'antenne dipôle adaptée par courts circuits inductifs.....	139
Fig. 4.39	Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne dipôle adaptée par courts circuits inductifs.	140
Fig. 4.40	Modèle circuit d'un tag RFID constitué d'une antenne dipôle couplée à une boucle inductive.....	140
Fig. 4.41	Géométrie de l'antenne alimentée par couplage. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous.....	141
Fig. 4.42	Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne adaptée à 868 MHz... ..	142
Fig. 4.43	Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle alimentée par couplage.	142
Fig. 4.44	Réalisation de l'antenne dipôle alimentée par couplage. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous.	143
Fig. 4.45	Représentation sous CST Microwave Studio de la puce RFID.....	143
Fig. 4.46	Modèle série équivalent de l'impédance d'entrée des puces RFID UHF utilisé dans la simulation électromagnétique des antennes. (a) Modèle électrique. (b) Modèle CST Microwave Studio.	144
Fig. 4.47	Illustration de la problématique du passage d'un mode asymétrique en un mode symétrique.....	145
Fig. 4.48	Géométrie du balun profilé.....	145
Fig. 4.49	Circuit équivalent de la mesure d'impédance avec un balun.	146
Fig. 4.50	Impédance d'entrée et pertes d'insertion mesurées de l'antenne dipôle adaptée à 915 MHz par une inductance série obtenues en simulation et en mesure ...	147
Fig. 4.51	Abaque de Smith de l'antenne dipôle adaptée à 915 MHz par une inductance série mesuré. (a) Normalisé par rapport à Z_0 . (b) Normalisé par rapport à Z_c	147
Fig. 4.52	Dispositif de mesure d'impédance sur un plan conducteur.....	148
Fig. 4.53	Impédance d'entrée et pertes d'insertion mesurée de l'antenne dipôle adaptée à 915 MHz par une inductance série obtenue en simulation et mesurée à l'aide d'un plan conducteur.	149
Fig. 4.54	Abaque de Smith de l'antenne dipôle adaptée à 915 MHz par une inductance série mesurée à l'aide d'un plan conducteur. (a) Normalisé par rapport à Z_0 . (b) Normalisé par rapport à Z_c	149
Fig. 4.55	Dispositif de mesure de la distance de lecture.....	151
Fig. 4.56	Variation de la section radar en fonction de l'impédance de l'antenne. (a) Pour la puce EM4222. (b) Pour la puce XRAG2 en packaging die.....	153
Fig. 4.57	Variation de la section radar en fonction de l'impédance de la puce. (a) Pour la puce EM4222. (b) Pour la puce XRAG2 en packaging die.....	153
Fig. 4.58	Dispositifs de mesure de la section radar.	153
Fig. 4.59	Mesure de la section radar en chambre anéchoïque.	155
Fig. 4.60	Section radar mesurée et simulée (a) d'un dipôle et (b) du tag constitué de l'antenne dipôle adaptée par inductance série à 915 MHz.	155

4.2 La méthodologie de conception d'antennes de tags RFID UHF passifs

Dans une perspective d'industrialisation, la conception d'antenne de tag RFID UHF passif demande de mettre en œuvre une méthodologie de développement qui passe par plusieurs étapes. La méthodologie de développement que nous proposons est présentée sur la Fig. 4.1.

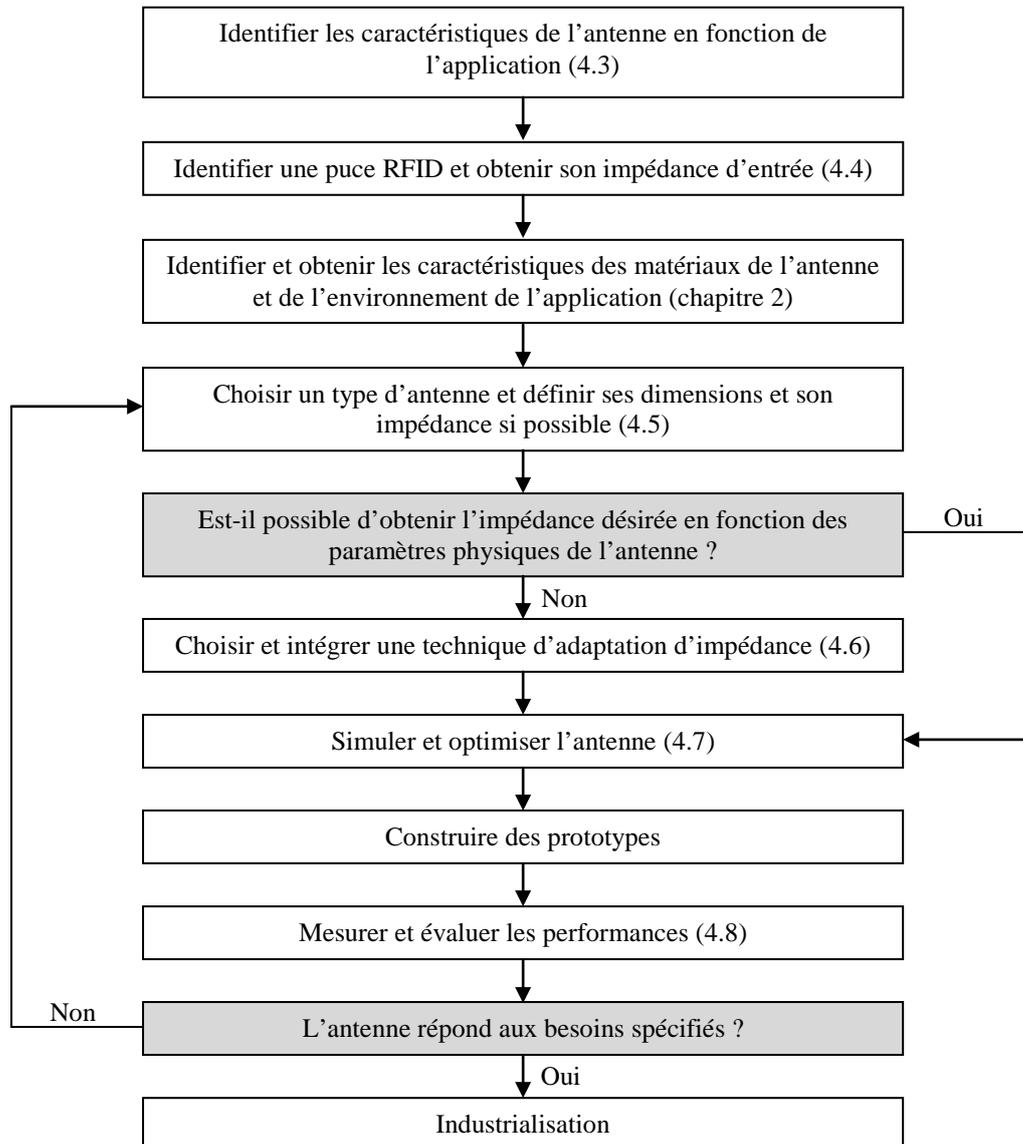


Fig. 4.1 Méthodologie de conception d'antennes de tags RFID UHF passifs.

La conception de ces antennes nécessite dans un premier temps de déterminer les propriétés de l'antenne du tag en fonction de l'application visée. Nous présenterons les différents critères à prendre en compte dans la section 4.3. Ensuite, il faut déterminer la puce RFID qui convient avec le packaging approprié à la technologie de fabrication et déterminer l'impédance d'entrée optimale de l'antenne. Nous présenterons cela dans la section 4.4. Par la suite, il est nécessaire de déterminer les propriétés des matériaux constituant l'antenne mais également ceux compris dans l'environnement de l'application

et situés dans le champ proche de l'antenne du tag. Nous avons présenté cette partie dans le chapitre 2. Il convient aussi de sélectionner un type d'antennes susceptible de répondre aux besoins de l'application et réalisable par la technologie de fabrication sélectionnée. Nous présentons les principaux types d'antennes mis en œuvre dans la RFID UHF passives avec leurs caractéristiques principales dans la section 4.5. Ensuite, il faut déterminer en fonction de ses caractéristiques si l'antenne peut permettre par une modification de ses paramètres physiques d'avoir l'impédance d'entrée désirée. Si ce n'est pas le cas, il faut mettre en œuvre une technique permettant de réaliser son adaptation d'impédance. Nous présenterons différentes techniques que nous avons développées dans la section 4.6. Il convient ensuite de réaliser la simulation et l'optimisation de l'antenne du tag RFID. Nous introduirons notre méthodologie de simulation dans la section 4.7. Enfin, il faut réaliser le test des performances de l'antenne obtenue. Nous présenterons cette partie dans la section 4.8.

4.3 L'identification des propriétés de l'antenne en fonction de l'application

Avant de commencer la conception d'une antenne RFID UHF, il est nécessaire de spécifier les caractéristiques que doit avoir l'antenne en fonction de l'application :

- Sa bande de fréquence opérationnelle : en fonction du pays ou de la région géographique, la bande de fréquence de fonctionnement du tag va être différente. Le chapitre 1 présente les bandes de fréquences allouées. Il peut être possible de vouloir réaliser des tags RFID pouvant fonctionner sur plusieurs bandes de fréquence à la fois.
- Ses dimensions : l'antenne RFID par ses dimensions va déterminer la taille du tag RFID. En fonction de l'application, il faudra que l'antenne respecte certaines dimensions. Par exemple le tag devra avoir la dimension d'un bouchon ou d'une étiquette.
- Son coût : le coût maximal d'un tag RFID va déterminer la puce RFID qui peut être utilisée en même temps que le type de matériaux qui constituera l'antenne et son procédé de fabrication.
- Sa distance de lecture : la distance de lecture va dépendre des régulations mais également du type d'antennes utilisées. Des antennes plus petites et moins efficaces présenteront une surface radar plus petite limitant la distance de lecture.
- Son rayonnement : il est important de définir si le tag aura ou non une orientation privilégiée durant la lecture. Dans quel cas on pourra utiliser une antenne directive. Sinon, il faudra considérer une antenne ayant un rayonnement omnidirectionnel, voir des antennes duales.
- L'objet à identifier : Il est important de connaître la nature de l'objet à identifier. Il peut s'agir par exemple de métal, ou de carton ayant un certain contenu. Il faudra alors adapter l'antenne en fonction de cet objet.
- Ses conditions opérationnelles : dans une phase opérationnelle, le tag RFID peut être soumis à des stress mécaniques, à des températures extrêmes ou à des substances chimiques qui demanderont l'utilisation d'un packaging ou de matériaux particuliers.

4.4 La caractérisation des puces RFID UHF passives

4.4.1 La mesure de l'impédance d'une puce RFID

Pour faire la conception des antennes RFID, il faut connaître tout d'abord la valeur de l'impédance qui est présentée à l'entrée de l'antenne. Comme nous l'avons vu préalablement, l'antenne RFID doit avoir une valeur d'impédance égale au conjugué de l'impédance qui lui est présentée afin que se produise le maximum de transfert d'énergie pour alimenter la puce RFID.

Nous avons vu qu'il existe de nombreux types de packaging et de techniques permettant de réaliser la fixation de la puce RFID à son antenne. Il est possible de mesurer l'impédance des puces en packaging die par l'utilisation d'une mesure sous pointes. Mais il faut tenir compte de l'impédance parasite apportée par le packaging et par la technique de fixation. L'impédance série apportée par un procédé flip-chip avec un ACP varie de 0,25 à 3 Ω et dépend pour beaucoup de la température de recuit [4.1]. Au vue de la faible impédance d'entrée présentée par la puce RFID, ces valeurs ne sont pas négligeables. Dans ce sous chapitre, nous introduisons les différentes techniques que nous avons mise en place dans le but de caractériser cette impédance d'entrée.

Dans nos travaux, deux différents types de puces ont été mises en œuvre. La puce EM4222 en packaging SOT23 et la puce XRAG2 en packaging strap.

En ce qui concerne la puce EM4222, nous disposons de l'impédance d'entrée fournie par le fabricant et figurant dans le Tabl. 4.1 [4.1].

Tabl. 4.1 Valeur d'impédance de la puce EM4222 en packaging SOT23.

Composant	Impédance à 868 MHz (Ω)	Impédance à 915 MHz (Ω)
EM4222 en SOT23	128 - j577	132 - j553

Nous disposons en ce qui concerne la puce XRAG2 d'une valeur correspondant à la mesure sous pointes sur wafer de l'impédance d'entrée ($Z_c = 20 - j255 \Omega$). Nous avons donc dû mettre en œuvre des méthodes afin de déterminer l'impédance d'entrée de cette puce dans son packaging strap.

Nous avons mis en œuvre deux techniques afin de réaliser la caractérisation de ces puces en utilisant un analyseur de réseau vectoriel. La première technique fait appel à une calibration de type SOL (Short, Open, Load). La seconde fait appel à une calibration de type LRL (Line - Reflection - Line). Nous allons présenter ces deux techniques.

4.4.1.1 La mesure de l'impédance des puces RFID par une calibration SOL

4.4.1.1.1 Présentation de la mesure d'impédance en utilisant une calibration SOL

Pour cette procédure de mesure, introduite dans [4.3] et [4.4], nous avons utilisé un analyseur de réseau vectoriel et des circuits réalisés sur substrat FR4. L'analyseur de réseau a été calibré en utilisant une calibration de type SOL faisant intervenir une charge

en court circuit, une charge ouverte, et une charge adaptée. Cependant la calibration n'a pas été faite en utilisant des charges standards calibrées. La calibration est obtenue avec des charges réalisées sur un circuit de test constitué de l'empreinte de la puce RFID avec l'entrée connectée à un connecteur de type SMA, et la sortie connectée au plan de masse par un via. Cela permet de placer la référence de mesure au niveau de la puce en faisant abstraction du déphasage et des pertes apportées par le connecteur et le circuit. La Fig. 4.2 montre les photos des charges utilisées pour la calibration de l'analyseur.

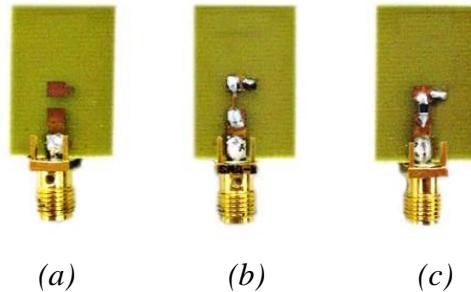


Fig. 4.2 Kit de calibration SOL. (a) Circuit ouvert. (b) Court-circuit. (c) Charge CMS 50 Ω .

La réalisation du circuit ouvert a été faite avec la carte sans aucune charge sur le circuit. Le court circuit a été réalisé par un fil conducteur. Et la charge normalisée de 50 Ω a été réalisé par une résistance CMS de 50 Ω .

La Fig. 4.3 montre le circuit de test utilisé pour mesurer l'impédance de la puce RFID XRAG2 en packaging strap. La puce a été fixée sur la carte à l'aide d'un film ACF.

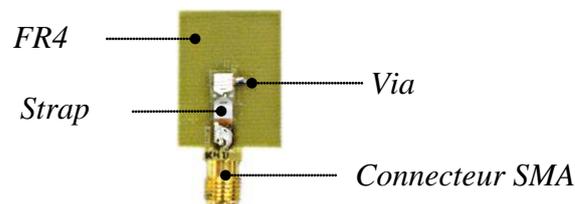


Fig. 4.3 Circuit de mesure de la puce XRAG2 en packaging strap.

A l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$, il est possible de mesurer le coefficient de réflexion S_{11} et de déterminer l'impédance d'entrée de la puce Z_c à partir de (4.1).

$$Z_c = -Z_0 \cdot \frac{S_{11} + 1}{S_{11} - 1} \quad (4.1)$$

4.4.1.1.2 Les résultats de mesure

Après avoir réalisé la calibration de l'analyseur de réseau HP 8720D en utilisant notre kit de calibration SOL, nous avons obtenu le diagramme de Smith de la Fig. 4.4. Nous voyons sur ce diagramme que l'impédance mesurée de la puce RFID se trouve dans la partie inférieure du diagramme de Smith correspondant à une charge de nature capacitive. Nous avons également réalisé la mesure de l'impédance d'une résistance CMS de $R = 22 \Omega$ dans le but de valider notre procédure.

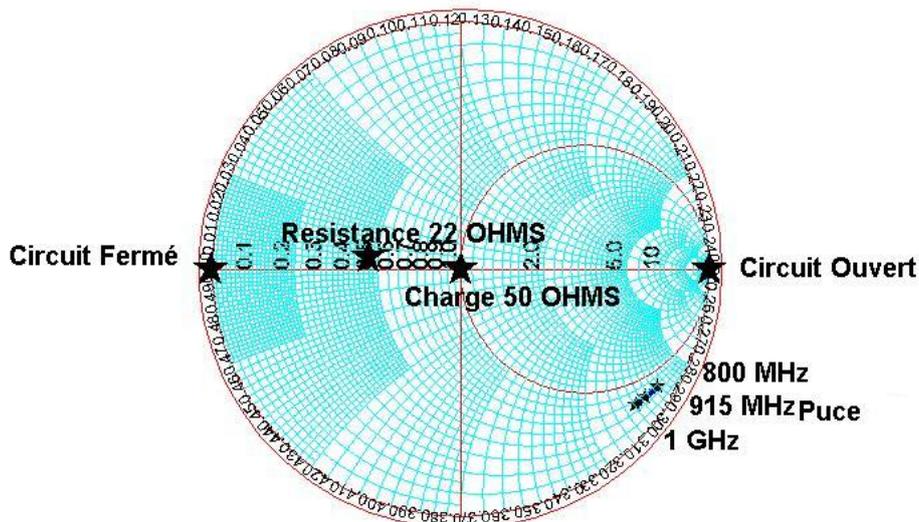


Fig. 4.4 Diagramme de Smith de la mesure d'impédance par une calibration SOL pour une puissance d'entrée de -10 dBm.

La Fig. 4.5 représente la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance Z_c mesurée en fonction de la fréquence pour une puissance en entrée de -10 dBm. La Fig. 4.6 représente la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance de la résistance CMS R mesurée en fonction de la fréquence pour une puissance en entrée de -10 dBm.

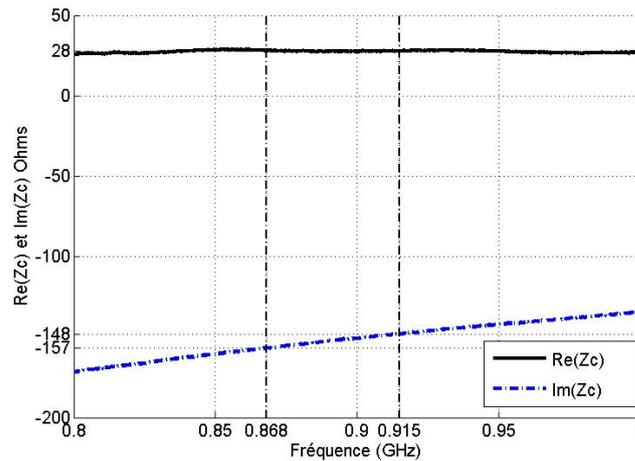


Fig. 4.5 Mesure de l'impédance de la puce XRAG2 en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de -10 dBm.

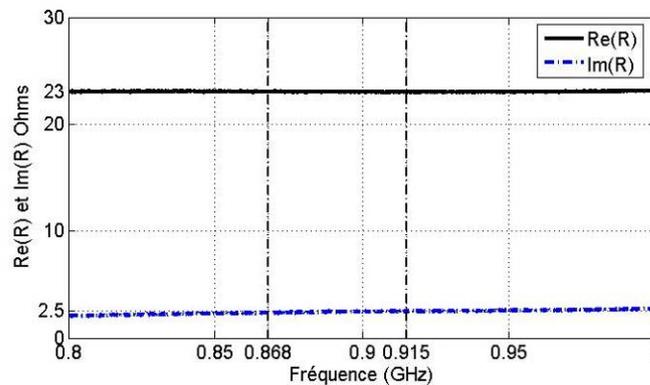


Fig. 4.6 Mesure de l'impédance de la résistance CMS de 22 Ω en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de -10 dBm.

Les valeurs mesurées sont reportées dans le tableau suivant pour les fréquences 868 MHz et 915 MHz. Les valeurs obtenues pour la résistance CMS sont très proches de la valeur supposée de 22 Ω .

Tabl. 4.2 Valeurs d'impédances mesurées par une calibration SOL.

Composant sous test	Impédance à 868 MHz (Ω)	Impédance à 915 MHz (Ω)
Strap XRAG2	$28 - j157$	$28 - j148$
Résistance CMS (22 Ω)	$23 - j2$	$23 - j2,5$

Des mesures sur une plage de puissance en entrée allant de -35 dBm à 5 dBm ont été réalisées à 868 MHz (Fig. 4.7) et à 915 MHz (Fig. 4.8). Elles montrent une variation importante de l'impédance d'entrée de la puce au delà d'une puissance en entrée de 0 dBm. Nous émettons l'hypothèse que cette variation est due au régulateur de tension protégeant la puce d'une surtension. La variation observée à -15 dBm est due au changement de plage de puissance sur l'analyseur de réseau vectoriel HP 8720D ne permettant pas un balayage en puissance sur une plage de puissance aussi grande. On observe sur ces figures que l'impédance de cette puce varie très peu pour de faibles puissances en entrée (i.e. inférieure à 0 dBm).

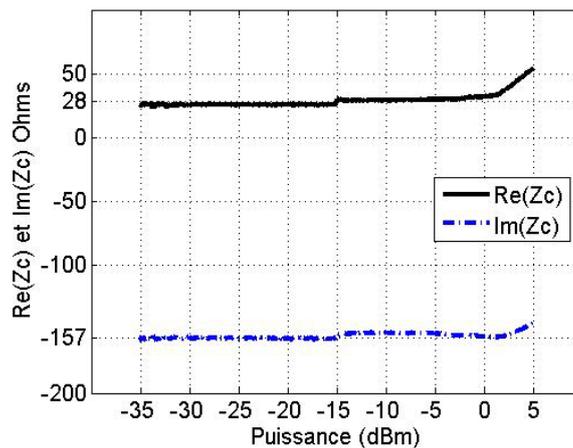


Fig. 4.7 Mesure de l'impédance de la puce XRAG2 en fonction de la puissance d'entrée à 868 MHz.

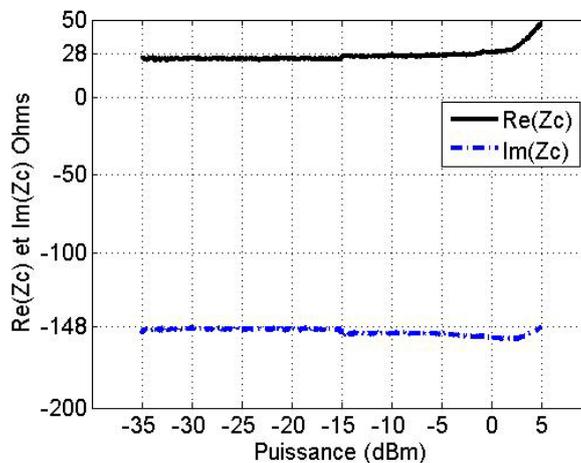


Fig. 4.8 Mesure de l'impédance de la puce XRAG2 en fonction de la puissance d'entrée à 915 MHz.

4.4.1.2 Mesure de l'impédance des puces RFID par une calibration LRL

La méthode de calibration LRL (Line-Reflection-Line) est une méthode permettant de compenser les erreurs lors de la mesure avec des câbles coaxiaux, des guides d'ondes ou des lignes microstrips. Au lieu d'utiliser les standards : circuit ouvert, court circuit, et charge 50Ω , la méthode de calibration LRL utilise deux lignes de transmission et une réflexion. La différence de longueur entre les deux lignes de transmission permet de réaliser les mesures nécessaires afin de corriger les erreurs de mesures [4.5]. La méthode de calibration LRL est une variante de la méthode de calibration TRL (Transmission-Reflection-Line). Cette méthode permet de réaliser une calibration 2 ports. Les plans de référence sont donnés soit par la mesure en réflexion soit par le milieu de la première ligne de transmission. La différence de phase entre les deux lignes de transmission doit être connue et proche de 90° à la fréquence centrale. Cette méthode de mesure est communément utilisée pour mesurer l'impédance des composants radiofréquences.

4.4.1.2.1 Les résultats de mesure

En utilisant cette méthode de mesure, il convient de placer le composant dans ses conditions opérationnelles. Cependant, il est très difficile de réaliser des lignes de transmission sur les substrats très fins typiquement utilisés en RFID (de l'ordre de la centaine de μm d'épaisseur). Les lignes de transmission microstrips ont donc été réalisées sur un substrat RO4003C de Rogers Corporation d'épaisseur 1,5 mm. Les mesures ont été effectuées avec une monture de test Anritsu 3680-40 sur un analyseur de réseau vectoriel Anritsu 37369D. Afin de pouvoir utiliser la monture de test, et éviter de court-circuiter les lignes de transmission microstrips 50Ω trop larges pour pouvoir être montées sur la monture de test ; de petits chanfreins ont été réalisés sur les entrées des lignes de transmission [4.6]. La Fig. 4.9 représente le kit de calibration LRL. L'impédance du strap XRAG2 ainsi que d'une résistance CMS de $R = 27\Omega$ ont été caractérisées en utilisant cette technique (Fig. 4.10). Le strap a été fixé par une soudure à l'étain et non pas avec un film ACF comme dans la procédure précédente. La Fig. 4.11 illustre la mesure [4.6].

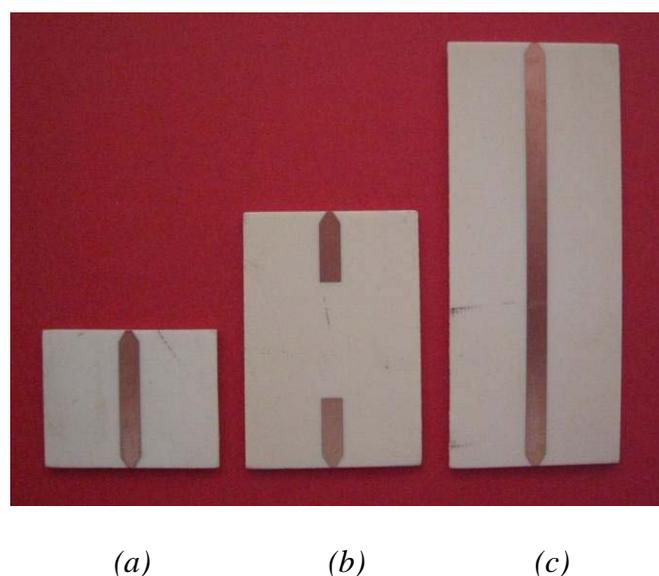


Fig. 4.9 Kit de calibration LRL. (a) Ligne de transmission 1. (b) Réflexion. (c) Ligne de transmission 2.

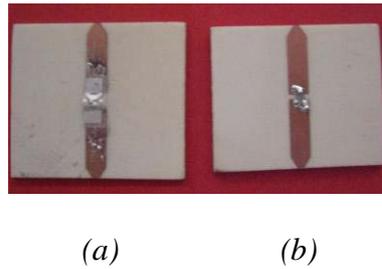


Fig. 4.10 Circuit de mesure d'impédance. (a) Strap X-RAG2. (b) Résistance CMS de 27Ω .

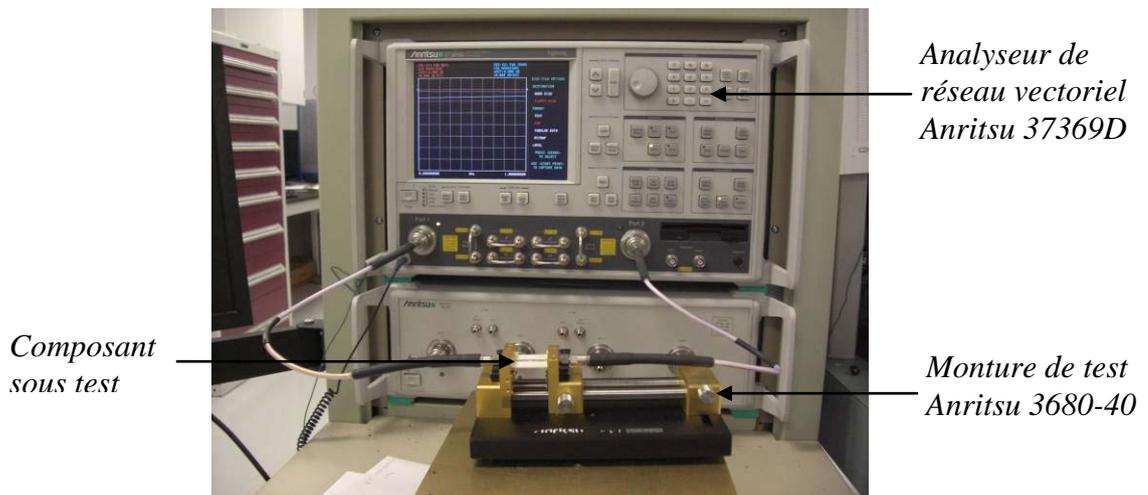


Fig. 4.11 Mesure de l'impédance du strap X-RAG2 par la méthode de calibration LRL.

Le schéma électrique équivalent de la mesure est donné sur la Fig. 4.12.

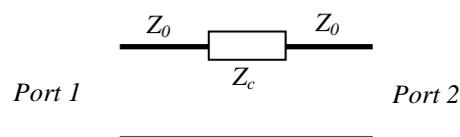


Fig. 4.12 Schéma de mesure d'impédance par la méthode de calibration LRL.

Le paramètre S_{11} donné par l'analyseur de réseau est défini par (4.2).

$$S_{11} = \left(\frac{V_1^-}{V_1^+} \right) \Big|_{V_2^+ = 0} = \left(\frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right) \Big|_{Z_0 \text{ au port 2}} \quad (4.2)$$

Avec Z_{in} l'impédance vue au port 1 qui correspond à l'impédance série du composant sous test et de l'impédance Z_0 au port 2 définie par (4.3).

$$Z_{in} = Z_c + Z_0 \quad (4.3)$$

En utilisant cette technique de calibration, il est possible à partir de la mesure du paramètre S_{11} d'obtenir l'impédance du composant sous test Z_c en appliquant (4.4).

$$Z_c = -Z_0 \left(\frac{2S_{11}}{S_{11} - 1} \right) \quad (4.4)$$

La Fig. 4.5 représente la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance Z_c mesurée en fonction de la fréquence pour une puissance en entrée de -10 dBm. La Fig. 4.6 représente la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance de la résistance CMS R mesurée en fonction de la fréquence pour une puissance en entrée de -10 dBm.

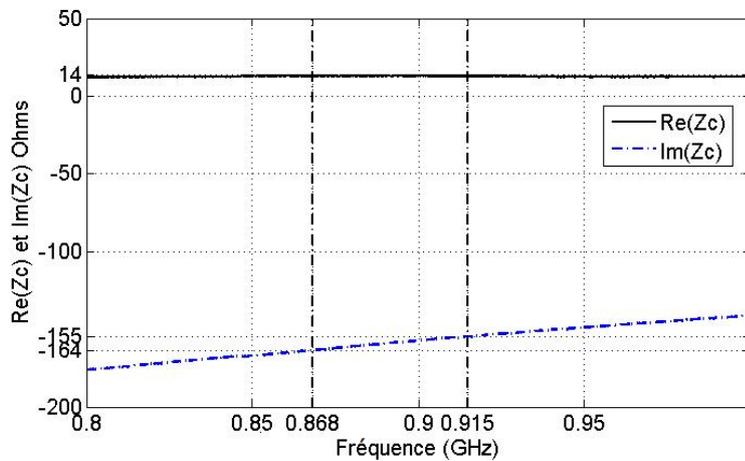


Fig. 4.13 Mesure de l'impédance de la puce XRAG2 par la méthode de calibration LRL en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de -10 dBm.

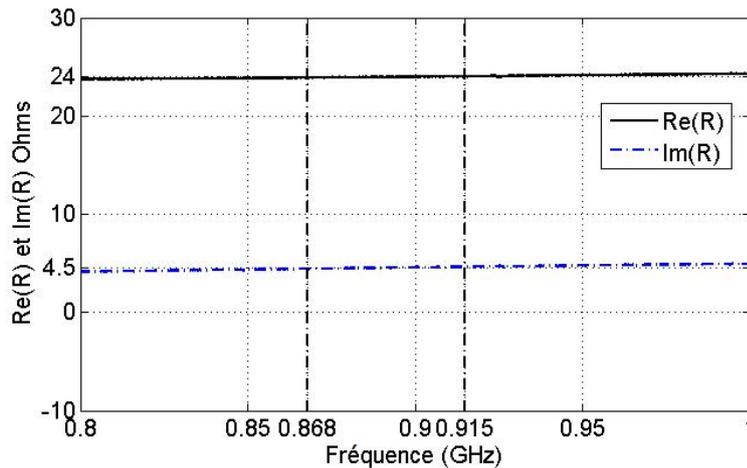


Fig. 4.14 Mesure de l'impédance d'une résistance CMS de 27 Ω par la méthode de calibration LRL en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de -10 dBm.

Les valeurs mesurées sont reportées dans le tableau suivant pour les fréquences de 868 MHz et 915 MHz. Les valeurs obtenues pour la résistance CMS sont proches de la valeur supposée de 27 Ω .

Tabl. 4.3 Valeur mesurée de l'impédance de la puce XRAG2 par la calibration LRL.

Composant sous test	Impédance à 868 MHz (Ω)	Impédance à 915 MHz (Ω)
Strap XRAG2	$14 - j164$	$14 - j155$
Résistance CMS (27 Ω)	$24 - j4,5$	$24 - j4,5$

4.4.1.3 Conclusion sur la mesure de l'impédance d'une puce RFID

Nous avons présenté deux façons de mesurer l'impédance d'une puce RFID. Nous avons obtenu des résultats différents pour les deux mesures que nous imputons principalement à la façon dont les straps ont été fixés sur les circuits de test : avec un film ACF dans le cas d'une calibration de type SOL et avec de l'étain dans le cas d'une calibration LRL. Egalement, ces mesures ont été réalisées dans chacun des cas pour une seule puce. Il aurait pu être pertinent de réaliser la mesure sur un nombre plus important de puces et de considérer l'effet des défauts de placement du strap sur le circuit. Cependant ces deux techniques permettent de donner une valeur de départ pour la conception des antennes RFID. D'autre part, nous observons que l'impédance de la puce avec son packaging est différente de l'impédance du die.

Pour déterminer l'impédance optimale que doit avoir une antenne pour une certaine puce, on peut mettre en œuvre le procédé présenté dans [4.7]. Cette méthode fait appel à la réalisation d'une matrice d'antennes ayant chacune différentes valeurs d'impédance. Il est alors possible de déterminer l'impédance optimale qui doit être utilisée dans la procédure de conception d'antenne en déterminant par la mesure l'antenne pour laquelle les performances sont les meilleures. En utilisant cette technique la valeur optimale d'impédance d'entrée à utiliser dans la phase de conception avec les outils de simulation électromagnétique pour le strap XRAG2 est de $Z_c = 20 - j140 \Omega$.

4.4.2 Le modèle circuit des puces RFID UHF passives

Nous avons vu que l'impédance d'entrée Z_c des puces RFID UHF a une valeur complexe. Leur partie réelle est comprise entre quelques Ω et plusieurs centaines d' Ω . Leur partie imaginaire est quand à elle négative à cause de l'effet capacitif en entrée du détecteur convertissant l'énergie électromagnétique en énergie continue, permettant l'alimentation de la puce RFID. Un modèle électrique équivalent de l'impédance d'entrée peut être modélisé par une résistance et une capacité, soit en parallèle par R_p et C_p (Fig. 4.15. (a)), soit en série par R_s et C_s (Fig. 4.15. (b)). Il est à noter que l'impédance d'entrée varie en fonction de la puissance en entrée de la puce à cause du circuit régulant l'alimentation et la protégeant de surtension. Le système RFID dans son ensemble doit être optimisé pour des distances élevées correspondant à des puissances en entrée faible. Il faut donc considérer lors de la conception l'impédance d'entrée de la puce pour de faible puissance en entrée.

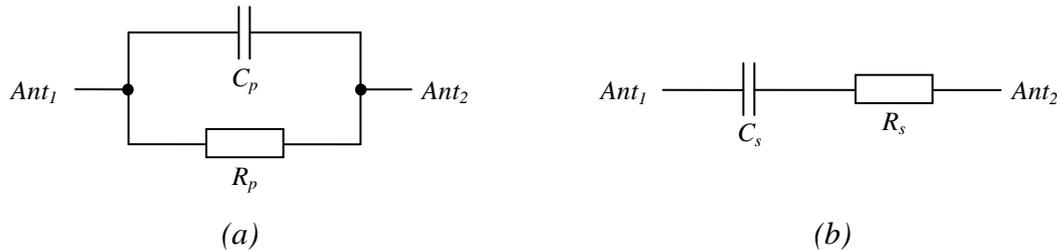


Fig. 4.15 Modèle équivalent de l'impédance d'entrée des puces RFID UHF passifs.
(a) Circuit parallèle. (b) Circuit série.

Les deux modèles présentés sont équivalents. Les fabricants de puce RFID fournissent généralement soit l'impédance Z_c , l'admittance Y_c , ou les valeurs des éléments d'un des deux modèles de la Fig. 4.15. Les équations (4.5) et (4.6) permettent d'obtenir la valeur de ces éléments en fonction de l'impédance d'entrée Z_c .

$$R_p = \frac{\text{Re}(Z_c)^2 + \text{Im}(Z_c)^2}{\text{Re}(Z_c)} \quad \text{et} \quad C_p = \frac{\text{Im}(Z_c)}{2\pi \cdot f \cdot (\text{Im}(Z_c)^2 + \text{Re}(Z_c)^2)} \quad (4.5)$$

$$R_s = \text{Re}(Z_c) \quad \text{et} \quad C_s = \frac{1}{(2\pi \cdot f \cdot \text{Im}(Z_c))} \quad (4.6)$$

Les valeurs de ces éléments pour le strap XRAG2 et la puce EM4222 sont respectivement reportées sur le Tabl. 4.4 et Tabl. 4.5.

Tabl. 4.4 Valeurs de R_s , C_s , R_p et C_p à 868 MHz et 915 MHz pour le strap XRAG2.

Strap XRAG2	868 MHz	915 MHz
Z_c	$28 - j157 \Omega$	$28 - j148 \Omega$
$R_s ; C_s$	$28 \Omega ; 1,17 \text{ pF}$	$28 \Omega ; 1,17 \text{ pF}$
$R_p ; C_p$	$908 \Omega ; 1,132 \text{ pF}$	$810 \Omega ; 1,135 \text{ pF}$

Tabl. 4.5 Valeurs de R_s , C_s , R_p et C_p à 868 MHz et 915 MHz pour la puce EM4222 en packaging SOT23.

Puce EM4222 (SOT23)	868 MHz	915 MHz
Z_c	$128 - j577 \Omega$	$132 - j553 \Omega$
$R_s ; C_s$	$128 \Omega ; 0,318 \text{ pF}$	$132 \Omega ; 0,315 \text{ pF}$
$R_p ; C_p$	$2729 \Omega ; 0,303 \text{ pF}$	$2449 \Omega ; 0,298 \text{ pF}$

La Fig. 4.16 et Fig. 4.17 représente la partie imaginaire et la partie réelle de l'impédance du strap XRAG2 en fonction de la fréquence ainsi que les impédances équivalentes du modèle série et du modèle parallèle à 915 MHz. Sur ces courbes, nous voyons que l'impédance du modèle parallèle et du modèle série n'ont pas le même comportement en fonction de la fréquence. Nous voyons que pour cette puce, le modèle série est le mieux adapté pour une étude sur l'ensemble de la bande RFID UHF. En effet, le modèle série correspond au modèle simplifié du circuit d'alimentation illustré sur la Fig. 1.31.

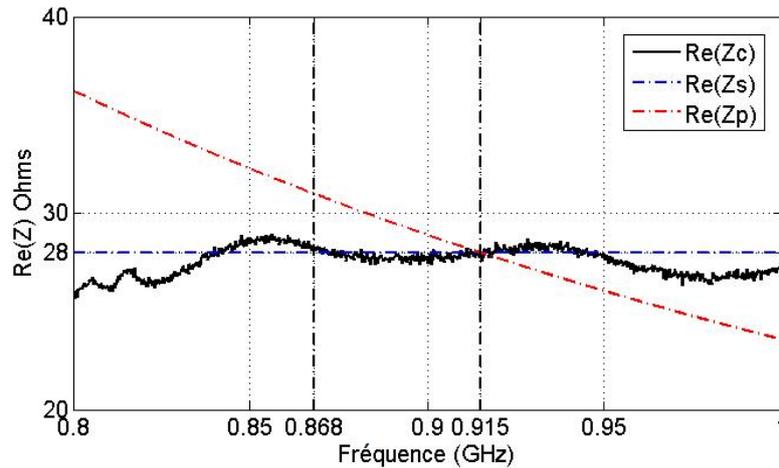


Fig. 4.16 Partie réelle de l'impédance mesurée du strap XRAG2, de son modèle série et de son modèle parallèle à 915 MHz.

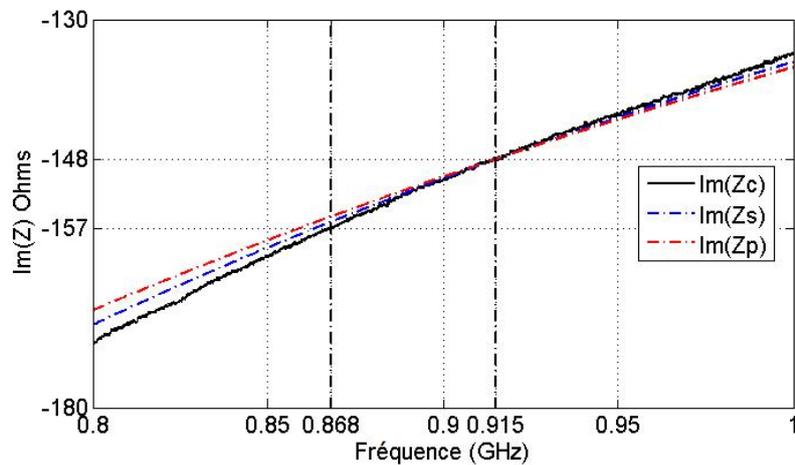


Fig. 4.17 Partie imaginaire de l'impédance mesurée du strap XRAG2, de son modèle série et de son modèle parallèle à 915 MHz.

Nous pourrions utiliser ces modèles pour la modélisation du port d'entrée des puces RFID sur les logiciels de simulation électromagnétique.

4.5 Les principaux types d'antennes de tags RFID UHF passifs

Dans la littérature, 3 principaux types d'antennes sont mis en œuvre pour les antennes de tags RFID UHF passifs :

- les antennes IFA (Inverted F Antenna),
- les antennes patches,
- les antennes dipôles,
- les antennes à fentes.

Nous allons décrire leurs structures.

4.5.1 Les antennes IFA

Ce type d'antenne a l'avantage de présenter un rayonnement quasi-isotrope souhaité dans des applications pour lesquelles l'orientation relative du tag par rapport au lecteur RFID est incertaine. Son caractère quasi-isotrope tient de son rayonnement qui contient les deux composantes de polarisation. La géométrie d'une telle antenne est présentée sur la Fig. 4.18.

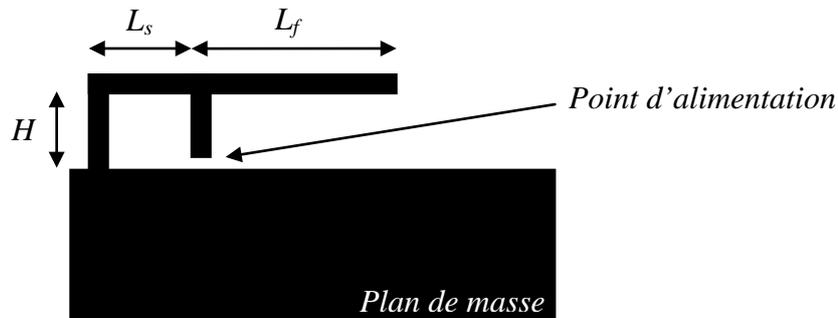


Fig. 4.18 Géométrie d'une antenne IFA.

Trois principales dimensions rentrent en compte : la hauteur H de l'élément horizontal au dessus du plan de masse, la longueur L_s entre le point d'alimentation et l'extrémité en court circuit, et la longueur L_f entre le point d'alimentation et l'extrémité ouverte. Ce type d'antenne demande cependant l'existence d'un plan de masse assez conséquent ce qui ne la rend pas pratique. Ce genre d'antenne peut être particulièrement approprié pour l'identification d'objet métallique. Il existe également une version planaire : les antennes PIFA (Planar IFA). Ce type d'antenne réalisé par emboutissage est particulièrement mis en œuvre dans les téléphones portables. Son coût relativement élevé ne rend pas cette antenne attractive pour des systèmes RFID UHF passif mais elle est particulièrement appropriée dans le cas des tags RFID actifs pour lesquels le coût de l'antenne est moins critique et pour lesquels l'électronique du tag nécessite un plan de masse pouvant servir pour ce type d'antenne.

4.5.2 Les antennes patches

Ce type d'antenne est plus fréquemment rencontré que les antennes de type IFA. Leur structure simple est illustrée sur la Fig. 4.19.

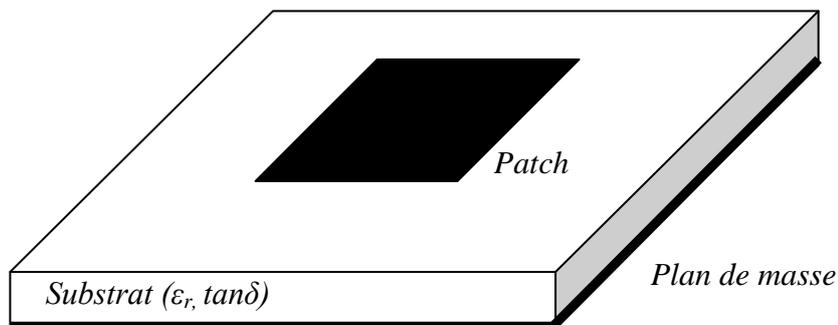


Fig. 4.19 Géométrie d'une antenne patch.

Ce type d'antenne est constitué d'une forme rayonnante imprimée sur un substrat au dessus d'un plan de masse. La forme rayonnante peut avoir plusieurs géométries : rectangulaire, circulaire, ovale... Ce type d'antenne peut être analysé par un modèle de ligne de transmission ou un modèle de cavité tous deux décrits dans [4.8]. Il est possible d'obtenir des polarisations circulaires ou linéaires. Le rayonnement de ce type d'antenne est directionnel.

4.5.3 Les antennes dipôles

Ce type d'antenne est de loin le plus mis en œuvre en RFID UHF passive à cause de sa structure en 2 dimensions. Il permet d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel avec une polarisation linéaire [4.8]. La géométrie de ce type d'antenne est présentée sur la Fig. 4.20. Elle est constituée de deux branches conductrices de longueur L alimentées en leur centre.

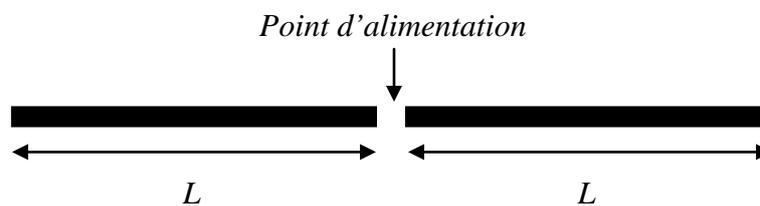


Fig. 4.20 Géométrie d'une antenne dipôle.

4.5.4 Les antennes à fentes

Un autre type d'antenne également mis en œuvre est l'antenne à fentes. La géométrie de ces antennes est présentée sur la Fig. 4.21. Ce genre d'antenne peut être considéré comme dual des antennes dipôles. Elles possèdent une polarisation linéaire. Elles sont cependant moins appréciées que les antennes de type dipôle pour leur grande quantité de matière conductrice.

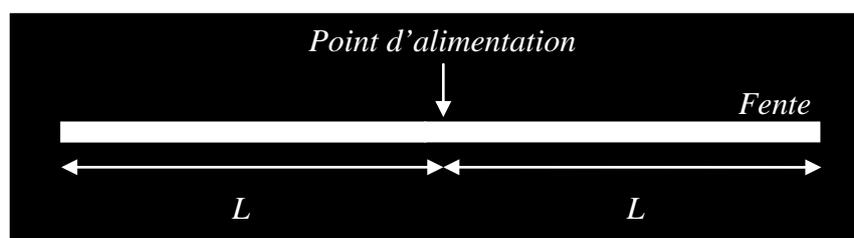


Fig. 4.21 Géométrie d'une antenne à fente.

4.6 L'adaptation d'impédance des antennes de tags RFID UHF passifs

Comme nous l'avons vu l'impédance des puces RFID est complexe. L'antenne doit être adaptée à la valeur conjuguée de cette impédance. Parfois, nous disposons de modèle mathématique permettant de déterminer l'impédance d'entrée d'une antenne comme dans le cas des antennes patchs [4.8] ou des antennes dipôles [4.8]. Cependant ce n'est pas toujours le cas, lorsque nous nous intéressons à des antennes moins usuelles. Une façon de faire peut consister à réaliser, en simulation, une étude paramétrique afin de déterminer le

comportement de l'impédance complexe d'entrée en fonction de la géométrie de l'antenne. Cela permet d'extraire des variables ayant un effet prédominant sur la partie réelle ou imaginaire de l'impédance d'entrée et de pouvoir faire l'adaptation.

La Fig. 4.22 montre l'intérêt de l'adaptation en illustrant le coefficient de transmission en puissance, T , en fonction de l'impédance de l'antenne pour la puce EM4222 et la puce XRAG2.

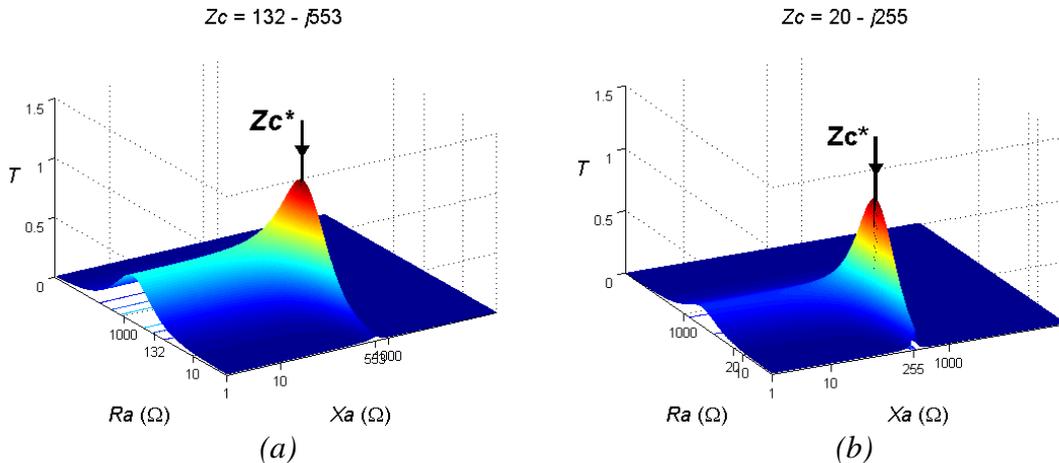


Fig. 4.22 Variation du coefficient de transfert de puissance en fonction de l'impédance de l'antenne. (a) Pour la puce EM4222. (b) Pour la puce XRAG2 en packaging die.

4.6.1.1 Adaptation d'impédance par les propriétés intrinsèques d'une antenne

La première antenne que nous présentons ici a été adaptée à l'impédance de la puce RFID par une étude paramétrique des variables entrant dans sa construction. La géométrie de cette antenne est proche de l'antenne spirale [4.8]. Sa construction a été réalisée à l'aide d'une macro programmée en Visual Basic avec le logiciel CST Microwave Studio. Cette antenne a été adaptée pour la puce EM4222 à l'impédance de $Z_a = 128 + j577 \Omega$ à 868 MHz et $Z_a = 132 + j553 \Omega$ à 915 MHz. La géométrie de cette antenne est représentée sur la Fig. 4.23.

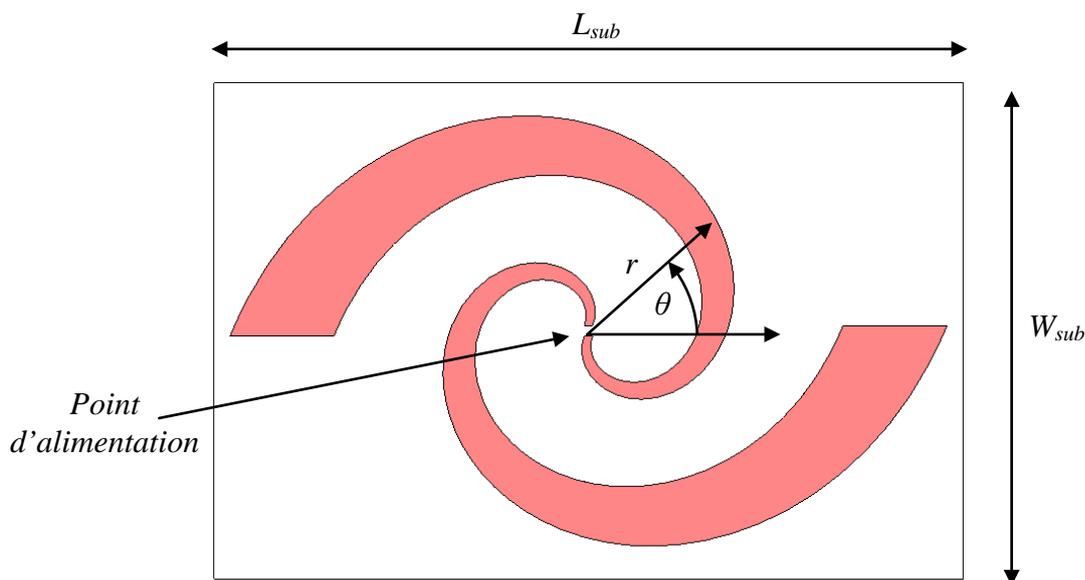


Fig. 4.23 Géométrie de l'antenne spirale.

Le substrat qui a été choisi dans la conception de cette antenne est un Kapton AP8535R de dimension $L_{sub} = 120$ mm et $W_{sub} = 80$ mm.

La construction de cette antenne a été obtenue en appliquant la fonction géométrique (4.7).

$$r = a.e^{(b.\theta)} \quad (4.7)$$

Quatre variables entre dans la construction de cette antenne :

- a : facteur d'échelle,
- b : facteur déterminant l'accroissement de la spirale,
- θ_{max} : nombre de tour de la spirale,
- W_{port} : largeur de la piste au point d'alimentation.

Une étude sur les paramètres de cette antenne a pu permettre d'obtenir une adaptation optimale pour $a = 5,77$, $b = 0,388$, $\theta_{max} = 2\pi$ et $W_{port} = 1,34$ mm à 868 MHz et $a = 5,72$, $b = 0,377$, $\theta_{max} = 2\pi$ et $W_{port} = 1,34$ mm à 915 MHz.

La Fig. 4.24 représente l'impédance de l'antenne Z_a obtenue en simulation pour l'antenne adaptée à 915 MHz.

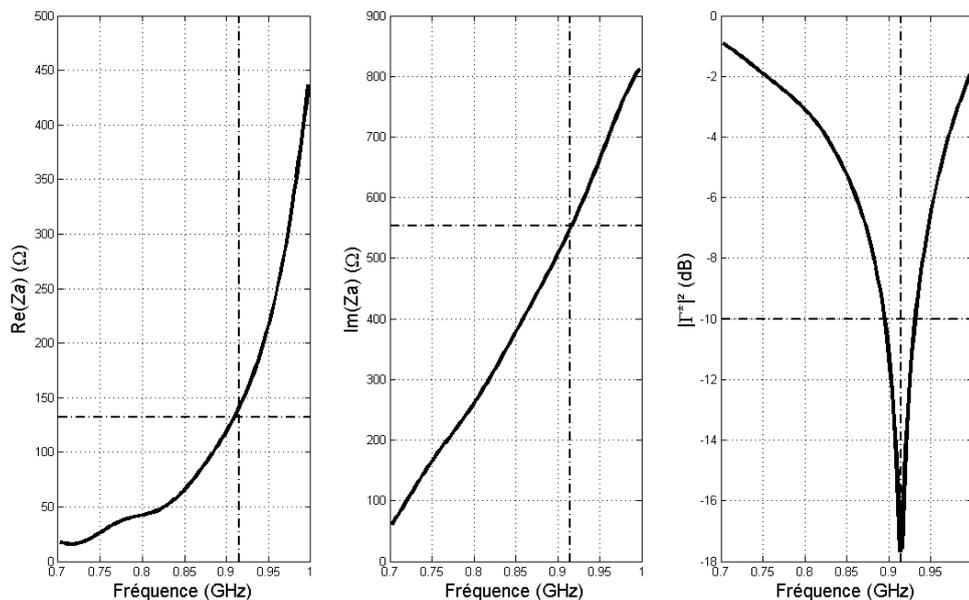


Fig. 4.24 Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne spirale obtenues en simulation.

On peut voir sur cette figure qu'une adaptation à -18 dB à la fréquence de 915 MHz est obtenue après optimisation avec une bande passante de 35 MHz entre 895 et 930 MHz. Le diagramme de rayonnement de cette antenne est représenté sur la Fig. 4.25. On voit que cette antenne a le comportement d'une antenne dipôle. Sa polarisation est linéaire.

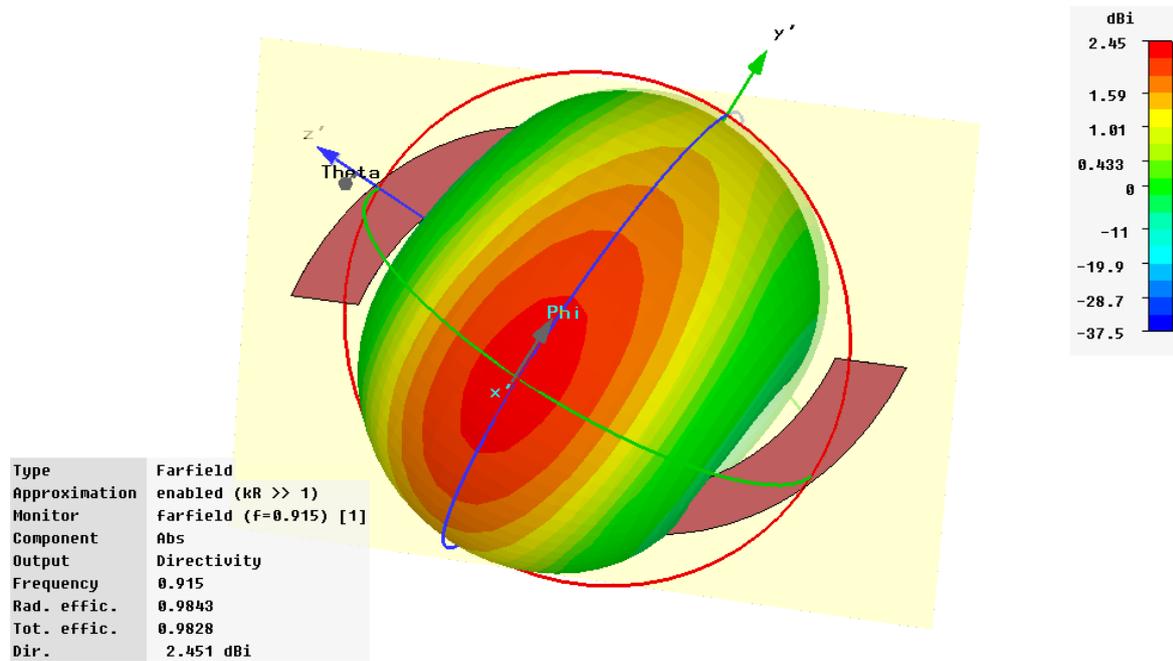


Fig. 4.25 Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne spirale.

La réalisation de cette antenne est représentée sur la Fig. 4.26.



Fig. 4.26 Réalisation de l'antenne spirale.

La méthode mise en œuvre dans l'adaptation de cette antenne par une étude paramétrique n'est pas évidente et consomme beaucoup de temps et de ressources. De plus, le faible nombre de variable ne permet pas d'avoir des marges de manœuvre importante. Nous allons voir par la suite comment l'adaptation d'impédance peut être réalisée en ajoutant des éléments spécifiques à l'adaptation d'une antenne.

4.6.1.2 Adaptation d'impédance d'une antenne patch à alimentation symétrique

Nous présentons ici une méthode permettant l'adaptation d'impédance d'une antenne de type patch à l'impédance d'une puce RFID. Cette méthode a été introduite dans [4.3] et est reprise dans [4.4].

Une antenne patch peut être vue comme une cavité résonante. Il existe différentes techniques permettant son alimentation (par ligne microstrip, par une sonde coaxiale, par

couplage ou par proximité avec une structure multicouche). Dans la majorité des cas, une alimentation asymétrique est mise en œuvre. Cependant il est également possible de réaliser l'alimentation par une alimentation symétrique. L'avantage d'une alimentation symétrique est qu'elle permet de connecter une puce RFID symétrique sans faire intervenir de via coûteux. Une alimentation symétrique consiste en l'alimentation par deux signaux en opposition de phase en deux points positionnés symétriquement par rapport au centre du patch. La Fig. 4.27 illustre l'excitation du mode TM_{010} d'une antenne patch rectangulaire par une alimentation asymétrique et une alimentation symétrique. Une alimentation symétrique permet également une meilleure polarisation de l'antenne en évitant d'exciter les modes TM_{200} et TM_{020} générant un rayonnement dans la polarisation croisée.

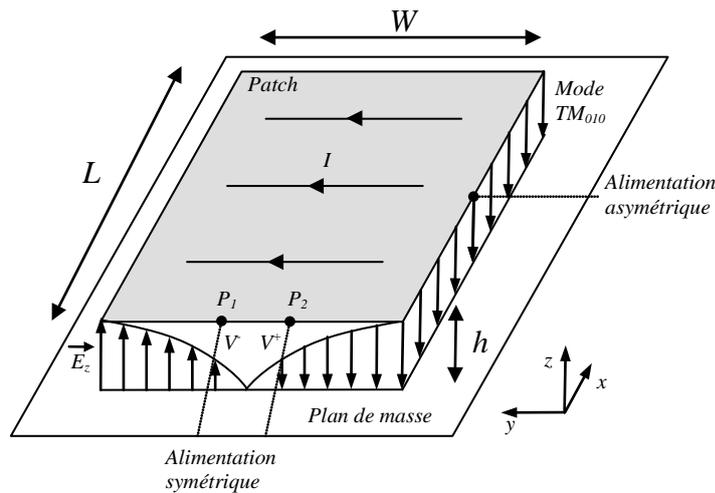


Fig. 4.27 Illustration de l'excitation du mode TM_{010} d'un patch par une alimentation asymétrique et une alimentation symétrique.

Nous considérons ici une antenne patch rectangulaire de longueur L et de largeur W avec un diélectrique d'épaisseur h . L'impédance vue au niveau des ports P_1 et P_2 peut être déterminée en considérant le modèle de ligne de transmission présenté dans [4.8]. Ce modèle est illustré sur la Fig. 4.28. Pour le mode TM_{010} , un plan de symétrie du champ électrique existe au milieu du patch créant une masse virtuelle.

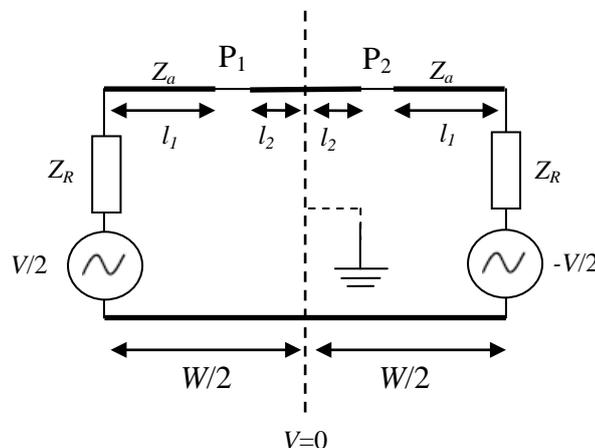


Fig. 4.28 Modèle de ligne de transmission d'une antenne patch alimentée par deux ports symétriques P_1 et P_2 .

Les impédances Z_R correspondent aux impédances de rayonnement des fentes équivalentes sur les bords du patch et dont les admittances Y_R sont données par (4.8) [4.8].

$$Y_R = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} h^2 \right) \right] + j \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - 0,636 \ln \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} h \right) \right] \quad (4.8)$$

Pour $h/\lambda_0 < 1/10$

Où λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

L'impédance Z_a est l'impédance caractéristique du patch. Pour une largeur $W > h$, elle est donnée par (4.9) [4.8].

$$Z_a = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (4.9)$$

Avec

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (4.10)$$

Ainsi l'impédance au port P_i (P_1 et P_2), Z_P , est équivalente à l'impédance Z_R ramenée en P_i par une ligne de transmission de longueur l_1 en parallèle avec un court circuit ramené en P_i par une ligne d'impédance Z_a de longueur l_2 (voir Fig. 4.28).

$$Z_P = Z_1 // Z_2 \quad (4.11)$$

Avec

$$Z_1 = Z_a \left(\frac{Z_R + jZ_a \tan(\beta l_1)}{Z_a + jZ_R \tan(\beta l_1)} \right) \quad (4.12)$$

et

$$Z_2 = Z_a \left(\frac{0 + jZ_a \tan(\beta l_2)}{Z_a + j0 \tan(\beta l_2)} \right) = jZ_a \tan(\beta l_2) \quad (4.13)$$

Une fois l'impédance Z_P déterminée, il faut réaliser l'adaptation à l'impédance de la puce. Pour cela on peut utiliser le circuit d'adaptation présenté sur la Fig. 4.29. Ce circuit est constitué d'une ligne de transmission d'impédance Z_F et d'un stub d'adaptation d'impédance Z_S . Pour des raisons de symétries, l'impédance vue au centre de la ligne Z_S est nulle. On peut alors réaliser l'adaptation en impédance en faisant varier les longueurs l_3 , l_4 et l_5 .

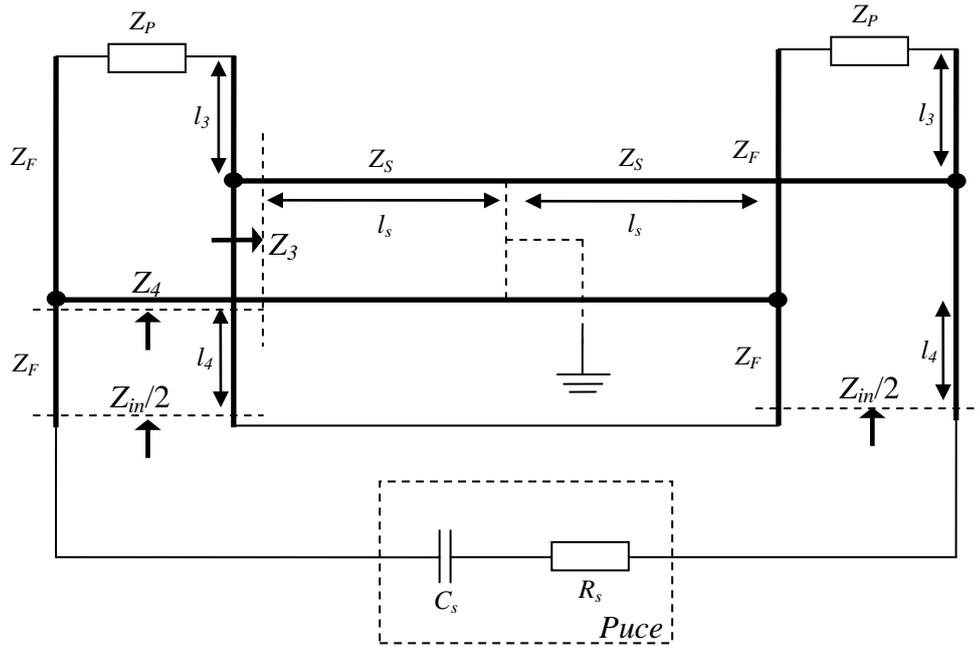


Fig. 4.29 Circuit d'adaptation d'une antenne patch alimentée par deux ports P_1 et P_2 .

Ainsi l'impédance Z_{in} vue au port de connexion est donnée par (4.14).

$$\frac{Z_{in}}{2} = Z_F \left(\frac{(Z_3 // Z_4) + jZ_F \tan(\beta l_4)}{Z_F + j(Z_3 // Z_4) \tan(\beta l_4)} \right) \quad (4.14)$$

Avec

$$Z_3 = Z_s \left(\frac{0 + jZ_s \tan(\beta l_s)}{Z_s + j0 \tan(\beta l_s)} \right) = jZ_s \tan(\beta l_s) \quad (4.15)$$

Et

$$Z_4 = Z_F \left(\frac{Z_1 + jZ_F \tan(\beta l_3)}{Z_F + jZ_1 \tan(\beta l_3)} \right) \quad (4.16)$$

Ainsi les connaissances de Z_{in} , Z_F , Z_s , Z_a et Z_R permettent de calculer les longueurs de lignes l_1 , l_2 , l_3 et l_4 permettant de réaliser l'adaptation d'impédance d'une antenne patch.

En pratique, cette méthode analytique permet d'avoir une valeur de départ pour les différentes longueurs de lignes. Le couplage existant entre les lignes demande l'utilisation d'outils de simulation afin d'optimiser les longueurs de ligne en prenant en compte des effets négligés dans ce modèle.

4.6.1.3 Adaptation d'une antenne dipôle par une inductance série

Les antennes dipôles par leur structure en 2 dimensions sont les plus employées par les industriels dans le domaine de la RFID. L'impédance d'entrée d'une antenne dipôle ne permet pas de réaliser l'adaptation d'impédance. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre un circuit d'adaptation. Une adaptation par éléments discrets est proscrite pour des raisons de coût. Par contre, l'intégration d'éléments distribués au motif de l'antenne est très intéressante. Une première approche consiste à compenser la partie imaginaire négative de

la puce RFID en ajoutant des éléments inductifs distribués en série. Le modèle circuit d'un tag RFID constitué d'une antenne dipôle adaptée par une inductance série sans perte est présenté sur la Fig. 4.30. L'impédance de l'antenne dipôle est représentée par son circuit *RLC* équivalent.

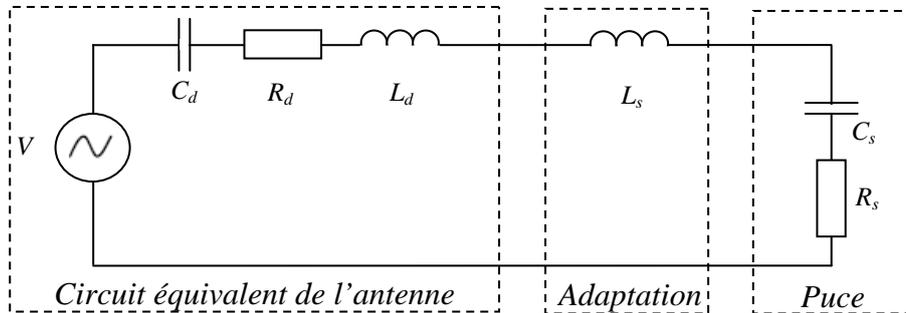


Fig. 4.30 Modèle circuit d'un tag RFID constitué d'une antenne dipôle adaptée par une inductance série.

Cet élément d'adaptation peut être physiquement réalisé par l'adjonction d'une méandre telle qu'illustrée sur la Fig. 4.31. L'ajustement du nombre de méandres, de la largeur W_m des méandres, et des deux longueurs l_m et L_m des méandres permettent de trouver une valeur d'inductance qui conduit à l'adaptation du dipôle.

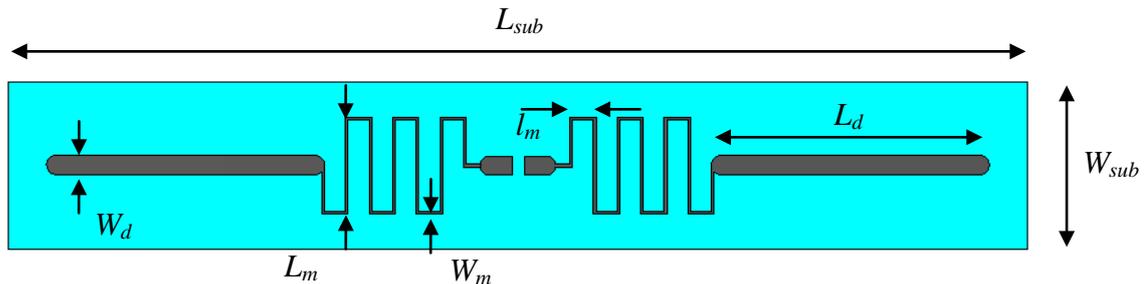


Fig. 4.31 Géométrie de l'antenne dipôle adaptée par une inductance série.

Les résultats de simulation ont permis d'extraire les paramètres optimaux d'adaptation à 868 MHz et à 915 MHz de cette antenne pour la puce EM4222 dont les valeurs d'impédance figurent dans le Tabl. 4.1. Ces paramètres sont présentés dans le Tabl. 4.6.

Tabl. 4.6 Paramètres de l'antenne dipôle adaptée par une inductance série.

Variable	868 MHz	915 MHz
L_{sub} (mm)	146	146
W_{sub} (mm)	24	24
L_d (mm)	37	37,6
W_d (mm)	2,8	2,8
L_m (mm)	13,5	12,8
l_m (mm)	3,8	3,5
W_m (mm)	0,4	0,4
Z_a (Ω)	$126,6 + j568$	$130,1 + j551,4$

Les résultats de simulation de cette antenne sont présentés sur la Fig. 4.32. L'adaptation de l'antenne est très bonne avec une bande passante de 56 MHz entre 840 MHz et 896 MHz.

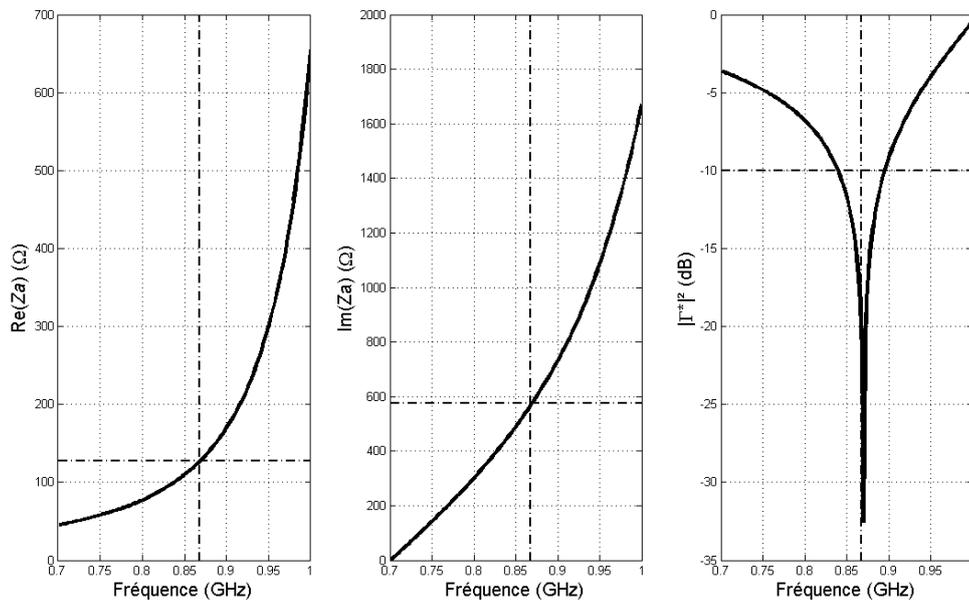


Fig. 4.32 Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne dipôle adaptée à 868 MHz par une inductance série obtenue en simulation.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est représenté sur la Fig. 4.33. On voit que cette antenne a le comportement d'une antenne dipôle.

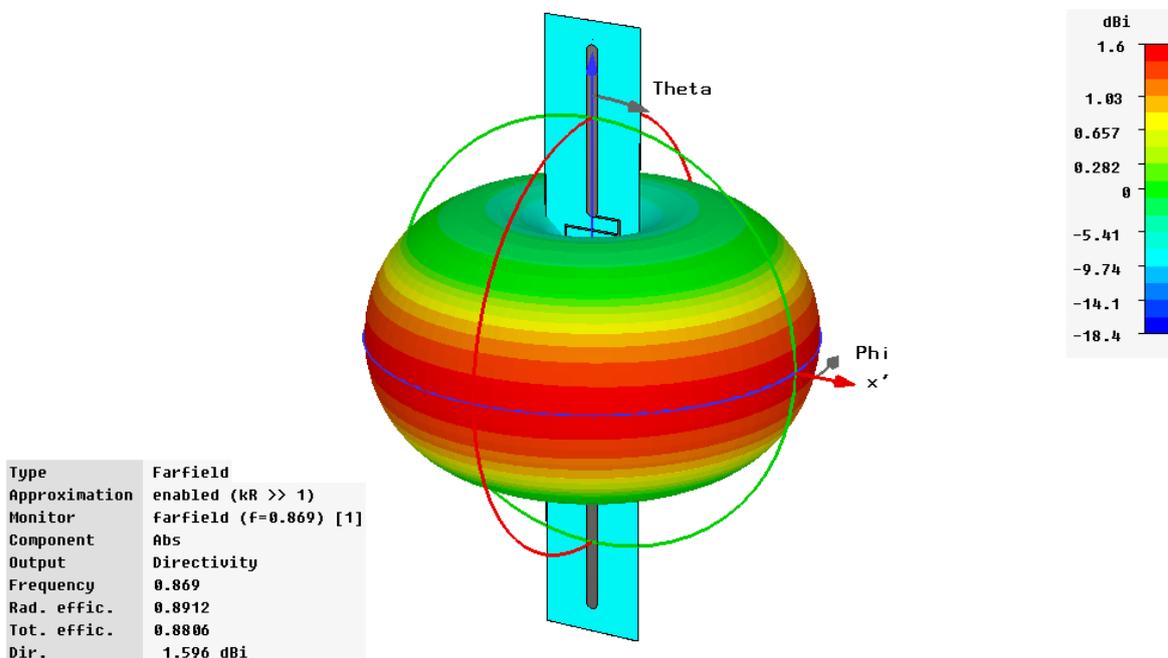


Fig. 4.33 Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne dipôle adaptée à 868 MHz par une inductance série.

La réalisation de cette antenne est représentée sur la Fig. 4.34.

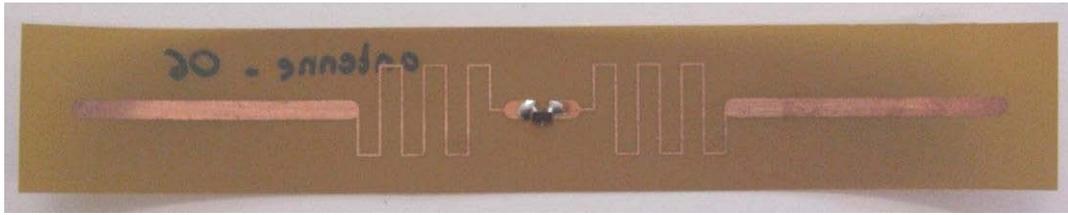


Fig. 4.34 Réalisation de l'antenne dipôle adaptée par méandre.

4.6.1.4 Adaptation d'une antenne par une inductance parallèle

Nous pouvons réaliser la même démarche cette fois-ci en considérant des éléments inductifs distribués en parallèles. Le modèle circuit d'un tag RFID, constitué d'une antenne dipôle adaptée par une inductance parallèle sans perte, est présenté sur la Fig. 4.35.

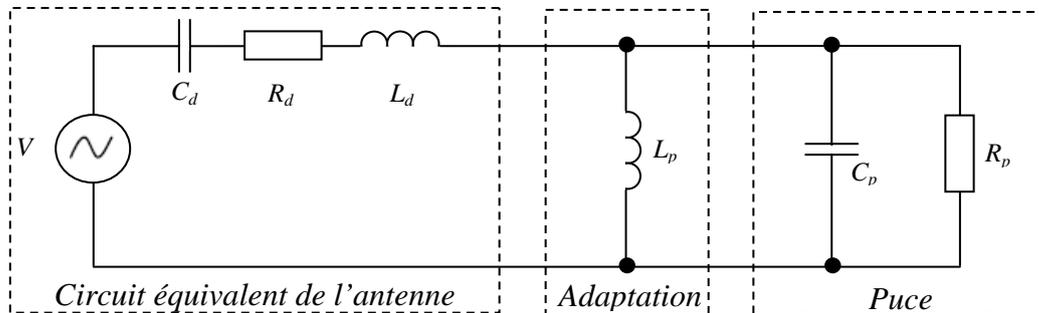


Fig. 4.35 Modèle circuit d'un tag RFID constitué d'une antenne dipôle adaptée par une inductance parallèle.

Cet élément d'adaptation peut être physiquement réalisé par l'adjonction d'un ou plusieurs courts circuits en parallèle avec le port d'entrée tel qu'illustré sur la Fig. 4.36. L'ajustement de la largeur W_{short} , et de la longueur des courts circuits à travers les paramètres L_{short} , R_{short} permet de trouver une valeur d'inductance conduisant à l'adaptation du dipôle.

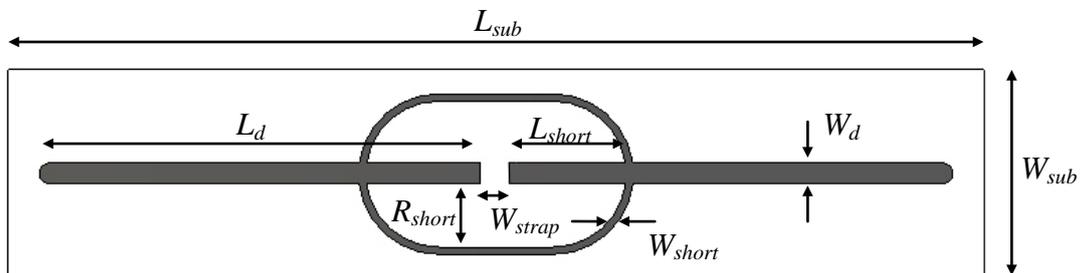


Fig. 4.36 Géométrie de l'antenne dipôle adaptée par une inductance parallèle.

Les résultats de simulation ont permis d'extraire les paramètres optimaux d'adaptation à 868 MHz et à 915 MHz de cette antenne pour la puce XRAG2 en packaging die. Ces paramètres sont présentés dans le Tabl. 4.7.

Tabl. 4.7 Paramètres de l'antenne dipôle adaptée par une inductance parallèle.

Variable	868 MHz	915 MHz
L_{sub} (mm)	144	140
W_{sub} (mm)	30	30
L_d (mm)	66,4	62,5
W_d (mm)	3	3
L_{short} (mm)	18,36	17
R_{short} (mm)	10,45	10,45
W_{short} (mm)	1	1
W_{strap} (mm)	3	3
Z_a (Ω)	$21 + j254,5$	$18,9 + j262$

Les résultats de simulation de cette antenne sont présentés sur la Fig. 4.37. L'adaptation de l'antenne est très bonne avec une bande passante de 33 MHz entre 849 MHz et 882 MHz.

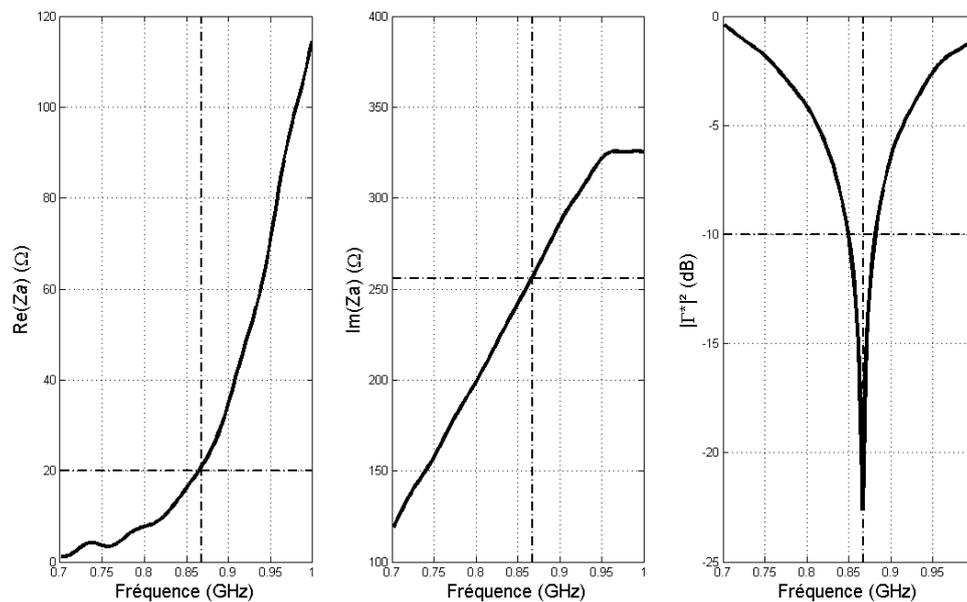


Fig. 4.37 Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne dipôle adaptée à 868 MHz par une inductance parallèle obtenue en simulation.

La réalisation de cette antenne est représentée sur la Fig. 4.38.



Fig. 4.38 Réalisation de l'antenne dipôle adaptée par courts circuits inductifs.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est représenté sur la Fig. 4.39. On voit que cette antenne a le comportement d'une antenne dipôle.

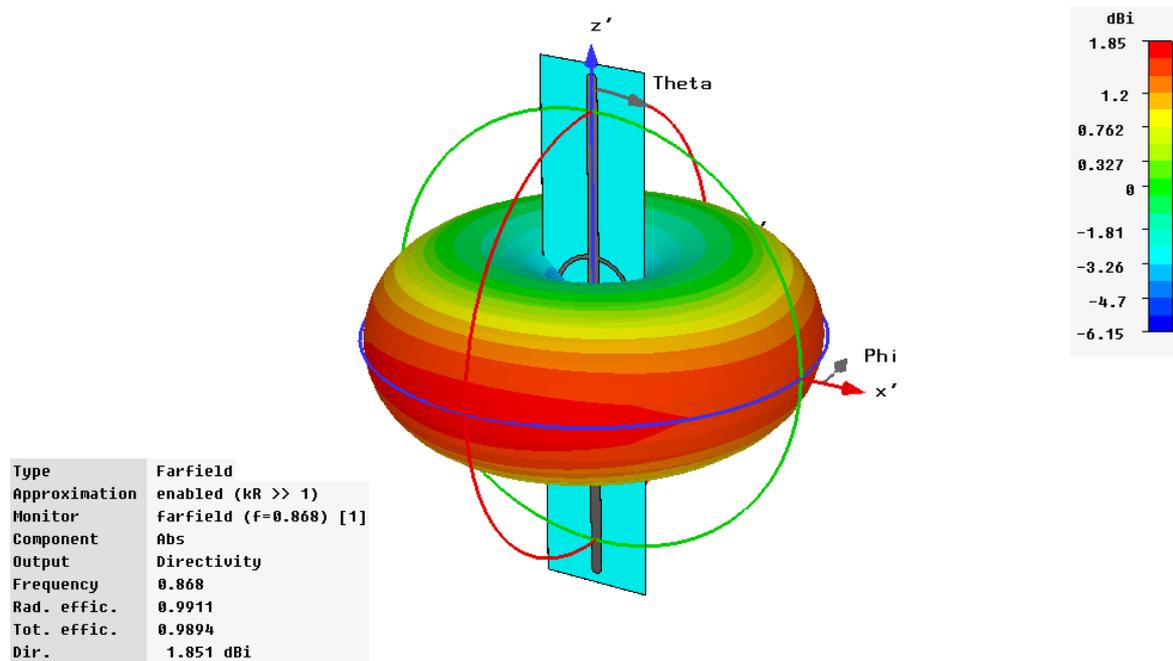


Fig. 4.39 Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne dipôle adaptée par courts circuits inductifs.

4.6.1.5 Adaptation d'impédance par couplage

Nous avons vu l'adaptation d'antenne pour des packagings classiques de la RFID. Nous allons maintenant nous consacrer à l'adaptation dans le cas des packagings à couplage inductif. Le modèle circuit d'un tag RFID, constitué d'une antenne dipôle couplée sans perte à une boucle inductive, est présenté sur la Fig. 4.40.

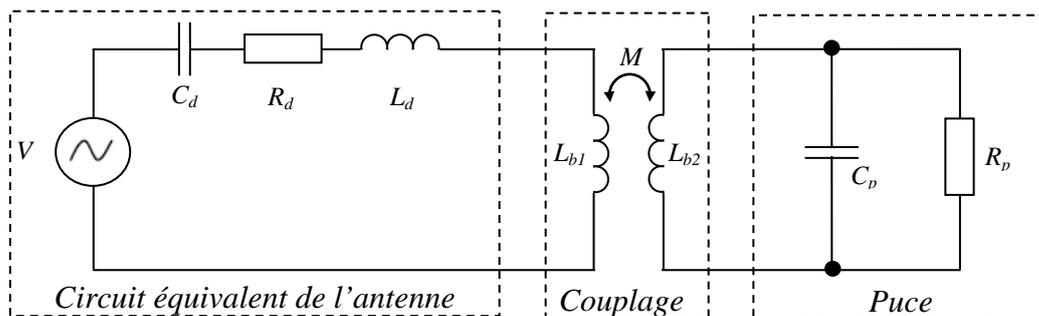


Fig. 4.40 Modèle circuit d'un tag RFID constitué d'une antenne dipôle couplée à une boucle inductive.

[4.9] présente une antenne du même type. La géométrie de l'antenne que nous avons étudiée est représentée sur la Fig. 4.41.

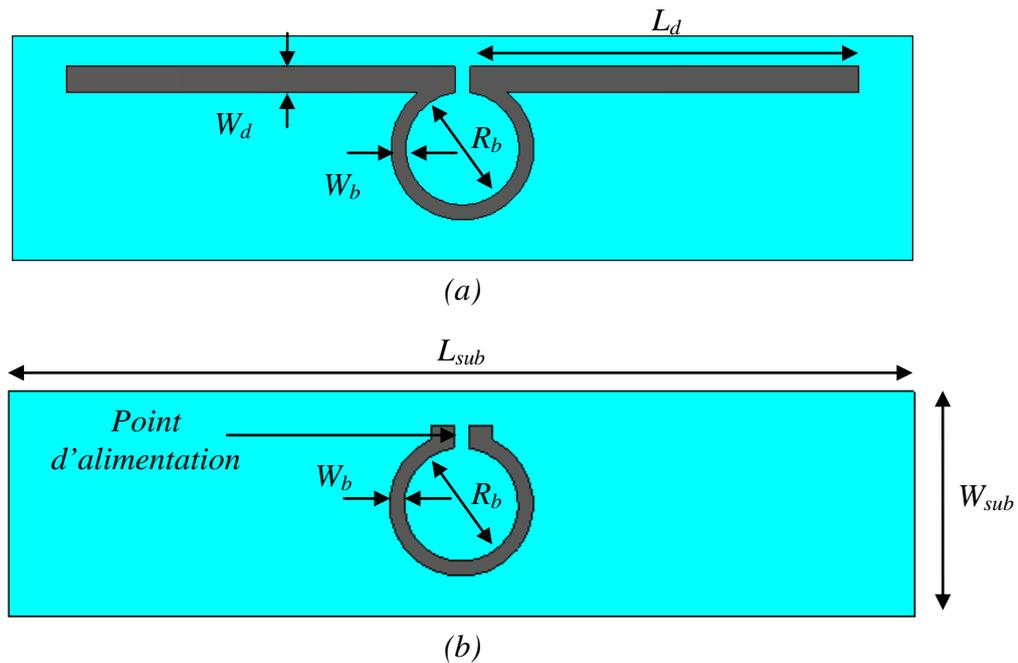


Fig. 4.41 Géométrie de l'antenne alimentée par couplage. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous.

Ne disposant pas de ce type de packaging, nous avons réalisé notre antenne sur un circuit double face :

- sur la première face, nous avons réalisé l'antenne dipôle,
- sur la seconde face, nous avons réalisé la boucle d'alimentation avec le port de connexion à la puce RFID.

Les résultats de simulation ont permis d'extraire les paramètres optimaux d'adaptation à 868 MHz de cette antenne pour la puce XRAG2 en packaging die. Ces paramètres sont présentés dans le Tabl. 4.8.

Tabl. 4.8 Paramètres de l'antenne dipôle alimentée par couplage.

Variable	868 MHz
L_{sub} (mm)	120
W_{sub} (mm)	30
L_d (mm)	51,8
W_d (mm)	3,5
W_b (mm)	2
R_b (mm)	7,5
Z_a (Ω)	$16,4 + j265$

Les résultats de simulation de cette antenne sont présentés sur la Fig. 4.42. L'adaptation de l'antenne est très bonne avec une bande passante de 53 MHz entre 833 MHz et 886 MHz.

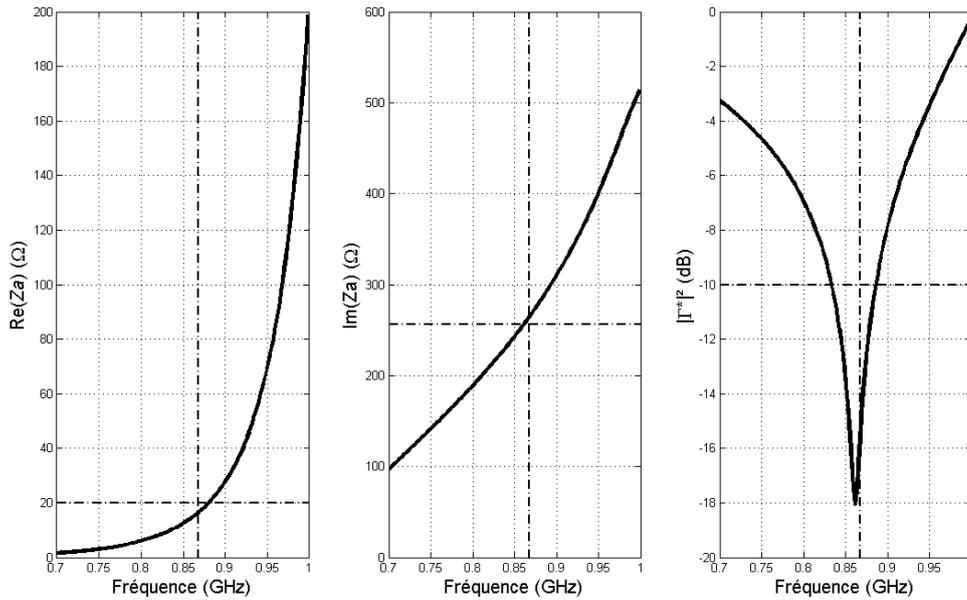


Fig. 4.42 Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne adaptée à 868 MHz.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est représenté sur la Fig. 4.43. On voit que cette antenne a le comportement d'une antenne dipôle.

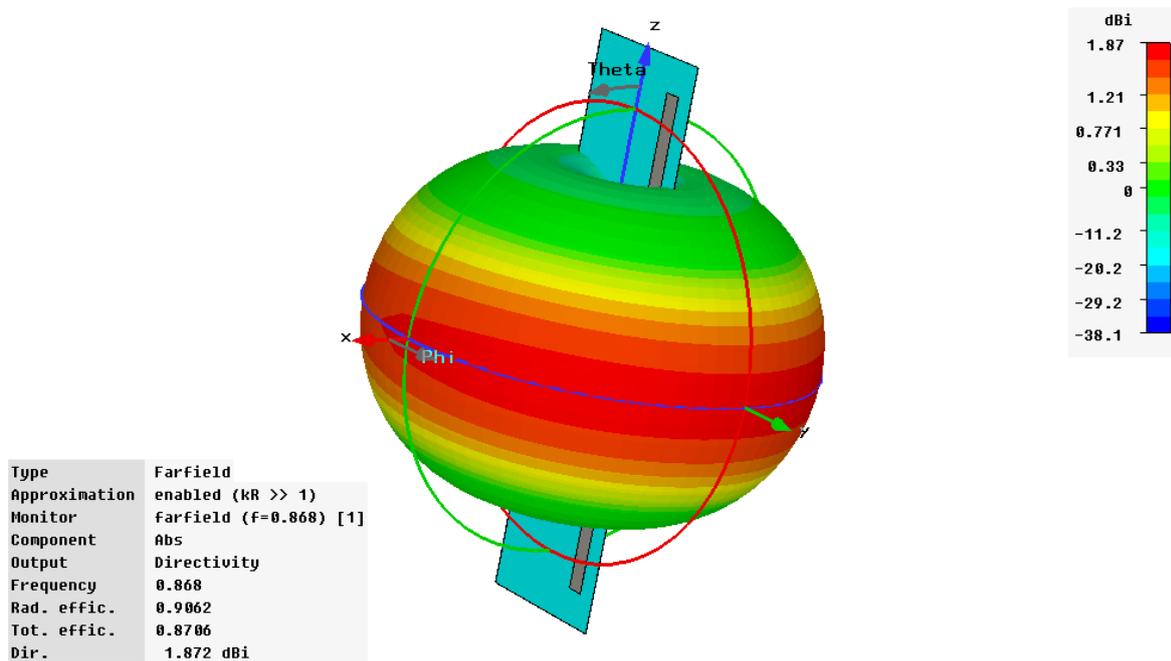


Fig. 4.43 Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle alimentée par couplage.

La réalisation de cette antenne est représentée sur la Fig. 4.44.

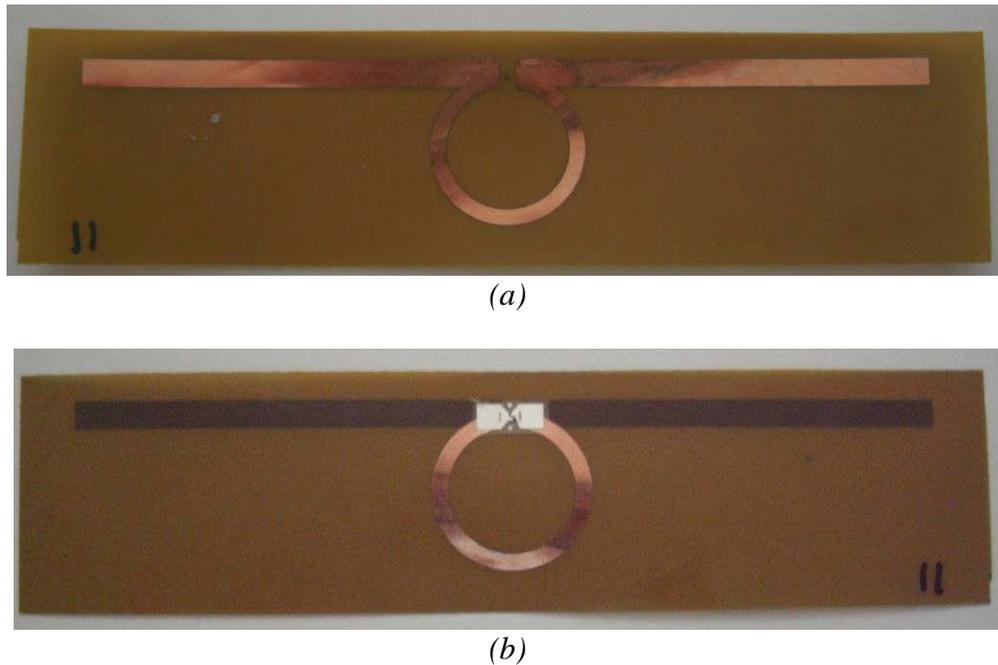


Fig. 4.44 Réalisation de l'antenne dipôle alimentée par couplage. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous.

4.6.1.6 Conclusions

Nous avons vu dans ce sous chapitre, différentes techniques permettant l'adaptation de l'impédance des antennes de tags RFID UHF à l'impédance complexe conjuguée de l'impédance d'une puce RFID.

4.7 La simulation des antennes de tags RFID UHF passifs

Maintenant que nous avons abordé les aspects concernant l'adaptation d'impédance des antennes, nous allons nous consacrer à la simulation des antennes de tag RFID. L'outil logiciel que nous avons mis en œuvre est le logiciel CST Microwave Studio. Nous avons présenté la modélisation des antennes dans le chapitre 3. Nous avons mis en œuvre de la même façon la modélisation des antennes de tags RFID. Nous présentons ici la modélisation des puces RFID. Les deux modèles circuits présentés dans 4.4.2 pourront être indépendamment utilisés dans la conception des antennes de tags RFID UHF passifs, notamment pour leur simulation. Cependant, pour la simulation de ces antennes une représentation de l'impédance en série peut présenter des avantages. En effet, dans les logiciels de simulation électromagnétique tels que CST Microwave Studio, un port d'entrée ne peut avoir qu'une partie réelle. Il est alors possible de représenter la partie imaginaire par des éléments localisés tels qu'illustrés sur la Fig. 4.45.



Fig. 4.45 Représentation sous CST Microwave Studio de la puce RFID.

Afin d'optimiser les temps de simulations sous ce type de logiciel, on peut tirer profits des symétries pouvant exister. En effet, chaque plan de symétrie permet de réduire le domaine de calcul par un facteur 2 et donc de façon non négligeable le temps de conception d'une antenne. Dans la majorité des cas, notamment pour les dipôles, un plan de symétrie électrique peut être défini dans le plan orthogonal à l'axe d'alimentation de l'antenne. Afin de profiter de ce plan, la puce peut être représentée par un modèle symétrique composé de deux capacités série C_s' de part et d'autre de la résistance équivalente R_s . La relation entre les valeurs de C_s' et de C_s est donnée par (4.17).

$$C_s' = 2.C_s \quad (4.17)$$

La Fig. 4.46 représente ce nouveau modèle série ainsi que son modèle sous CST Microwave studio.

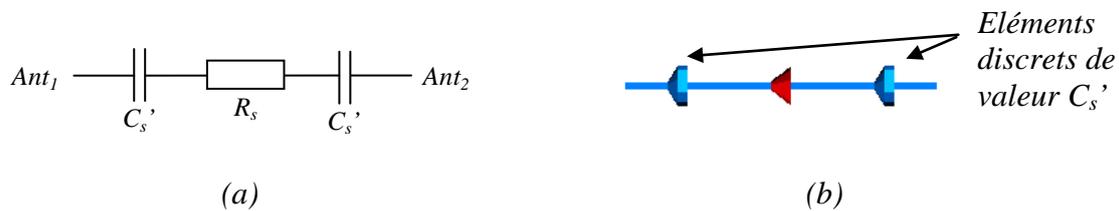


Fig. 4.46 Modèles série équivalents de l'impédance d'entrée des puces RFID UHF utilisé dans la simulation électromagnétique des antennes. (a) Modèle électrique. (b) Modèle CST Microwave Studio.

4.8 La caractérisation des antennes et des tags RFID UHF passifs

Après avoir réalisé les prototypes, il faut les caractériser afin de vérifier par la mesure les caractéristiques obtenues en simulation. Pour cela, nous avons mis en place des méthodes de mesures permettant de caractériser l'antenne mais également le tag RFID. Concernant l'antenne, nous avons mis en place et comparé deux méthodes permettant de caractériser l'impédance d'entrée d'une antenne. Concernant la caractérisation du tag RFID, nous avons mis en place la mesure de la distance de lecture et de la section radar des tags RFID.

4.8.1 La mesure de l'impédance des antennes de tags RFID UHF passifs

Les performances d'un tag RFID UHF dépendent des performances de l'antenne, de la puce et surtout de l'adaptation d'impédance entre la puce et l'antenne. La conception d'une antenne nécessite donc la mesure de son impédance. Peu de travaux décrivent la mesure d'impédance des antennes de tag RFID. Le problème majeur réside dans l'alimentation de l'antenne [4.10].

Pour la mesure de l'impédance de ces antennes, nous avons mis en œuvre deux méthodes. La première méthode fait appel à l'utilisation d'un balun qui permet de résoudre le problème de symétrie lié à l'alimentation par un câble coaxial. La seconde méthode que nous avons mise en place fait appel à la théorie de l'image et la mesure d'une demi-antenne sur un plan conducteur.

4.8.1.1 La mesure d'impédance à l'aide d'un balun

Un balun est un transformateur qui permet de transformer un mode asymétrique en un mode symétrique. Il est employé pour changer un signal référencé à une masse en un signal symétrique ayant des potentiels égaux par rapport à la masse mais opposés. Le problème posé par l'alimentation d'une antenne ayant un port symétrique par une alimentation asymétrique est illustré sur la Fig. 4.47. Le résultat est l'apparition d'un courant I_3 circulant sur l'extérieur du blindage du coaxial vers la masse à travers une résistance équivalente Z_g . Le courant de fuite peut être diminué soit :

- en utilisant une ferrite sur le câble coaxial, ayant pour effet d'augmenter l'impédance équivalente Z_g ,
- plus efficacement en utilisant un balun.

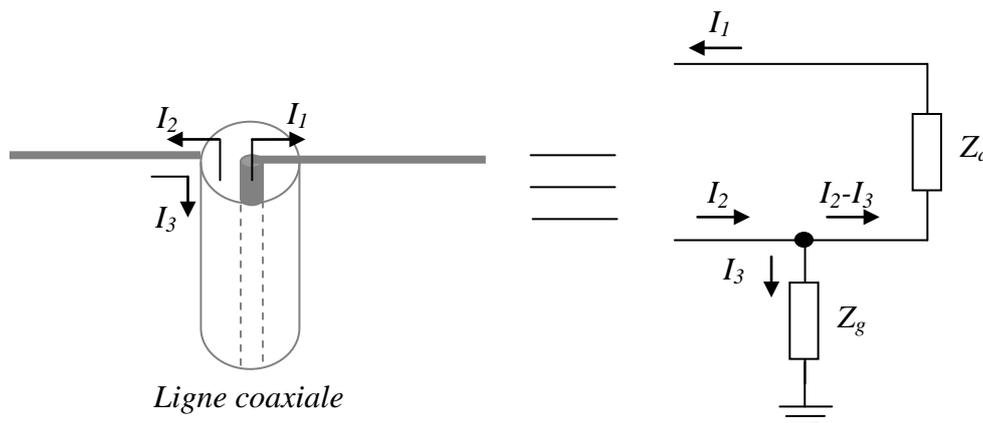


Fig. 4.47 Illustration de la problématique du passage d'un mode asymétrique en un mode symétrique.

Il existe différents types de baluns permettant le passage d'une ligne de transmission asymétrique en une ligne de transmission symétrique. Nous avons mis en œuvre un balun profilé illustré sur la Fig. 4.48. Sa conception est simple. Elle est décrite dans [4.11]. Ce balun permet le passage progressif d'une ligne microstrip 50Ω asymétrique vers un guide d'onde à plaque parallèle 50Ω symétrique. Afin de bien opérer, la longueur totale de ce balun doit être de l'ordre de $\lambda/4$. Le passage de la ligne microstrip à la ligne à plaque parallèle est graduel.

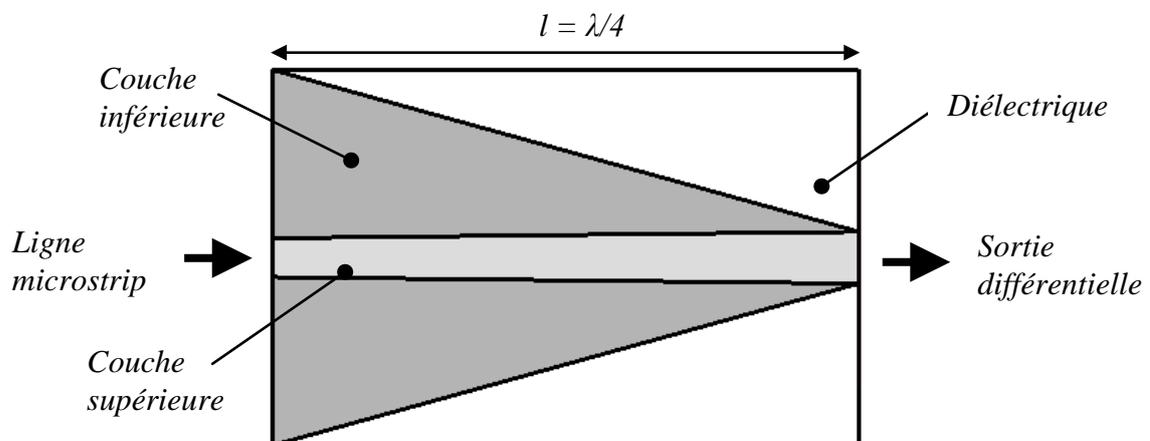


Fig. 4.48 Géométrie du balun profilé.

Le diélectrique utilisé est un RO4003C d'épaisseur 1,5 mm ayant de faibles pertes. La largeur de la ligne microstrip et la largeur de la ligne à plaques parallèles sont respectivement de 3 mm et de 4 mm. La largeur du plan de masse en entrée de la ligne microstrip doit être prise suffisamment grande. La mesure d'une structure composée de deux baluns connectés l'un à l'autre a permis de valider le fonctionnement du balun et de mesurer les pertes d'adaptation et les pertes d'insertion dans la structure sur la bande de fréquence 0,7 GHz à 1,1 GHz ($|S_{21}| > 0,2$ dB et $|S_{11}| < -18$ dB). Nous pourrions donc négliger les pertes apportées par le balun.

La mesure de l'impédance d'une antenne peut donc être réalisée en calibrant l'analyseur de réseau vectoriel à l'aide de charges standards calibrées en sortie du câble coaxial. Puis afin de ramener le plan de référence au plan de mesure (i.e. la sortie différentielle du balun), il suffit d'indiquer la présence d'un délai à l'analyseur de réseau. Pour mesurer ce délai, on pourra mesurer l'impédance du balun avec une impédance haute et en court circuit en sortie du balun. Le délai apporté par une ligne de transmission sans pertes implique un déphasage qui s'exprime en fonction de la constante de propagation, β (Fig. 4.49). La relation entre le coefficient de transmission mesuré au niveau du plan de calibration $\Gamma_{(0)}$ et le coefficient de transmission au niveau du plan de mesure $\Gamma_{(l)}$ est donnée par (4.18).

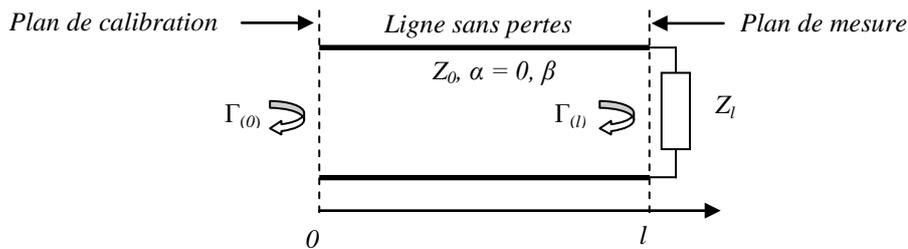


Fig. 4.49 Circuit équivalent de la mesure d'impédance avec un balun.

$$\Gamma_{(l)} = \Gamma_{(0)} \cdot e^{(-j2\beta l)} \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4.18)$$

Nous avons utilisé cette méthode de mesure pour réaliser la mesure de l'impédance des antennes que nous avons réalisées. Cette méthode a permis d'obtenir des résultats dans le cas d'une antenne dipôle adaptée à 50 Ω et dans le cas de l'antenne adaptée par une inductance série. La présence du diélectrique à proximité des points d'alimentation où les courants sont élevés dans le cas de l'antenne adaptée par une inductance parallèle et dans le cas de l'antenne alimentée par couplage ne permet pas de réaliser la mesure.

La Fig. 4.50 donne les résultats de mesure de l'impédance et du coefficient d'adaptation de l'antenne adaptée par une inductance série à 915 MHz. La Fig. 4.51 représente les abaques de Smith de cette mesure normalisée par rapport à Z_0 et par rapport à l'impédance de la puce Z_c . Sur ces abaques sont également représentés les cercles pour un transfert de puissance de 90% et de 50%.

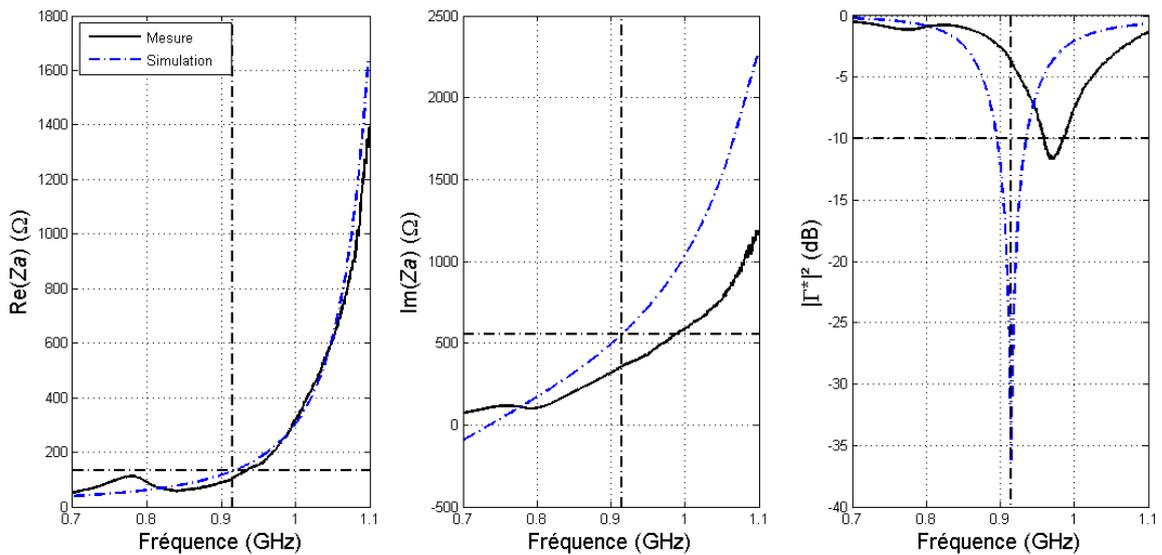


Fig. 4.50 Impédance d'entrée et pertes d'insertion mesurées de l'antenne dipôle adaptée à 915 MHz par une inductance série obtenues en simulation et en mesure

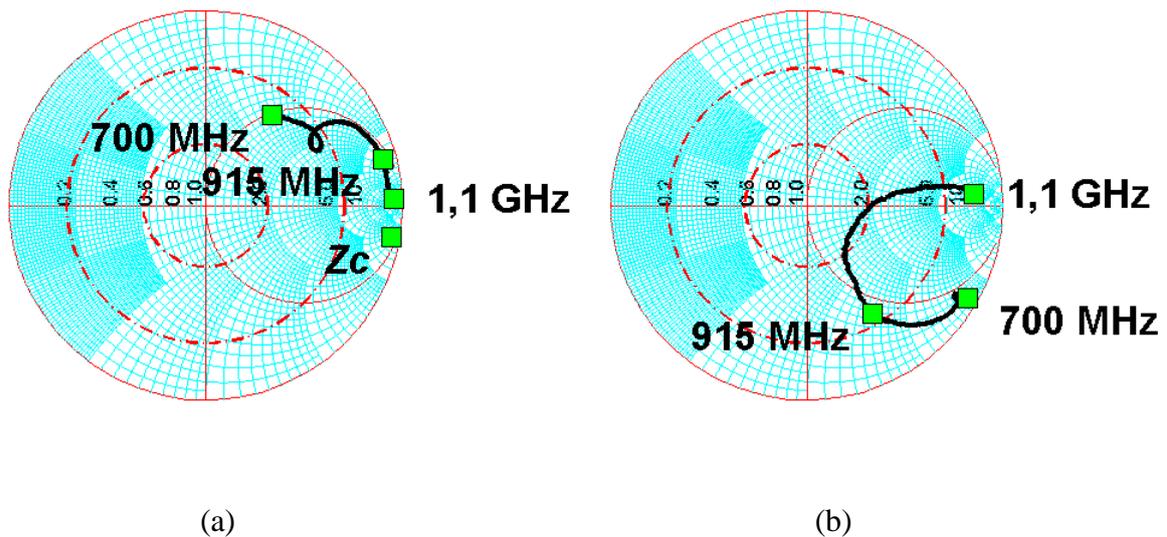


Fig. 4.51 Abaque de Smith de l'antenne dipôle adaptée à 915 MHz par une inductance série mesuré. (a) Normalisé par rapport à Z_0 . (b) Normalisé par rapport à Z_c

On voit sur ces figures que la valeur de la résistance correspond bien à la valeur simulée. La correspondance est moins bonne en ce qui concerne la partie imaginaire. On observe l'adaptation à 972 MHz avec une bande passante à -10 dB de 27 MHz entre 959 MHz et 986 MHz. L'impédance mesurée à 915 MHz est de $102 + j359 \Omega$.

La difficulté dans la mesure vient du changement de plan de référence, de l'estimation du délai apporté par le balun, de la qualité des charges ouvertes et en court circuit, du blindage du câble coaxial de mesure et de l'environnement de mesure.

4.8.1.2 La mesure d'impédance sur un plan conducteur

La seconde méthode de mesure que nous avons mise en œuvre est basée sur la méthode introduite dans [4.12] et [4.13]. Cette méthode fait appel à la théorie de l'image. Le dispositif de mesure est illustré sur la Fig. 4.52.

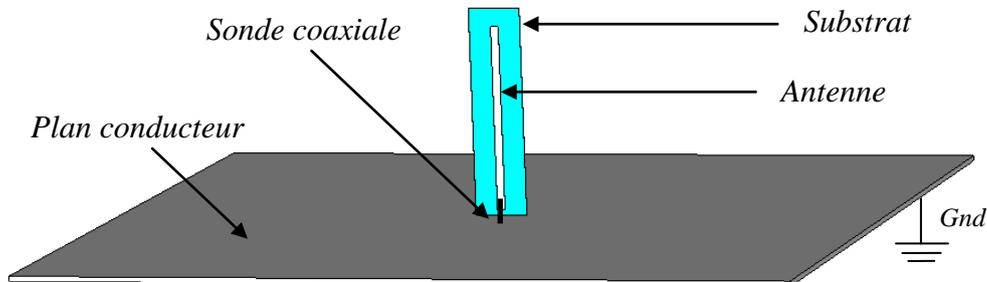


Fig. 4.52 Dispositif de mesure d'impédance sur un plan conducteur.

Une moitié de l'antenne est connectée à un plan conducteur. Elle est alimentée par une sonde coaxiale à travers ce plan. D'après la théorie de l'image, pour un plan conducteur infini, l'impédance vue au niveau de la connexion de l'antenne est égale à la moitié de l'impédance de la structure totale. Nous avons vérifié cela en simulation.

Le plan conducteur que nous avons utilisé en pratique est de dimension 300 mm x 300 mm en cuivre (soit $9\lambda/10 \times 9\lambda/10$ à 915 MHz). De manière pratique afin de maintenir les antennes (réalisées sur support souple) pendant la mesure, nous avons utilisé un support réalisé en matériaux RC 51 HF ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 1,057$ et un coefficient de tangente de perte $\tan\delta < 2.10^{-4}$.

La procédure de calibration pour cette mesure est la même que précédemment introduite dans 4.8.1.1.

La Fig. 4.53 donne les résultats de mesure de l'impédance et du coefficient d'adaptation de l'antenne adaptée par une inductance série à 915 MHz. La Fig. 4.54 représente les abaques de Smith de cette mesure normalisés par rapport à Z_0 et par rapport à l'impédance de la puce Z_c . Sur cet abaque sont également représentés les cercles pour un transfert de puissance de 90% et de 50%.

On voit sur ces figures que la valeur de la résistance correspond bien à la valeur simulée. La correspondance est moins bonne en ce qui concerne la partie imaginaire. On observe l'adaptation à 925 MHz avec une bande passante à -10 dB de 73 MHz entre 890 et 963 MHz. L'impédance mesurée à 915 MHz est de $140 + j527 \Omega$.

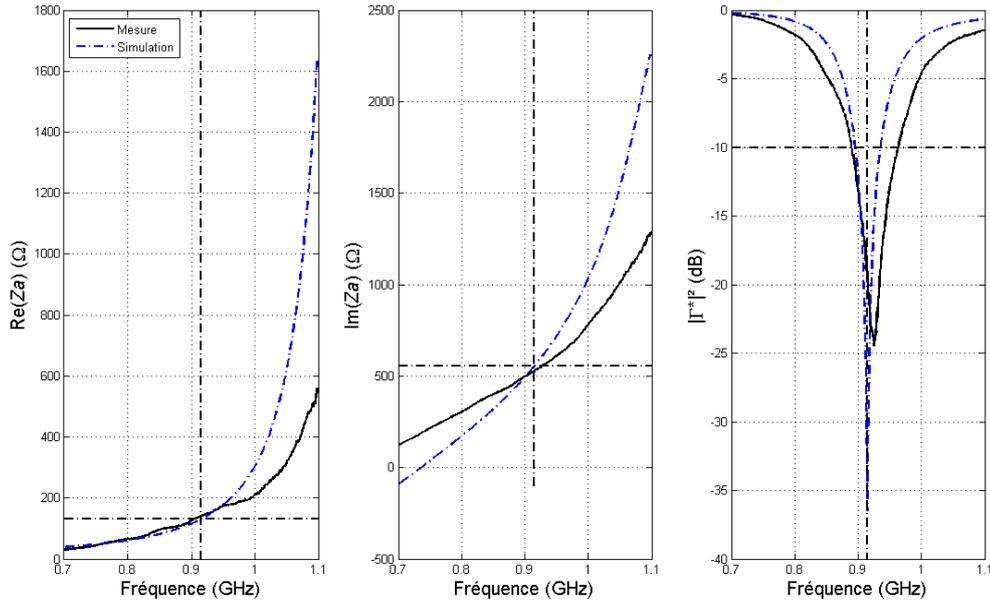


Fig. 4.53 Impédance d'entrée et pertes d'insertion mesurée de l'antenne dipôle adaptée à 915 MHz par une inductance série obtenue en simulation et mesurée à l'aide d'un plan conducteur.

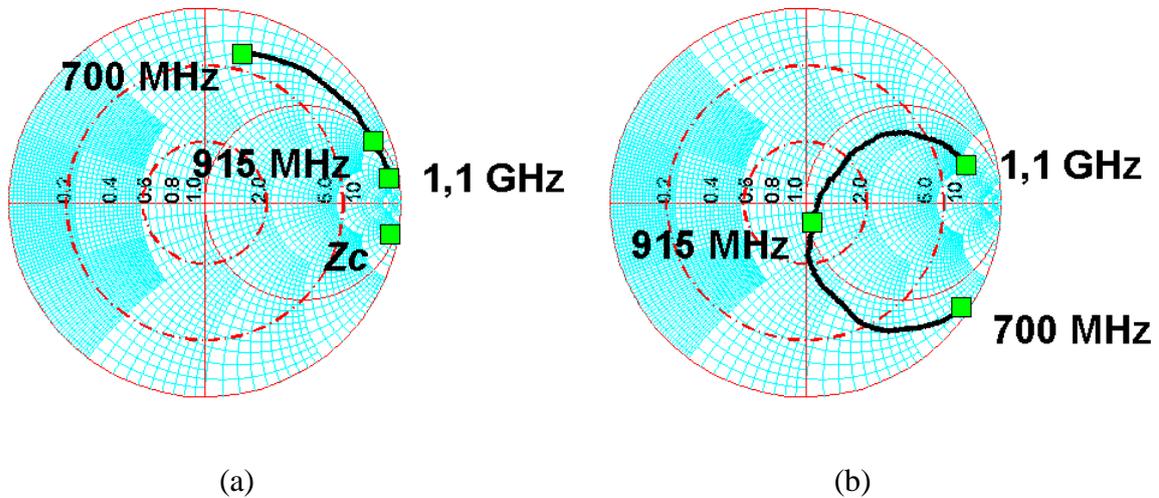


Fig. 4.54 Abaque de Smith de l'antenne dipôle adaptée à 915 MHz par une inductance série mesurée à l'aide d'un plan conducteur. (a) Normalisé par rapport à Z_0 . (b) Normalisé par rapport à Z_c .

On observe sur ces figures un décalage en fréquence entre la mesure et la simulation dû au plan conducteur de dimension fini. On observe également que la bande passante mesurée est plus large. Cela peut être imputable aux pertes introduites par le plan conducteur. Un des principaux problèmes posés par cette méthode de mesure est le positionnement de l'antenne à la bonne hauteur par rapport au plan de masse. Cette méthode ne nécessite pas de balun, la structure de type monopôle étant asymétrique. Également le plan conducteur permet d'isoler le câble coaxial d'alimentation. Nous avons réalisé les mesures dans le cas de l'antenne dipôle adaptée à 5Ω ainsi que dans le cas de l'antenne dipôle adaptée par

une inductance série. Pour les deux autres types d'antennes, nous n'avons pu faire les mesures pour des raisons pratiques. Il était en effet difficile de réaliser la connexion des pistes parallèles à l'alimentation sur le plan conducteur. Egalement, cette méthode de mesure ne peut être appliquée que pour des motifs d'antennes symétriques.

La difficulté dans la mesure vient du changement de plan de référence, de l'estimation du délai apporté par la sonde coaxiale, de la qualité des charges ouvertes et en court circuit, de l'environnement de mesure et de la hauteur entre le monopôle et le plan de masse.

4.8.1.3 Les résultats de mesure

Les résultats de mesures pour une antenne dipôle adaptée à 50Ω et pour l'antenne adaptée par une inductance série sont reportés dans le Tabl. 4.9.

Tabl. 4.9 Différences entre l'impédance mesurée et l'impédance simulée.

Antenne sous test	Méthode de mesure	Différence (Ω)	
		Re	Im
Dipôle ($67 - j4 \Omega$)	Balun	26	26
	Plan conducteur	13	5,6
Antenne adaptée par une inductance série	Balun	30	194
	Plan conducteur	8	26

On observe une différence entre les valeurs mesurées et les valeurs simulées d'impédance pour les deux antennes. D'après ces résultats, la mesure d'impédance sur un plan conducteur est la meilleure car elle ne nécessite pas l'emploi d'un balun et permet d'isoler l'antenne sous test du câble de mesure.

La mesure de l'impédance des antennes, même si elle reste difficile à mettre en œuvre pour les raisons explicitées, nous a permis d'obtenir un premier moyen afin de valider la conception des antennes. Cependant, ce type de mesure reste assez imprécis et peut être difficile à mettre en œuvre en fonction du type d'antenne. Nous allons introduire maintenant deux autres techniques permettant de valider la conception d'une antenne à travers la mesure des performances du tag (antenne et puce).

4.8.2 La mesure de la distance de lecture

Nous avons vu qu'il était difficile de réaliser la mesure avec précision de l'impédance d'une antenne de tag RFID. Une autre façon de réaliser la validation d'une antenne est de fixer une puce à l'antenne et de mesurer les performances obtenues en termes de distance de lecture. La mesure de distance de lecture est introduite dans [4.14].

La puissance reçue au port d'un tag RFID est donnée par l'équation de Friis :

$$P_{tag} = P_l \cdot G_l \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \cdot |\hat{p}_l \cdot \hat{p}_{tag}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{tag}^*|^2) \cdot e_{cdtag} \cdot D_{tag}(\varphi, \theta) \quad (4.19)$$

Où

P_l est la puissance transmise par le lecteur,

G_l est le gain de l'antenne du lecteur,

R est la distance entre le tag et le lecteur,

Γ_{tag} est le coefficient d'adaptation entre l'antenne du tag et la puce,

e_{cdtag} est l'efficacité de l'antenne du tag,

$D_{tag}(\varphi, \theta)$ est la directivité du tag pour une orientation donnée,

$|\hat{p}_l \cdot \hat{p}_{tag}|^2$ est la perte de polarisation entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag.

En supposant que la distance de lecture d'un tag est limitée par la distance à laquelle il est alimenté, la détermination de la distance de lecture d'un tag nous donne une image des performances d'une antenne de tag. Cette distance de lecture est proportionnelle au gain de l'antenne, à l'efficacité de l'antenne et dépend de son adaptation. Le dispositif de mesure que nous avons utilisé est représenté sur la Fig. 4.55.

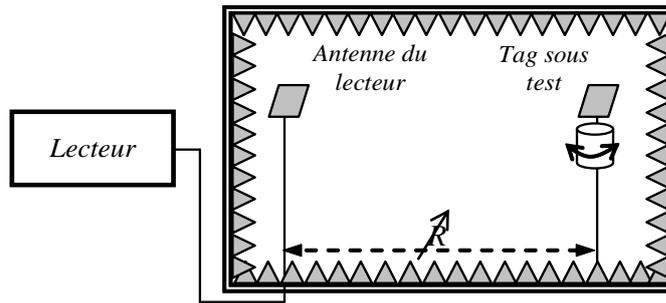


Fig. 4.55 Dispositif de mesure de la distance de lecture.

Ne disposant ni de générateur de signaux, ni d'analyseur de signaux, nous avons réalisé la mesure de la distance de lecture à l'aide de lecteurs RFID disponibles sur le marché. Nous avons utilisé deux types de lecteur :

- Le lecteur ALR 9780 de Alien Technology. Ce lecteur fonctionne sur la bande Nord Américaine. Il délivre une puissance de 30 dBm et utilise le protocole EPC C1 Gen2.
- Et le lecteur IP3384 de Ipico. Ce lecteur permet de lire les puces utilisant le protocole IPX. Il fonctionne dans la bande européenne en délivrant une puissance ERP de 500 mW (27 dBm) à une fréquence de 869,4 MHz.

La mesure de la distance de lecture maximum demande de placer le tag dans sa configuration opérationnelle. Elle peut être réalisée de deux façons :

- Directement, pour une puissance maximale P_{lmax} de transmission fixe, en modifiant physiquement la distance R séparant le tag de l'antenne du lecteur. On détermine ainsi la distance maximale de lecture R_{max} .
- Indirectement, en gardant la distance fixe à une valeur R_l et en modifiant la puissance P_l transmise par le lecteur jusqu'à trouver la puissance minimal d'activation P_{lmin} .

La relation reliant P_{lmax} , R_{max} , P_{lmin} et R_l est donnée par (4.20). Elle dérive de (4.19).

$$\frac{P_{lmax}}{R_{max}^2} = \frac{P_{lmin}}{R_l^2} \quad (4.20)$$

Ainsi plus l'antenne sera performante en termes d'adaptation à la puce RFID, d'efficacité et de gain, plus la distance de lecture sera importante.

A travers (4.19), on voit qu'il est possible de tracer le diagramme de rayonnement d'un tag RFID en le normalisant par rapport à sa valeur maximale, la seule variable dépendant de l'orientation du tag étant la directivité du tag.

4.8.3 La mesure de la section radar des tags RFID UHF passifs

Une dernière façon de valider la conception d'une antenne de tag RFID est de réaliser la mesure de la section radar (où RCS pour Radar Cross Section). La mesure de section radar de tag RFID est introduite dans [4.15]. Elle a été reprise par l'équipe du laboratoire et présentée dans [4.16].

La puissance P_a reçue par l'antenne d'un tag est donnée par

$$P_a = S_i \cdot A_e(\varphi, \theta) \quad (4.21)$$

Où

S_i est la densité de puissance incidente,

$A_e(\varphi, \theta)$ est l'aire effective de l'antenne du tag pour une orientation donnée. Elle est donnée en fonction du gain par (4.22).

$$A_e(\varphi, \theta) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{tag}(\varphi, \theta) \quad (4.22)$$

La puissance re-rayonnée par la résistance de rayonnement de l'antenne est donnée par

$$P_{re-radié}(\varphi, \theta) = K \cdot P_a \cdot G_{tag}(\varphi, \theta) = K \cdot S_i \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{tag}(\varphi, \theta)^2 \quad (4.23)$$

Où K est le facteur représentant la partie de la puissance réfléchi.

$$K = |1 - \Gamma|^2 = \frac{4R_a^2}{|Z_a + Z_c|^2} \quad (4.24)$$

La Fig. 4.56 représente le coefficient K en fonction de la valeur de l'impédance de l'antenne dans le cas de la puce EM4222 et dans le cas de la puce XRAG2. On voit sur cette figure qu'il n'existe pas de relation directe permettant à partir de la mesure de la section radar de retrouver la valeur de l'impédance d'une antenne. En fonction de l'adaptation, la valeur de la section radar peut être plus ou moins grande que dans le cas adapté. La Fig. 4.57 représente le coefficient K en fonction de la valeur de l'impédance de la puce pour une valeur d'impédance d'antenne fixe. C'est par une modulation de l'impédance de la puce que le tag module sa section radar.

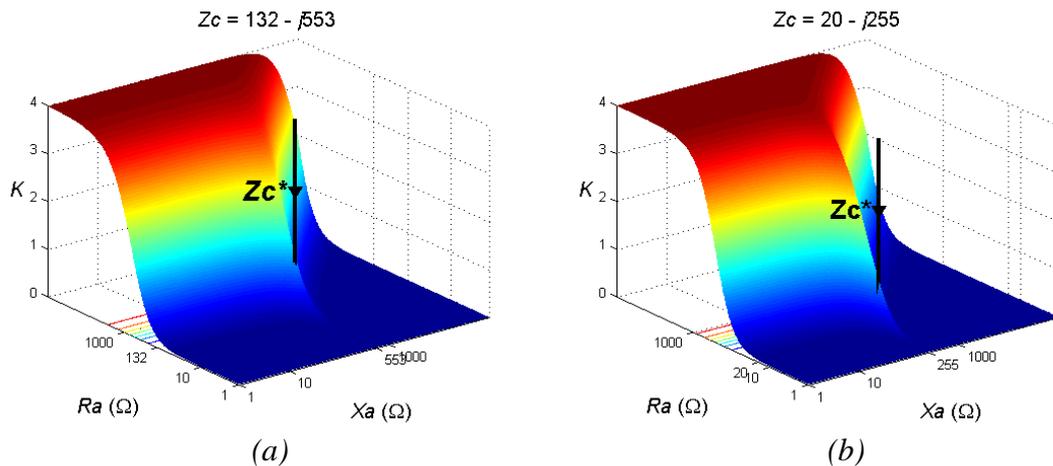


Fig. 4.56 Variation de la section radar en fonction de l'impédance de l'antenne. (a) Pour la puce EM4222. (b) Pour la puce XRAG2 en packaging die.

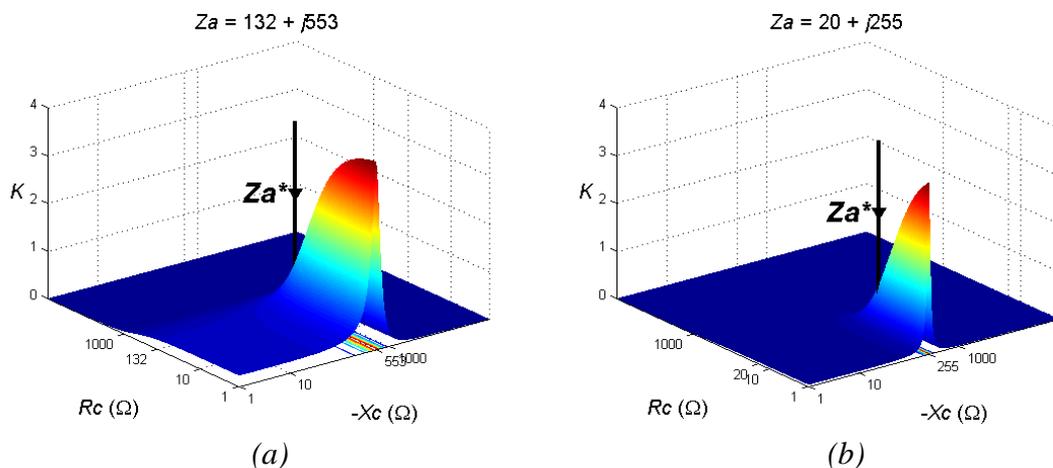


Fig. 4.57 Variation de la section radar en fonction de l'impédance de la puce. (a) Pour la puce EM4222. (b) Pour la puce XRAG2 en packaging die.

La section radar, σ , d'un tag est donc donnée par (4.25).

$$\sigma(\varphi, \theta) = \frac{P_{re-radié}(\varphi, \theta)}{S} = \frac{4R_a^2}{|Z_a + Z_c|^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{tag}(\varphi, \theta)^2 \quad (4.25)$$

Le dispositif de mesure de cette section radar est illustré sur la Fig. 4.58.

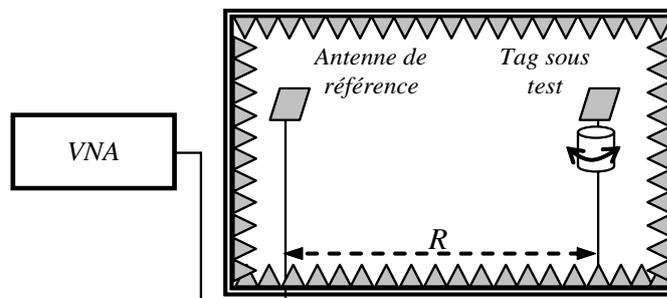


Fig. 4.58 Dispositifs de mesure de la section radar.

Le VNA utilisé est le HP 8720D. A cause de la faible section radar du tag, la puissance d'émission maximale est placée sur le port du VNA afin d'abaisser le niveau de bruit (5 dBm). Afin d'abaisser le niveau de bruit dans la chambre anéchoïque, les contributions des réflexions des murs de la chambre ont été minimisées :

- en éloignant le tag des murs de la chambre,
- et en plaçant l'axe du dispositif de mesure dans la diagonale de la chambre anéchoïque afin d'éviter les réflexions directes.

La procédure de mesure est constituée de deux étapes. La première étape consiste à effectuer une mesure du coefficient de réflexion Γ_1 de l'antenne en l'absence du tag à caractériser. La valeur mesurée inclue la réflexion de l'antenne et également les réflexions à l'intérieur de la chambre anéchoïque. Cette mesure sert de niveau de référence. La seconde étape consiste à réaliser la mesure du coefficient de réflexion Γ_2 en présence du tag RFID à caractériser dans sa configuration opérationnelle. La puissance réfléchi par le tag peut alors être déterminée par (4.26).

$$|\Gamma_{tag}|^2 = \frac{P_{ressue}}{P_{transmie}} \quad (4.26)$$

Avec

$$\Gamma_{tag} = \Gamma_1 - \Gamma_2 \quad (4.27)$$

La section radar du tag est alors déterminée en appliquant l'équation (4.28).

$$\sigma = |\Gamma_{tag}|^2 \frac{(4\pi)^3 R^4}{G_t^2 \lambda^2} \quad (4.28)$$

Où

G_t , est le gain de l'antenne de référence,

R est la distance entre le tag et l'antenne de référence.

La distance R doit être prise en sorte que les deux antennes, l'antenne de référence et l'antenne du tag RFID se trouvent dans le champ lointain. Si on définit D_{ref} et D_{tag} comme étant respectivement la plus grande dimension de l'antenne de référence et de l'antenne du tag RFID, la distance R doit respecter (4.29).

$$R > \max\left(\frac{2D_{ref}^2}{\lambda}, \frac{2D_{tag}^2}{\lambda}\right) \quad (4.29)$$

La Fig. 4.59 illustre la mesure de la section radar d'un tag RFID dans une chambre anéchoïque à l'aide d'une antenne cornet de référence SAS-571.



Fig. 4.59 Mesure de la section radar en chambre anéchoïque.

A partir de (4.28), on peut voir que le diagramme de rayonnement normalisé du tag peut être mesuré à partir de la mesure de la section radar. Car le seul paramètre de l'antenne variant en fonction de la direction dans cette équation est le gain.

La mesure de la section radar d'un tag RFID permet d'avoir une image du paramètre K et donc du coefficient $|1 - \Gamma|^2$. La comparaison entre la section radar mesurée et la section radar simulée permet donc de valider le modèle de simulation.

La Fig. 4.60 représente la section radar mesurée et simulée d'une antenne dipôle à 915 MHz chargée avec une résistance CMS de 50Ω et du tag constitué de l'antenne adaptée par inductance série à la puce EM4222 à 915 MHz.

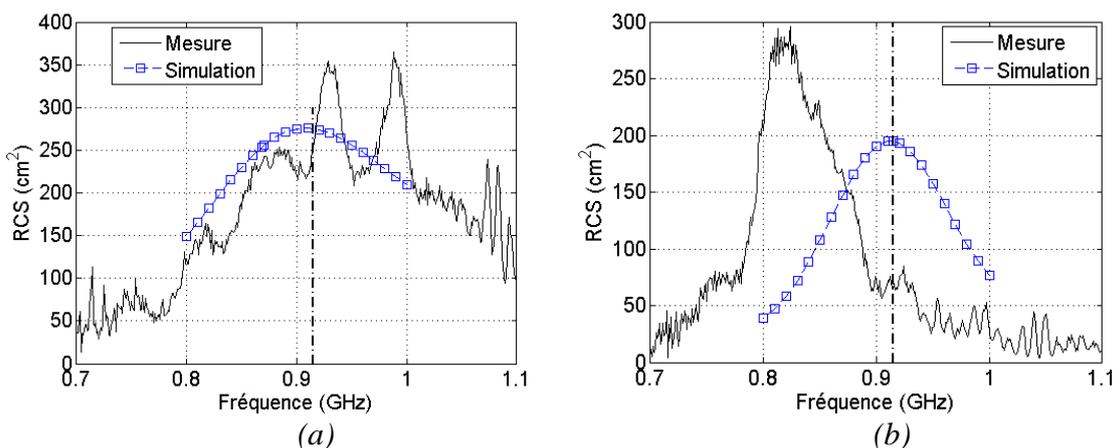


Fig. 4.60 Section radar mesurée et simulée (a) d'un dipôle et (b) du tag constitué de l'antenne dipôle adaptée par inductance série à 915 MHz.

On voit que les sections radars du dipôle mesurées et simulées sont très proches de la valeur théorique de 255 cm^2 . Concernant le tag, on peut observer que la section radar du tag ne correspond pas à la valeur obtenue en simulation. Le pic de la section radar est décalé en fréquence avec une amplitude de 1,5 fois supérieure à l'amplitude simulée. De cette courbe, on peut déduire une désadaptation entre l'antenne et la puce RFID qui peut

venir de l'impédance de l'antenne qui ne correspondrait pas tout à fait avec la simulation et également de l'impédance de la puce RFID qui ne correspondrait pas tout à fait à la valeur donnée par le fondeur.

4.8.4 Conclusion

Nous avons vu trois méthodes permettant de caractériser une antenne de tag RFID. Cette étape de caractérisation est importante car elle permet de valider l'ensemble du processus de conception :

- La mesure de l'impédance d'entrée d'une antenne. Cette mesure permet de valider la valeur de l'impédance d'entrée d'une antenne afin de garantir l'adaptation entre l'antenne et la puce RFID.
- La mesure de la distance de lecture du tag. Cette mesure permet de caractériser les performances en termes de directivité, d'efficacité et d'adaptation d'une antenne de tag. Elle permet également de tracer le diagramme de rayonnement d'un tag RFID.
- La mesure de la section radar. Cette méthode de mesure permet de vérifier l'adaptation entre une antenne et une puce RFID. Elle permet également de déterminer le diagramme de rayonnement d'un tag RFID.

4.9 Conclusion

Ce chapitre a abordé la conception des antennes pour les tags RFID UHF passifs. Nous avons présenté notre méthodologie de conception qui permet d'obtenir à partir d'un cahier des charges une antenne de tag RFID répondant aux besoins. Nous avons présenté chacune des étapes de cette méthodologie en commençant par présenter les propriétés des puces RFID et les antennes conventionnellement utilisées. Nous avons ensuite introduit différentes techniques d'adaptation qui peuvent être mise en œuvre et avons présenté la simulation de ces antennes et la représentation de leur port sous le logiciel CST Microwave Studio. Nous avons enfin décrit des méthodes de mesures permettant de valider les prototypes issus des résultats de simulation.

Bibliographie – Chapitre 4.

- [4.1] H. Chu, B. An, F. Wu, Y. Wu, "RFID Tag Packaging with Anisotropically Conductive Adhesive, Electronic Packaging Technology", 7th International Conference on Electronic Packaging Technology, Shanghai, 26-29 August 2006.
- [4.2] EM Microelectronic - MARIN SA, "EM4222 - Read-Only UHF Identification Device", Datasheet, 2005.
- [4.3] M. B. Eunni, "A Novel Planar Microstrip Antenna Design for UHF RFID", M.S. thesis, Madras University, India, May 2004.
- [4.4] A. Ghiotto, S. F. Cantalice, T. P. Vuong, A. Pouzin, G. Fontgalland, S. Tedjini, "Miniaturized Patch Antenna for the Radio Frequency Identification of Metallic Objects", Oral, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2008), Atlanta, 15-20 June 2008.
- [4.5] Anritsu, "Series 37xxx Vector Network Analyzer Operation Manual", P/N: 10410-00261, Revision: B, February 2007.
- [4.6] Agilent, "Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements", Product Note 8510-8A, July 2006.
- [4.7] STMicroelectronics, "AN2631, Application Note, XRAG2 UHF Antenna Reference Design", Application note, October 2007.
- [4.8] C.A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", John Wiley & Sons, second edition, 1997.
- [4.9] H. Jang, B. Lee, "UHF-band Inductively-Coupled RFID Antenna with Near-Isotropic Radar Cross Section Patterns", Antennas and Propagation International Symposium, 2007 IEEE, Honolulu, HI, 9-15 June 2007, pp. 1209 – 1212.
- [4.10] K. Seong Leong, M. Leng Ng, P. Cole, "Investigation of RF Cable Effect on RFID Tag Antenna Impedance Measurement", Antennas and Propagation International Symposium, 2007 IEEE, Honolulu, HI, 9-15 June 2007, pp. 573 – 577.
- [4.11] K.V. Puglia, "Electromagnetic Simulation of Some Common Balun Structures", IEEE microwave magazine, Vol. 3, Issue 3, September 2002, pp. 56 – 61.
- [4.12] K. S. Leong, M. Leng Ng, P. H. Cole, "Investigation of RF Cable Effect on RFID Tag Antenna Impedance Measurement" IEEE Antennas and Propagation Symposium, Honolulu, HI, June 2007.
- [4.13] Z. Fang, R. Jin, J. Geng, J. Sun, "A Novel Broadband Antenna for Passive UHF RFID Transponders Offering Global Functionality", Microwave and optical technology letters, Wiley, Vol. 49, No 11, November 2007, pp 2795-2798.
- [4.14] M.-S. Kwon, J.-H. Yun, "RFID Tag Range Measurement System Using Isolation Antenna", 37th European Microwave Conference, Munich, Germany, October 2007.
- [4.15] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Theory and measurement of backscattering from RFID tags", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 48, No 6, December 2006, pp. 212-218.

- [4.16] A. Pouzin, T. P. Vuong, J. Perdereau, S. Tedjini, "Measurement of Radar Cross Section for Passive UHF RFID Tags", in Proc. 2nd Int. European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh, UK, November 2007.

Chapitre 5
L'identification des objets métalliques, la miniaturisation et
l'esthétique des antennes de tags RFID UHF passifs

L'identification des objets métalliques, la miniaturisation et l'esthétique des antennes de tags RFID UHF passifs

5.1 Présentation du chapitre

Dans le précédent chapitre, nous nous sommes intéressés à la conception d'antennes de tags RFID UHF passifs. Dans ce chapitre, nous aborderons certains aspects particuliers de la conception de ces antennes. La section 5.2 s'intéressera au cas particulier des antennes de tags RFID UHF pour l'identification des objets métalliques. La section 5.3 sera consacrée à différentes techniques de miniaturisation qui peuvent être utilisées à la fois dans le but de réaliser l'identification de petits objets, nécessaire pour atteindre l'objectif de l'identification individuelle des objets, et également intéressant dans le but de diminuer le coût des tags RFID en faisant intervenir moins de matières premières. Enfin, les tags RFID étant souvent en contact avec les consommateurs nous aborderons les différents aspects touchant à l'esthétique des antennes de tags RFID dans la section 5.4.

Sommaire – Chapitre 5.

5.1	Présentation du chapitre.....	160
5.2	Les antennes RFID pour l'identification d'objets métalliques.....	164
5.2.1	L'antenne dipôle.....	164
5.2.2	L'antenne patch.....	166
5.3	La miniaturisation des antennes de tags RFID UHF passifs.....	169
5.3.1	Les antennes pré-fractales.....	169
5.3.2	Les antennes patches de tags RFID à fente.....	174
5.3.3	Les antennes dipôles repliées.....	177
5.3.4	Les limites de la miniaturisation.....	180
5.4	L'esthétique des antennes de tags RFID UHF passifs.....	181
5.4.1	L'insertion de logo.....	181
5.4.2	L'insertion de texte.....	183
5.5	Conclusion.....	186
	Bibliographie – Chapitre 5.....	187

Table des illustrations – Chapitre 5.

Fig. 5.1	Réalisation de l'antenne dipôle pour l'identification d'objet métallique.	165
Fig. 5.2	Impédance d'entrée et coefficient d'adaptation de l'antenne à 868 MHz.	165
Fig. 5.3	Diagramme de rayonnement de l'antenne sur un plan conducteur de 25 x 25 cm.	166
Fig. 5.4	Géométrie de l'antenne patch.	166
Fig. 5.5	Courant de surface à 868 MHz.	167
Fig. 5.6	Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne.	168
Fig. 5.7	Diagramme de rayonnement de l'antenne.	168
Fig. 5.8	Réalisation de l'antenne patch pour l'identification d'objet métallique.	169
Fig. 5.9	Géométries des quatre premières itérations des deux codes.	170
Fig. 5.10	Structures initiales à laquelle la fonction d'itération modifiée a été appliquée.	171
Fig. 5.11	Géométrie des quatre premières itérations générées à partir du code modifié et de l'arc.	171
Fig. 5.12	Coefficients de réflexion simulés pour différents angles en gardant une longueur totale l identique.	172
Fig. 5.13	Géométries des antennes réalisées.	172
Fig. 5.14	Coefficient de réflexion mesuré pour les trois antennes.	173
Fig. 5.15	Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E à 868 MHz.	173
Fig. 5.16	Adaptation d'une antenne fractale à l'impédance d'une puce RFID ($Z_c = 10 - j30 \Omega$) [5.4].	173
Fig. 5.17	Réalisation de l'antenne adaptée par ses propriétés intrinsèques.	174
Fig. 5.18	Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne.	175
Fig. 5.19	Antenne patch miniaturisée par fente pour l'identification d'objet métallique.	175
Fig. 5.20	Diagramme de rayonnement de l'antenne.	176
Fig. 5.21	Réalisations de l'antenne patch initiale et de l'antenne patch miniaturisée pour l'identification d'objet métallique.	176
Fig. 5.22	Géométrie de l'antenne repliée alimentée par couplage. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous.	177
Fig. 5.23	Impédance d'entrée et coefficient d'adaptation de l'antenne repliée.	178
Fig. 5.24	Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle repliée alimentée par couplage.	179
Fig. 5.25	Réalisations de l'antenne dipôle adaptée par couplage inductif et de l'antenne dipôle repliée adaptée par couplage inductif.	179
Fig. 5.26	Coefficient de qualité minimum d'une antenne en fonction de sa plus grande dimension.	180
Fig. 5.27	Gain maximum réalisable en fonction de la plus grande dimension d'une antenne.	181
Fig. 5.28	Géométrie de l'antenne adaptée par une inductance série.	182
Fig. 5.29	Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne adaptée à 915 MHz par une inductance série obtenues en simulation.	182
Fig. 5.30	Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne adaptée à 915 MHz par une inductance série.	183
Fig. 5.31	Réalisation de l'antenne dipôle adaptée par méandre avec le logo de l'INPG.	183

Fig. 5.32	Géométrie de l'antenne.....	184
Fig. 5.33	Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne adaptée à 915 MHz obtenues en simulation.	184
Fig. 5.34	Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne.	185
Fig. 5.35	Réalisation de l'antenne dipôle avec les inscriptions ORSYS et LCIS.....	185

5.2 Les antennes RFID pour l'identification d'objets métalliques

Il y a une forte demande dans de nombreux domaines industriels pour l'identification d'objets métalliques (l'automobile, l'aéronautique, le pétrolier...). Cependant il existe une influence importante des matériaux et particulièrement des matériaux conducteurs situés dans le champ proche de l'antenne d'un tag RFID. Cette influence modifie les caractéristiques et les performances d'un tag. Plusieurs types de tags RFID UHF passifs ont été conçus spécialement pour être montés sur des plans conducteurs dont ceux présentés par [5.1] et [5.2]. Nous présentons ici deux types de tags passifs que nous avons étudiés.

5.2.1 L'antenne dipôle

Le premier type d'antenne que nous avons étudié est une antenne de type dipôle positionnée au dessus d'un plan conducteur.

Un plan conducteur placé à proximité d'un dipôle a des effets non négligeables. Le Tabl. 5.1 illustre l'effet sur la désadaptation d'une antenne de type dipôle en fonction de la proximité d'un plan métallique. On voit que la proximité d'un plan conducteur détériore fortement l'adaptation de l'antenne. Le plan conducteur a pour effet de réduire l'impédance de l'antenne. Nous avons donc voulu savoir si par la prise en compte de ce plan conducteur, il était possible de concevoir une antenne de type dipôle pour l'identification des objets métalliques.

Tabl. 5.1 Effet sur la désadaptation d'une antenne dipôle en fonction de la proximité d'un plan métallique infini (obtenu par simulation).

Distance dipôle/plan métallique, en mm	Coefficient d'adaptation Γ , en dB
∞	-17,8
150	-13,2
100	-12,4
40	-9,6
30	-5,3
20	-2,7
10	-0,8
5	-0,34

L'antenne que nous avons réalisée est illustrée sur la Fig. 5.1. Il s'agit d'une antenne de type dipôle adaptée par une inductance série. L'adaptation d'impédance a été réalisée en prenant en compte la proximité d'un plan métallique conducteur à une distance de 30 mm du tag. Ce tag met en œuvre la puce EM4222 à la fréquence de 868 MHz.

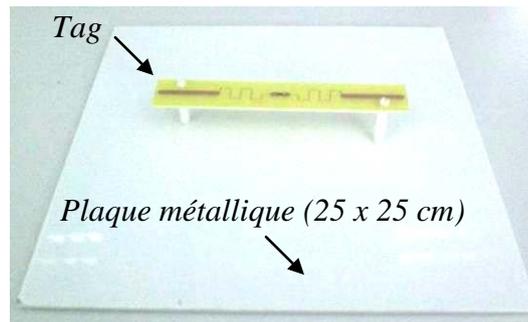


Fig. 5.1 Réalisation de l'antenne dipôle pour l'identification d'objet métallique.

La Fig. 5.2 illustre l'impédance d'entrée ainsi que le coefficient d'adaptation de l'antenne. On peut voir sur cette figure qu'une adaptation à -22 dB à la fréquence de 868 MHz est obtenue après optimisation avec une bande passante de 164 MHz entre 753 MHz et 917 MHz.

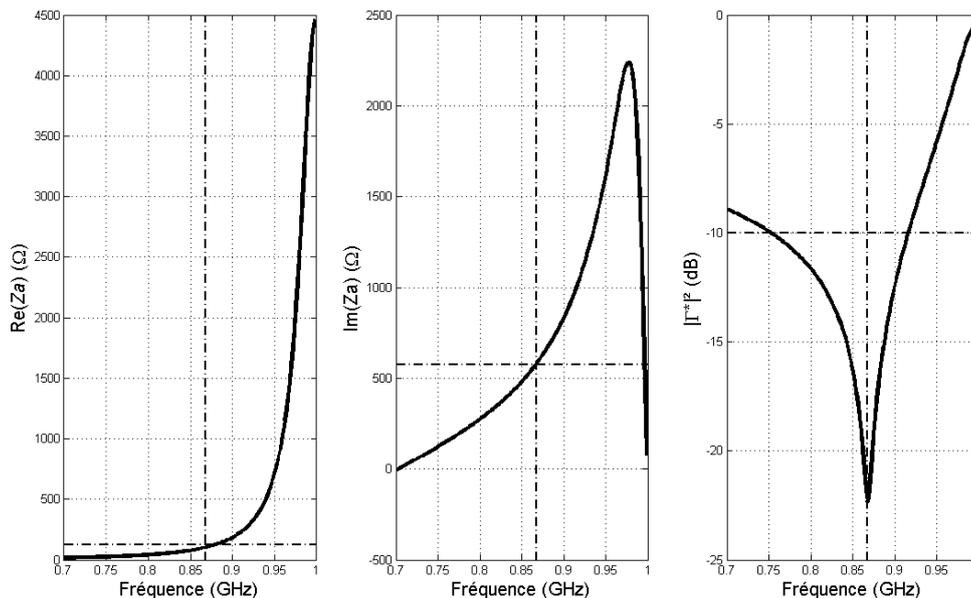


Fig. 5.2 Impédance d'entrée et coefficient d'adaptation de l'antenne à 868 MHz.

La Fig. 5.3 illustre le diagramme de rayonnement obtenu en simulation. On voit que le diagramme de rayonnement est fortement modifié par la présence du plan métallique jouant le rôle de réflecteur. Ainsi le diagramme de rayonnement obtenu est directif avec une directivité de 8,53 dBi. Nous avons testé cette antenne à l'aide du lecteur Ipico. Nous avons obtenu une distance de lecture de 92 cm à comparer à une distance de lecture de 132 cm pour un tag commercial X4TTO de la compagnie Ipico. Cette différence de distance de lecture provient sûrement d'une désadaptation entre l'antenne de notre prototype et la puce. Par ce prototype, nous avons validé la réalisation de ce type d'antenne.

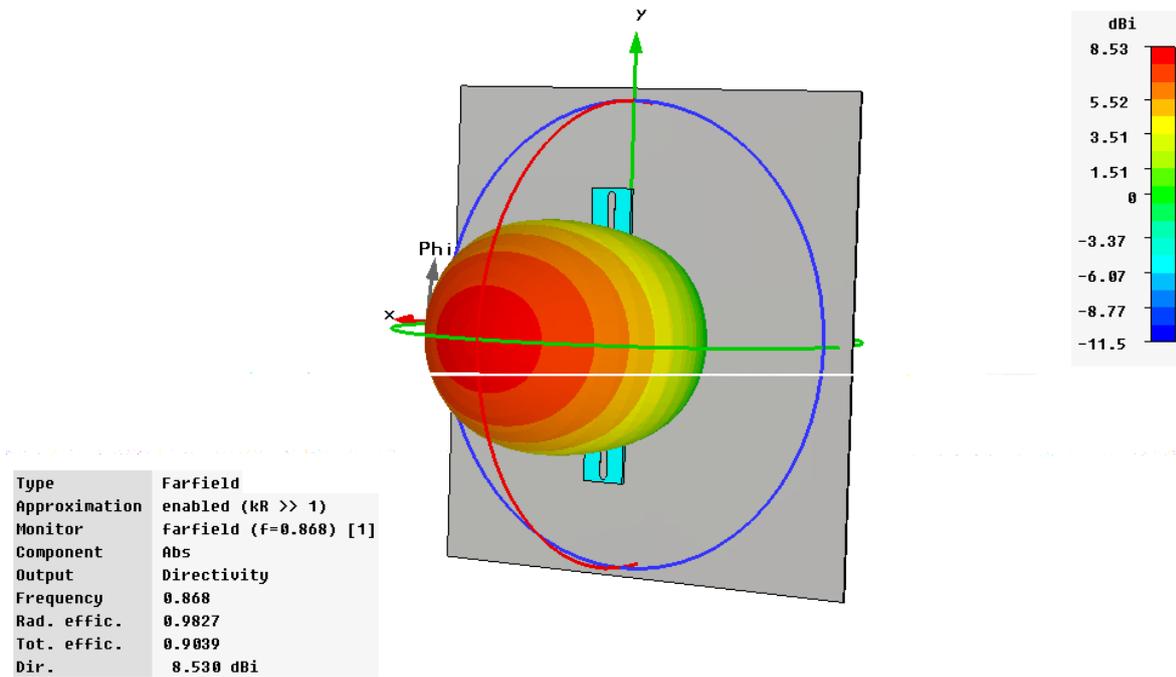


Fig. 5.3 Diagramme de rayonnement de l'antenne sur un plan conducteur de 25 x 25 cm.

5.2.2 L'antenne patch

Nous avons étudié un autre type d'antenne pour cette application. Nous avons choisi de mettre en œuvre une antenne possédant un plan de masse et pouvant donc tirer profit de la surface conductrice de l'objet à identifier. Nous nous sommes inspiré de [5.1] et avons appliqué la démarche décrite dans le chapitre 3. La géométrie de l'antenne obtenue est illustrée sur la Fig. 5.4. Les valeurs des paramètres sont reportées dans le Tabl. 5.2.

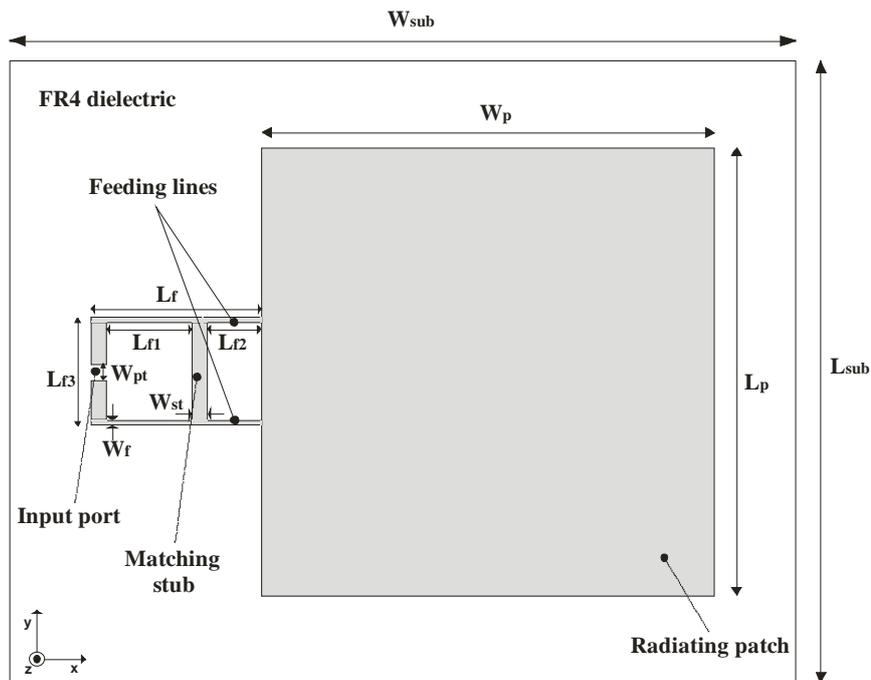


Fig. 5.4 Géométrie de l'antenne patch.

Tabl. 5.2 Paramètres de l'antenne patch.

Variable	868 MHz (mm)
L_{sub}	83,8
W_{sub}	145,5
W_p	84
L_p	83,8
L_f	31,5
L_{f1}	15,8
L_{f2}	10
L_{f3}	20,1
W_f	31,5
W_{pt}	3

La Fig. 5.5 illustre le courant de surface obtenu en simulation de cette antenne. On peut voir que la distribution de ce courant correspond bien au mode TM_{010} . On peut également observer que les courants alimentant le patch à travers les deux lignes microstrips sont opposés.

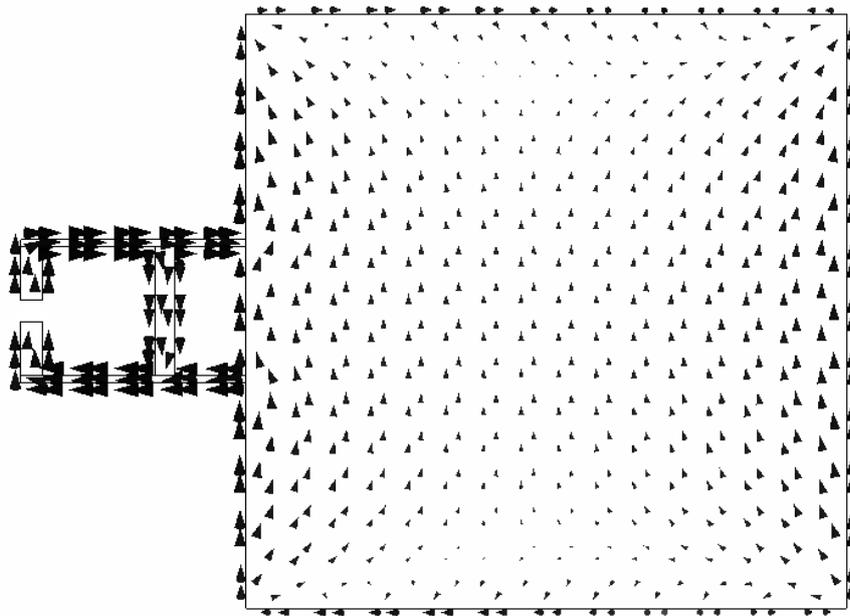


Fig. 5.5 Courant de surface à 868 MHz.

L'impédance d'entrée et les pertes d'insertion de l'antenne sont reportées sur la Fig. 5.6. On peut voir sur cette figure qu'une adaptation à -26 dB à la fréquence de 868 MHz est obtenue après optimisation avec une bande passante de 57 MHz entre 833 MHz et 890 MHz.

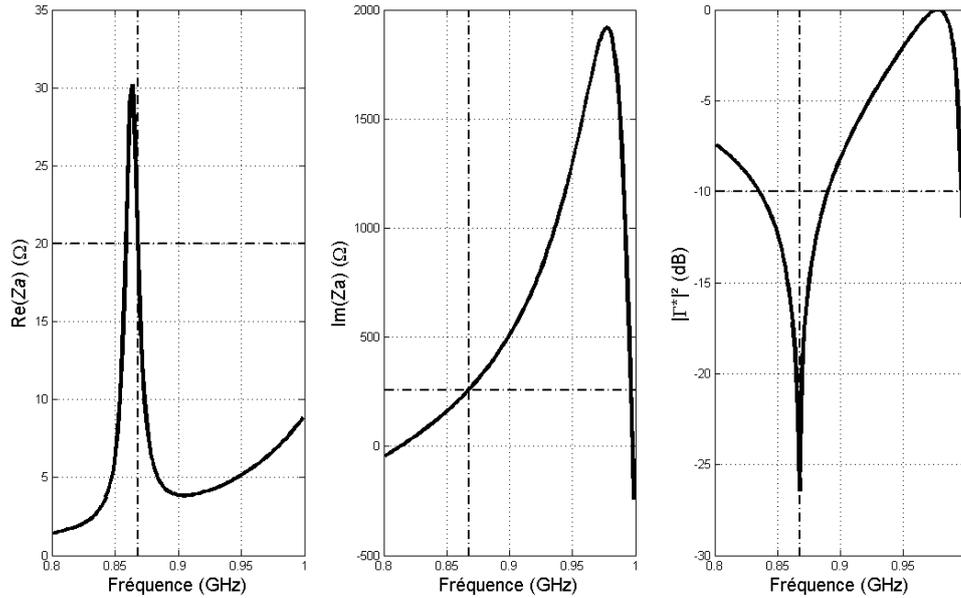


Fig. 5.6 Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est représenté sur la figure Fig. 5.7. Cette antenne a été réalisée à partir d'un substrat de type FR4 dont les caractéristiques sont $\epsilon_r = 4,3$ et $\tan\delta = 0,01$. Ce substrat a de fortes pertes qui expliquent la faible efficacité de l'antenne ($\approx 0,26\%$).

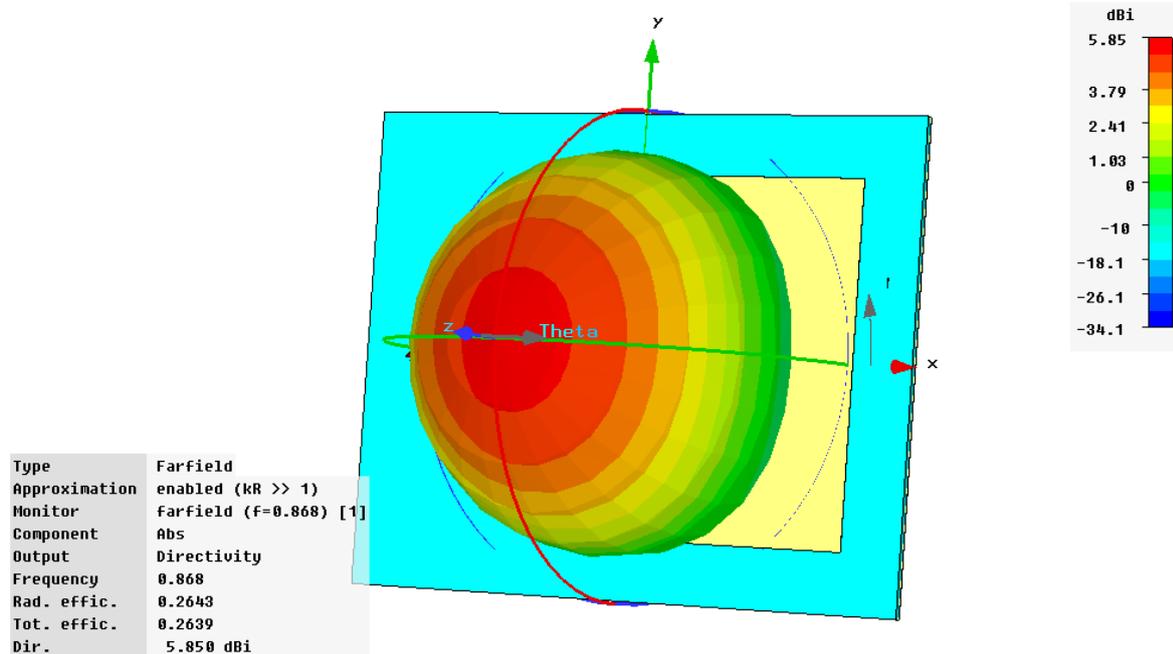


Fig. 5.7 Diagramme de rayonnement de l'antenne.

La réalisation de cette antenne est illustrée sur la Fig. 5.8.

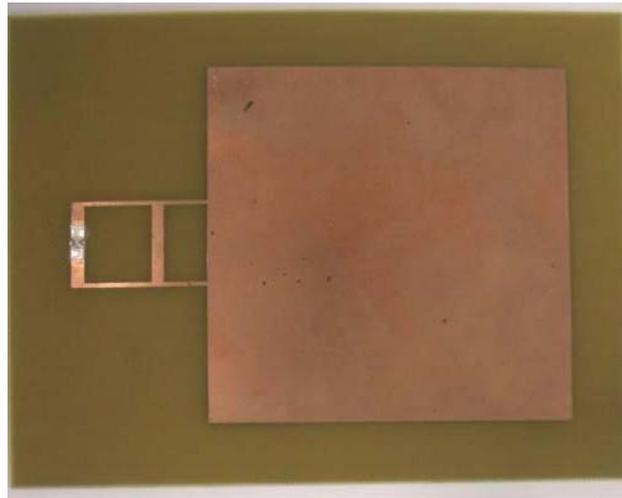


Fig. 5.8 Réalisation de l'antenne patch pour l'identification d'objet métallique.

5.3 La miniaturisation des antennes de tags RFID UHF passifs

La miniaturisation des antennes de tag RFID UHF porte un très grand intérêt pour plusieurs raisons :

- rendre les tags RFID plus discrets,
- diminuer le coût des tags RFID en faisant intervenir moins de matière d'une part et en permettant des cadences de production plus importantes dans le cas d'un procédé rouleau à rouleau,
- permettre l'identification de petits objets, afin de réaliser leur identification individuelle.

Trois principales techniques de miniaturisation ont été investiguées : la miniaturisation par l'utilisation de motifs pré-fractaux, la miniaturisation d'antennes patches par l'insertion de fentes et la miniaturisation par repliement. Nous allons présenter ces trois techniques.

5.3.1 Les antennes pré-fractales

La réalisation d'antennes de type dipôle par motifs pré-fractaux est introduite dans [5.3], [5.4] et [5.5]. En utilisant des motifs pré-fractaux, il est possible de réduire la dimension totale de la géométrie d'une antenne tout en gardant la même longueur effective.

Une géométrie pré-fractale est générée à partir d'une structure initiale A grâce à une fonction itérative W constituée d'une série de N transformation affine (w_1 à w_n) (5.1). La fonction itérative est appliquée récursivement afin d'obtenir un niveau supérieur de fractalisation.

$$W(A) = \bigcup_{i=1}^N w_i(A) \quad (5.1)$$

Ces fonctions affines peuvent être représentées par (5.2) dans le cas de structure planaire. Où a , b , c et d permettent la rotation et le redimensionnement alors que e et f permettent une translation.

$$w \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

La fonction d'itération peut donc être représentée par les coefficients $a-f$ des N fonctions affines. On dit que ces coefficients constituent le code de la fonction d'itération.

Un des motifs pré-fractaux particulièrement utilisé est la courbe de Koch dont le code de sa fonction d'itération est donné dans le Tabl. 5.3.

Tabl. 5.3 Code d'itération de la courbe de Koch.

w	a	b	c	d	e	f
1	1/3	0	0	1/3	0	0
2	1/6	$-\sqrt{3}/6$	$\sqrt{3}/6$	1/6	1/2	0
3	1/6	$\sqrt{3}/6$	$-\sqrt{3}/6$	1/6	1/2	$\sqrt{3}/6$
4	1/3	0	0	1/3	2/3	0

Nous avons considéré une structure pré-fractale légèrement différente dont le code d'itération est donné dans le Tabl. 5.4.

Tabl. 5.4 Code d'itération modifié de la courbe de Koch.

w	a	b	c	d	e	f
1	1/3	0	0	1/3	0	0
2	-1/6	$\sqrt{3}/6$	$-\sqrt{3}/6$	-1/6	1/2	$\sqrt{3}/6$
3	1/6	$\sqrt{3}/6$	$-\sqrt{3}/6$	1/6	1/2	$\sqrt{3}/6$
4	-1/3	0	0	-1/3	1	0

Les quatre premières itérations des dipôles de Koch et des dipôles générés à partir du code d'itération modifié sont présentés sur la Fig. 5.9.

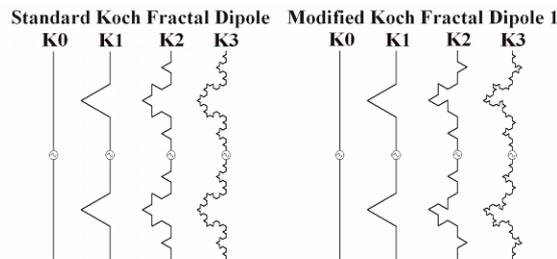


Fig. 5.9 Géométries des quatre premières itérations des deux codes.

Les itérations K0 correspondent aux antennes dipôles. Pour un ordre n d'itération, la longueur augmente d'un facteur $(4/3)^n$ pour les deux motifs. On voit que les deux structures ont des similarités. On peut s'attendre au même comportement pour les deux types d'antennes.

La structure fractale modifiée a été introduite afin d'étudier l'effet de la structure initiale A sur les performances de l'antenne obtenue. Car elle évite des superpositions qui sont engendrées par la fonction d'itération originale. Au lieu d'appliquer la fonction d'itération

à une ligne, nous l'avons appliquée à un arc dont la dimension totale peut être ajustée en modifiant l'angle α (Fig. 5.10).

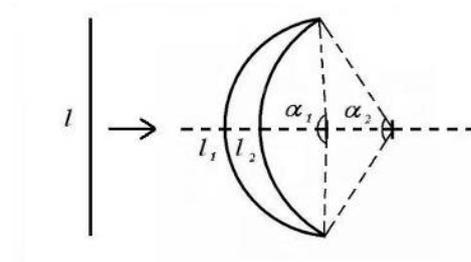


Fig. 5.10 Structures initiales à laquelle la fonction d'itération modifiée a été appliquée.

La longueur totale de la structure initiale A et donc de la géométrie pré-fractale obtenue après n itérations est augmentée d'un facteur k donnée par (5.3). Ce facteur k varie de 1 à $\pi/2$ ($\approx 1,57$) pour α variant de 0 à π .

$$k = \frac{\alpha/2}{\sin(\alpha/2)} \quad (5.3)$$

Les quatre premières itérations générées à partir du code modifié et de l'arc sont représentées sur la Fig. 5.11.

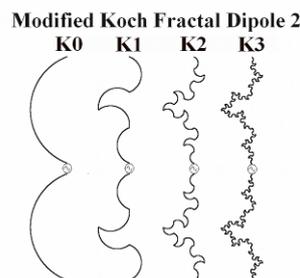


Fig. 5.11 Géométrie des quatre premières itérations générées à partir du code modifié et de l'arc.

Ces antennes dipôles ont été générées à partir d'une macro sous le logiciel CST Microwave Studio. L'adaptation à 50Ω de ces antennes a été réalisée en modifiant la longueur totale ainsi que la largeur des pistes conductrices.

La Fig. 5.12 représente le coefficient d'adaptation à 50Ω de la fonction d'itération modifiée pour différents angles α en gardant une longueur identique. On peut voir que les fréquences de résonance diminuent lorsque nous augmentons le paramètre α . En faisant ainsi, la longueur totale des dipôles augmente, diminuant donc la fréquence de résonance. Il est intéressant de noter qu'en ajustant le paramètre α , il est possible de faire varier l'espace entre les fréquences de résonance et donc de les contrôler. Ce dernier effet peut particulièrement être exploité pour la conception d'antenne RFID multi-bande.

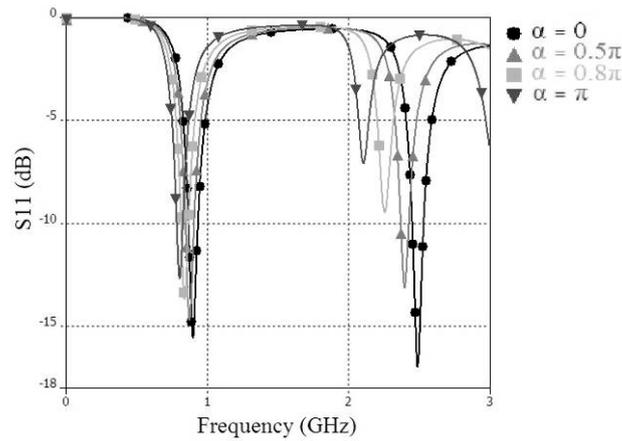


Fig. 5.12 Coefficients de réflexion simulés pour différents angles α en gardant une longueur totale l identique.

La Fig. 5.13 montre les trois antennes d'ordre itératif $n = 2$ qui ont été simulées et réalisées. Ces antennes sont adaptées à 50Ω à 868 MHz. Pour les deux premières antennes, la longueur totale est de $l_1 = 114$ mm et la largeur des pistes est $w_1 = 2,2$ mm. La taille totale de l'antenne générée à partir de l'arc est de $l_2 = 105$ mm alors que sa largeur de piste est de $w_2 = 2,2$ mm pour un angle $\alpha = 0,44\pi$.

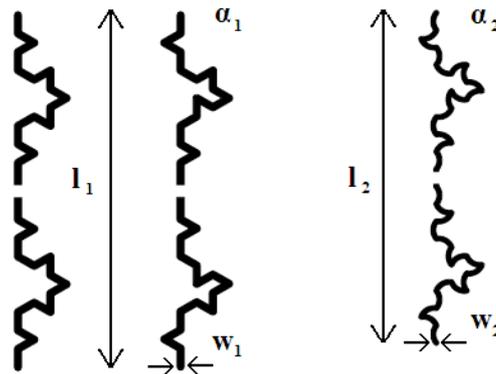


Fig. 5.13 Géométries des antennes réalisées.

Les trois dipôles ont la même longueur effective. Le facteur d'agrandissement dû au changement de structure initiale est de $k = 1,085$. Ce facteur est relié au facteur de réduction r donné par (5.4).

$$r = \frac{1}{k} = \frac{l_2}{l_1} = 0,92 \quad (5.4)$$

La réduction entre les deux antennes est donc de près de 8%. Les trois antennes ont été réalisées sur un support FR4 et caractérisées. La Fig. 5.14 représente les coefficients de réflexion mesurés des trois antennes. On observe pour les trois antennes des résonances aux deux fréquences 868 MHz et 2,45 GHz.

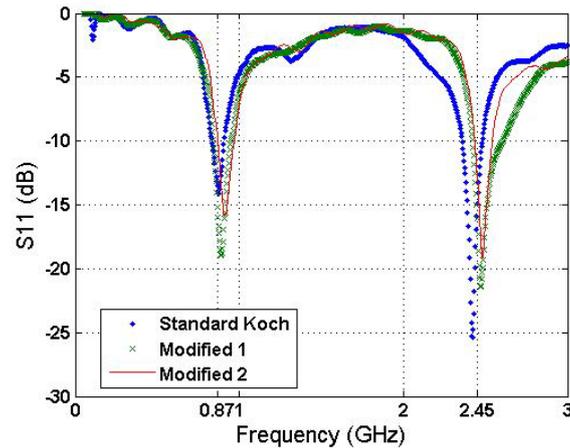


Fig. 5.14 Coefficient de réflexion mesuré pour les trois antennes.

La Fig. 5.15 représente les diagrammes de rayonnement mesurés pour les trois antennes à la fréquence de 868 MHz. On observe que le gain pour l'antenne générée à partir de l'arc est moins important. Cela montre que son efficacité est moindre.

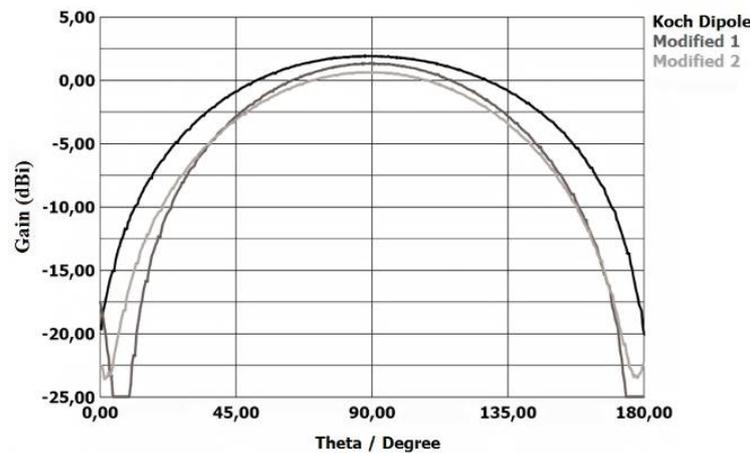


Fig. 5.15 Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E à 868 MHz.

Nous venons de voir l'intérêt des structures pré-fractales. Pour réaliser leurs adaptations en vue de leur application en RFID, il est possible d'utiliser le principe décrit dans [5.4] et [5.6]. Ce principe revient à positionner un élément conducteur en parallèle avec l'antenne pré-fractale. Cet élément a pour effet de diminuer (tel le ferrai un plan conducteur) l'impédance de l'antenne. Ainsi en optimisant la distance entre l'élément et l'antenne, il est possible d'obtenir une adaptation à l'impédance complexe conjuguée d'une puce RFID.



Fig. 5.16 Adaptation d'une antenne fractale à l'impédance d'une puce RFID ($Z_c = 10 - j30 \Omega$) [5.4].

Cependant, la réalisation d'un grand nombre d'itérations n'est pas évidente. Cela demande de prendre de faibles épaisseurs de conducteur augmentant les pertes par conduction et

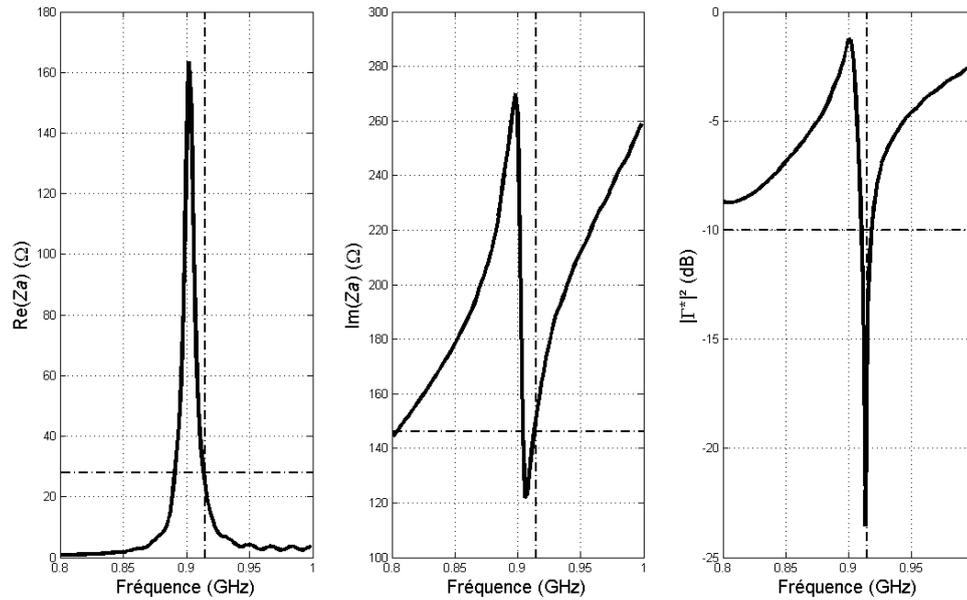


Fig. 5.18 Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne.

La Fig. 5.19 représente le courant à la surface de l'antenne. On peut observer l'allongement du courant à la surface du patch qui permet la miniaturisation de l'antenne.

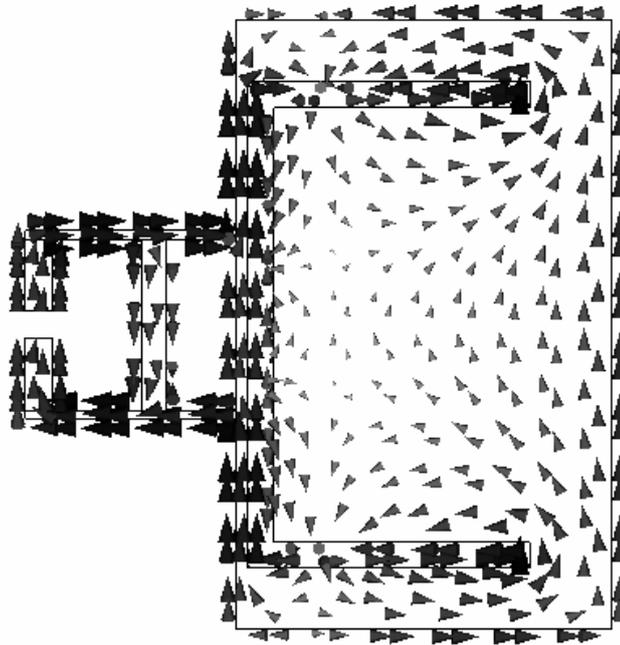


Fig. 5.19 Antenne patch miniaturisée par fente pour l'identification d'objet métallique.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est illustré sur la Fig. 5.20.

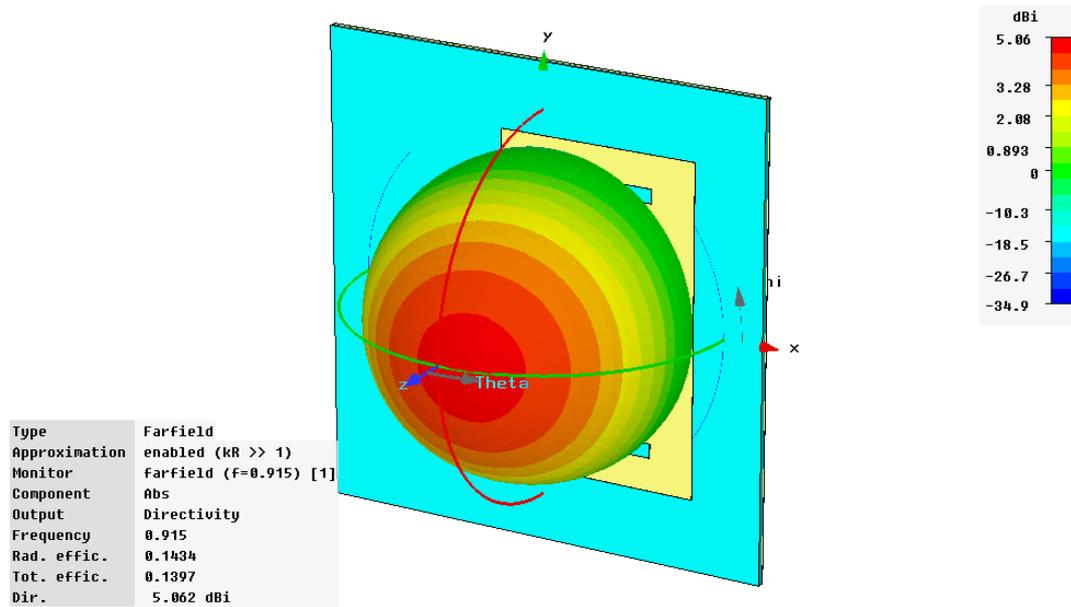


Fig. 5.20 Diagramme de rayonnement de l'antenne.

La Fig. 5.21 montre la comparaison entre la réalisation de l'antenne patch et de l'antenne miniaturisée.

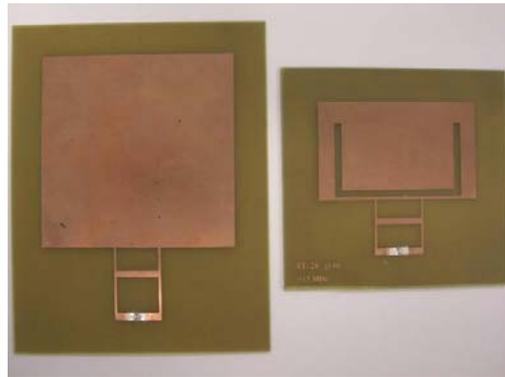


Fig. 5.21 Réalisations de l'antenne patch initiale et de l'antenne patch miniaturisée pour l'identification d'objet métallique.

Le Tabl. 5.6 montre les principaux paramètres de l'antenne patch en fonction de la configuration de l'antenne. On voit sur ce tableau que lorsque l'antenne est positionnée sur un objet métallique, sa fréquence de résonance, sa bande passante et son coefficient d'adaptation varient peu. Par contre, la directivité de l'antenne augmente. En effet, l'objet métallique augmente la dimension du plan de masse de l'antenne patch et donc son gain.

Tabl. 5.6 Directivités de l'antenne patch en fonction de sa configuration.

Configuration du tag	Fréquence (MHz)	Γ (dB)	Bande passante (MHz)	Directivité (dBi)
En espace libre	915	-20,65	7 (0,77 %)	4,74
Sur un plan conducteur infini	915	-21,57	7 (0,77 %)	6,08

Le Tabl. 5.7 donne les résultats de mesures de taux de lecture et de distance de lecture pour cette antenne. On peut voir que la distance de lecture augmente lorsque le tag est positionné sur un objet métallique. Cela confirme ce que nous avons vu en simulation, à savoir que l'objet métallique augmente le gain de l'antenne du tag.

Tabl. 5.7 Performances mesurées de l'antenne patch.

Configuration du tag	Taux de lecture par seconde à 50 cm	Distance de lecture (cm)
En espace libre	212	93
Sur un plan conducteur (250 mm x 250 mm)	212	133

Si on compare l'antenne originale à l'antenne miniaturisée on voit que le taux de réduction est de 58%. Cependant l'antenne miniaturisée est moins efficace, elle a une bande passante réduite et un gain diminué.

Tabl. 5.8 Comparaison entre l'antenne originale et l'antenne miniaturisée.

Antenne	Bande passante à -10 dB (MHz)	Efficacité	Gain (dB)	Taille (cm ²)	Réduction (%)
Originale	26	0,26	0	70,6	
Miniaturisée	23	0,14	-3,4	29,7	58

5.3.3 Les antennes dipôles repliées

Nous nous sommes également intéressés au repliement des antennes de type dipôles. Nous avons considéré le repliement de l'antenne alimentée par couplage représenté sur la Fig. 5.22.

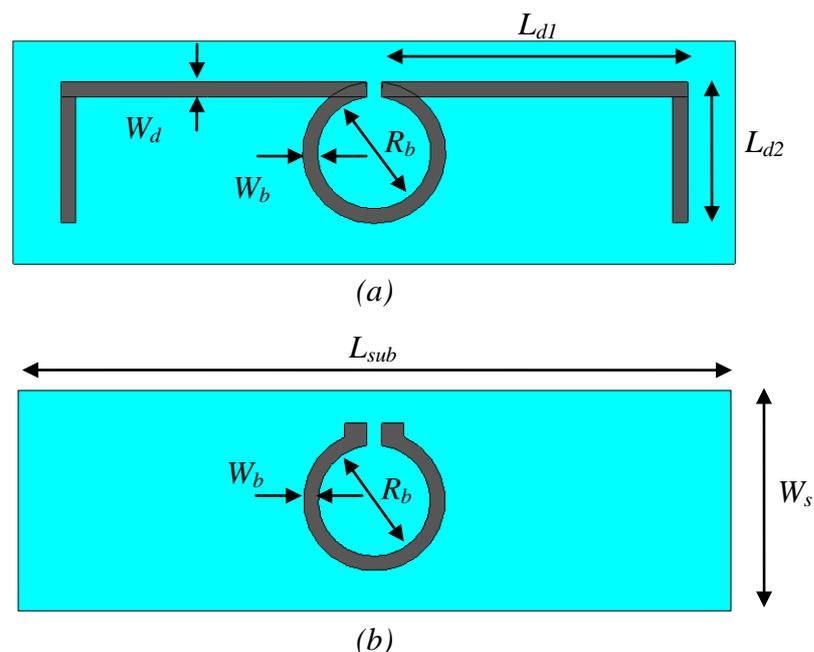


Fig. 5.22 Géométrie de l'antenne repliée alimentée par couplage. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous.

Les paramètres de cette antenne sont reportés dans le Tabl. 5.9.

Tabl. 5.9 Paramètres de l'antenne dipôle adaptée par une inductance parallèle.

Variable	868 MHz
L_{sub} (mm)	96
W_{sub} (mm)	30
L_{d1} (mm)	37,8
L_{d2} (mm)	18,9
W_d (mm)	2
W_b (mm)	2
R_b (mm)	15,2
Z_a (Ω)	$13,6 + j259$

Les résultats de simulation de cette antenne sont présentés sur la Fig. 5.23. L'adaptation de l'antenne est très bonne avec une bande passante de 51 MHz entre 839 MHz et 890 MHz.

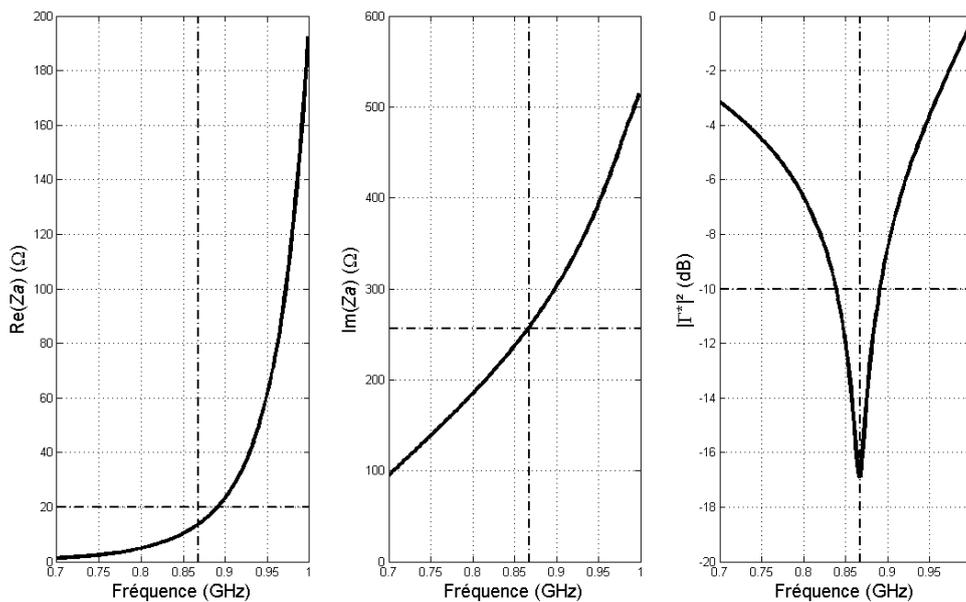


Fig. 5.23 Impédance d'entrée et coefficient d'adaptation de l'antenne repliée.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est illustré sur la Fig. 5.24.

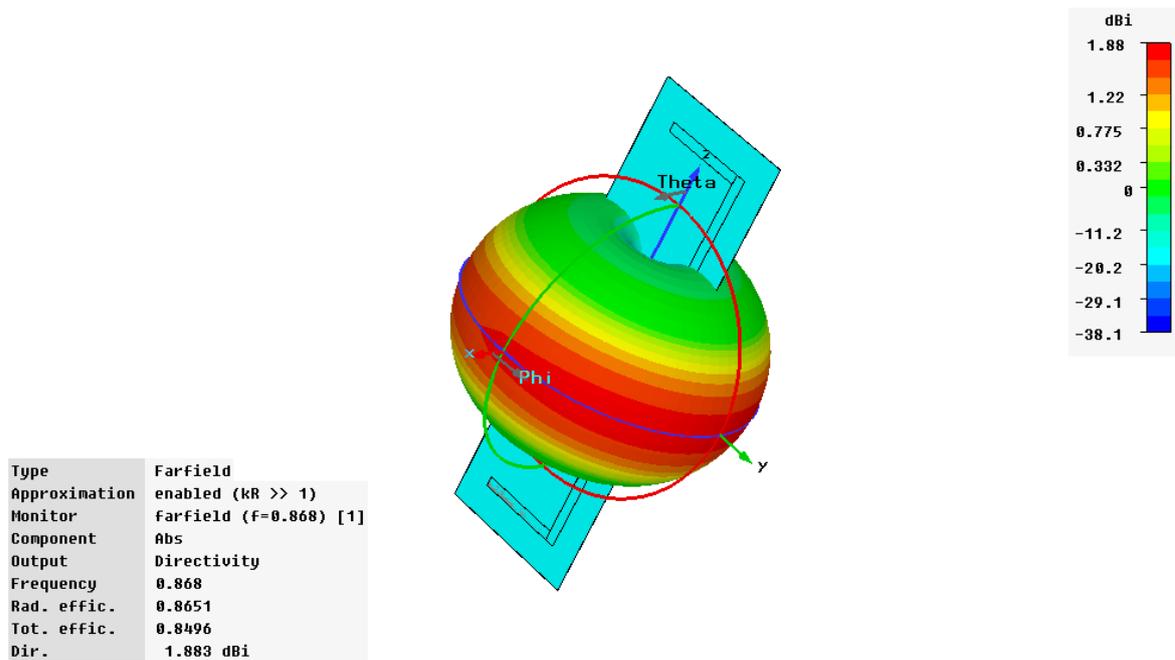


Fig. 5.24 Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle repliée alimentée par couplage.

La réalisation de cette antenne est illustrée sur la Fig. 5.25.



Fig. 5.25 Réalisations de l'antenne dipôle adaptée par couplage inductif et de l'antenne dipôle repliée adaptée par couplage inductif.

Si on compare l'antenne originale à l'antenne miniaturisée on voit que le taux de réduction est de 22%. Cependant l'antenne miniaturisée est moins efficace, elle a une bande passante réduite et un gain diminué.

Tabl. 5.10 Comparaison entre l'antenne originale et l'antenne miniaturisée.

Antenne	Bande passante à -10 dB (MHz)	Efficacité	Gain (dB)	Taille (cm ²)	Réduction (%)
Originale	53	0,9	1,44	19,9	
Miniaturisée	51	0,86	1,25	15,8	22%

5.3.4 Les limites de la miniaturisation

De nombreux travaux de recherche ont concerné la recherche d'antennes miniatures offrant les meilleures performances possibles. [5.10] et [5.11] ont exprimé de façon théorique le facteur de qualité minimum Q_{min} d'une antenne à polarisation linéaire en fonction de sa plus grande dimension a (5.5).

$$Q_{min} = \left(\frac{1}{ka}\right)^3 + \frac{1}{ka} \text{ avec } k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (5.5)$$

La Fig. 5.26 représente Q_{min} en fonction de a normalisé par rapport à la longueur d'onde.

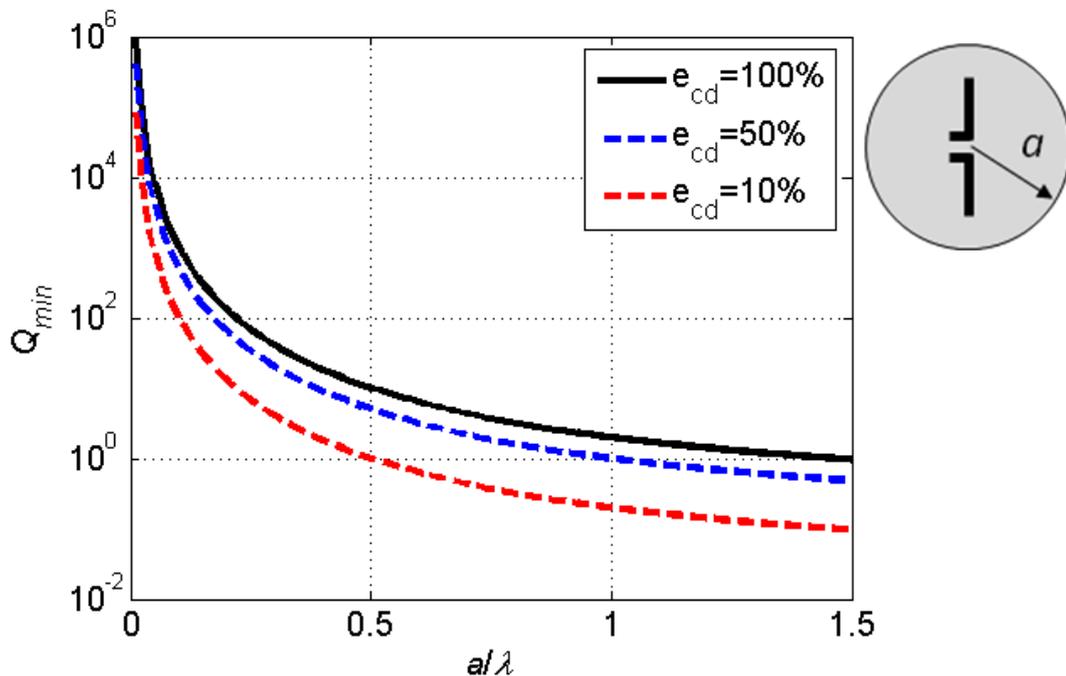


Fig. 5.26 Coefficient de qualité minimum d'une antenne en fonction de sa plus grande dimension.

On voit sur cette figure qu'en diminuant la taille de l'antenne, on augmente son coefficient de qualité. La bande passante d'une antenne étant liée à son facteur de qualité on réduit donc également sa bande passante.

[5.12] présente une limite raisonnable du gain maximum d'une antenne en fonction de sa plus grande dimension. Elle est exprimée par (5.6).

$$G_{max} = (ka)^2 + 2ka \text{ (dBi)} \quad (5.6)$$

La Fig. 5.27 représente cette limite en fonction de a normalisé par rapport à la longueur d'onde. Nous avons placé sur cette figure le gain maximum des différentes antennes de tags RFID que nous avons réalisées. Nous voyons que l'ensemble de ces antennes se trouvent en dessous de cette limite et que le gain des antennes miniaturisées est inférieur au gain des antennes originales.

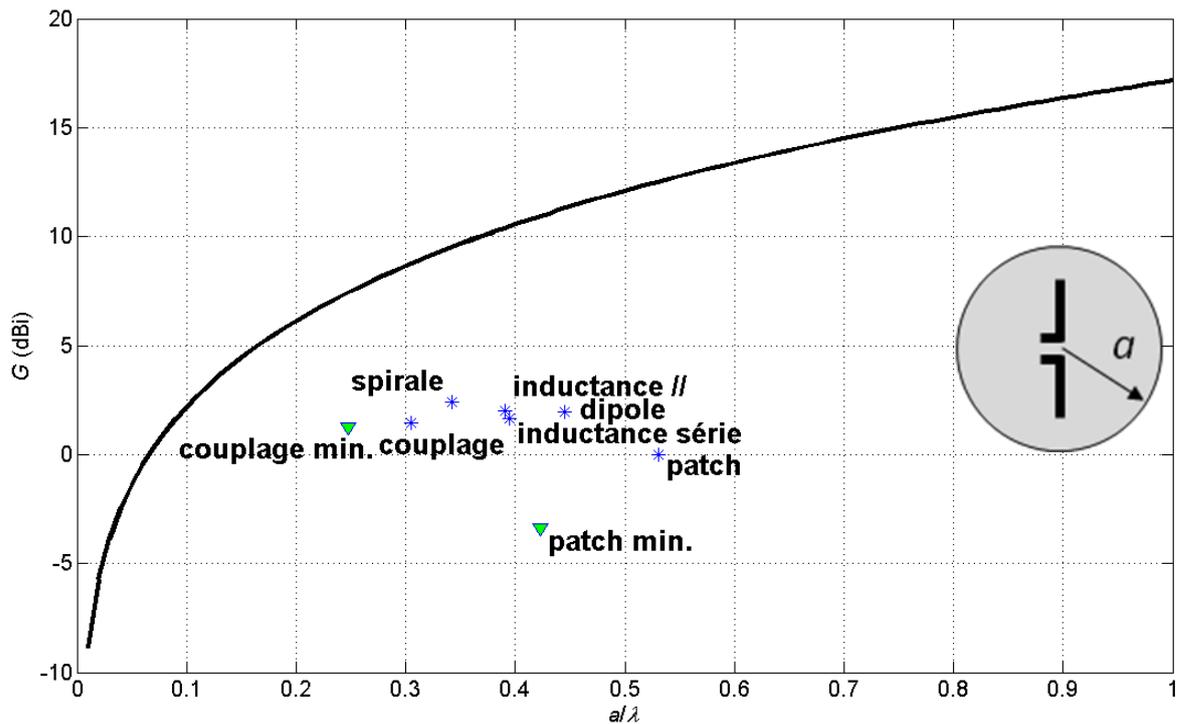


Fig. 5.27 Gain maximum réalisable en fonction de la plus grande dimension d'une antenne.

En diminuant la taille d'une antenne, on diminue son gain. Cette perte de gain est liée à la perte d'efficacité. On peut donc s'attendre à avoir des distances de lecture réduites pour des antennes miniatures. La qualité de la modulation de la section radar est également réduite par ce fait.

Enfin, la qualité de la polarisation des antennes est également affectée pour les antennes miniaturisées à cause du parcours sinueux du courant à leur surface.

Ainsi, nous voyons que la miniaturisation des antennes admet des limites en termes de coefficient de qualité, de bande passante, de gain et d'efficacité. Il s'agit de faire des compromis acceptable en fonction des performances attendues.

5.4 L'esthétique des antennes de tags RFID UHF passifs

La personnalisation des tags RFID est un aspect important dans la commercialisation des tags RFID. L'ensemble des industriels de ce domaine soigne cet aspect. Nous nous y sommes intéressés également et avons développé deux tags : l'un comprenant le logo de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, l'autre composé de lettres à l'effigie de l'équipe de recherche ORSYS du laboratoire LCIS.

5.4.1 L'insertion de logo

Cette antenne est présentée dans [5.13]. Sa géométrie est illustrée sur la Fig. 5.28. Elle est constituée de deux motifs rayonnants de forme triangulaire dans lesquels le logo de l'institut nationale polytechnique a été inséré. L'adaptation de cette antenne a été réalisée à l'aide d'un méandre inductif afin de l'adapter à la puce EM4222 aux fréquences de 868 MHz et de 915 MHz.

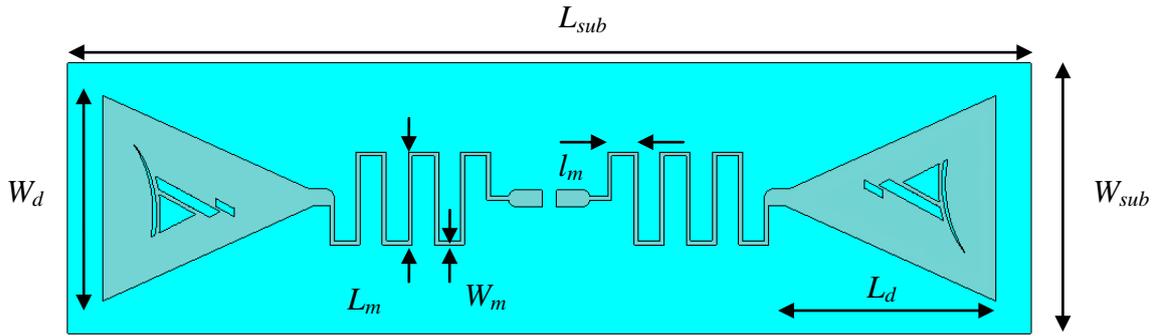


Fig. 5.28 Géométrie de l'antenne adaptée par une inductance série.

Les paramètres de cette antenne sont donnés dans le Tabl. 5.11.

Tabl. 5.11 Paramètres de l'antenne.

Variable	868 MHz	915 MHz
L_{sub} (mm)	120	120
W_{sub} (mm)	34	34
L_d (mm)	27,3	28,8
W_d (mm)	27,8	25,8
L_m (mm)	12	11,1
l_m (mm)	3	2,8
W_m (mm)	0,48	0,5
Z_a (Ω)	$139 + j567$	$145 + j566$

Les résultats de simulations sont donnés sur la Fig. 5.29. On peut voir sur cette figure qu'une adaptation à -15 dB à la fréquence de 915 MHz est obtenue après optimisation avec une bande passante de 27 MHz entre 903 MHz et 930 MHz.

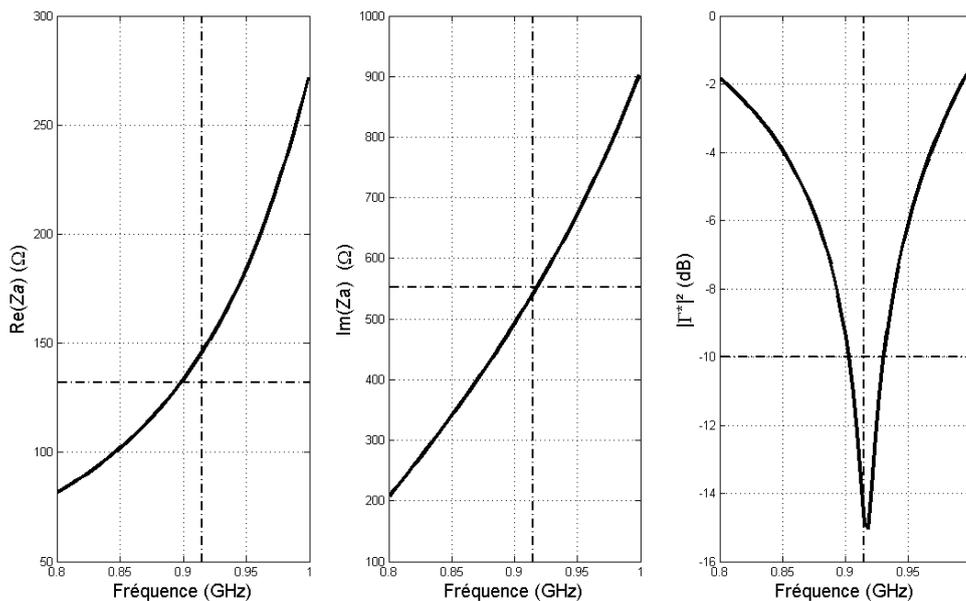


Fig. 5.29 Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne adaptée à 915 MHz par une inductance série obtenues en simulation.

La Fig. 5.30 présente le diagramme de rayonnement obtenu par simulation.

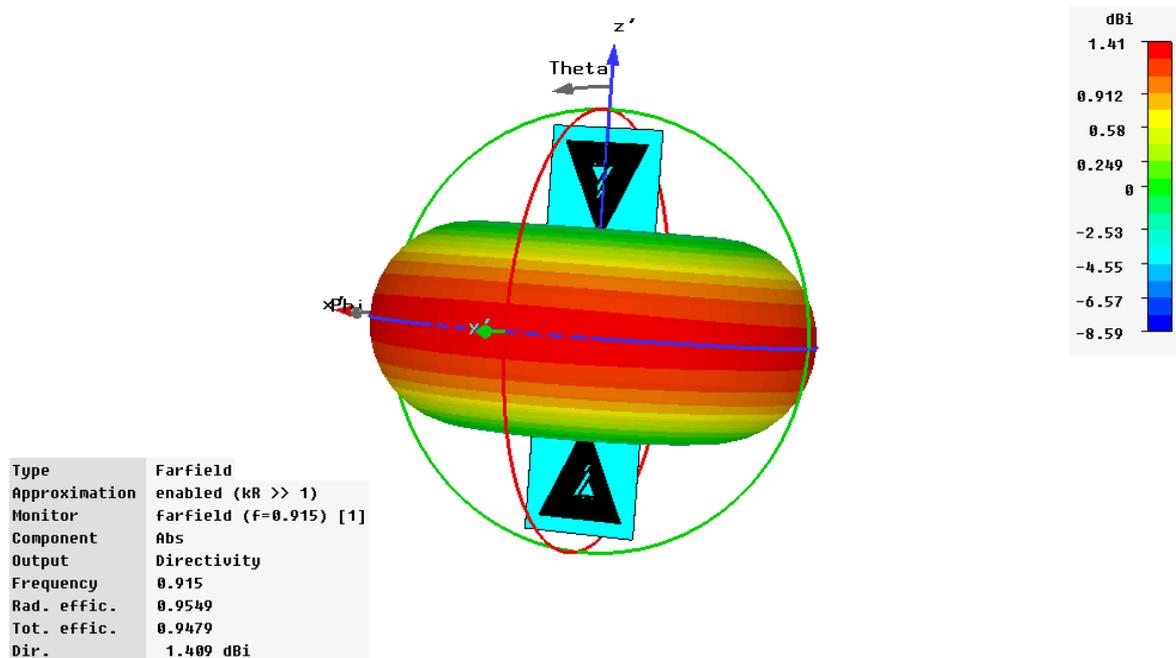


Fig. 5.30 Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne adaptée à 915 MHz par une inductance série.

La réalisation de cette antenne est représentée sur la Fig. 5.31.

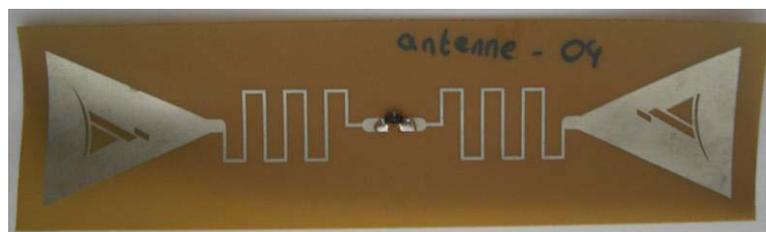


Fig. 5.31 Réalisation de l'antenne dipôle adaptée par méandre avec le logo de l'INPG.

La distance de lecture obtenue en espace libre du tag présenté ici a été mesurée et est de près de 90% de la distance obtenue avec le tag le plus performant proposé par les fabricants utilisant le protocole IPX. Cette différence peut s'expliquer par la différence de longueur effective entre l'antenne du fabricant présentant une plus grande dimension et l'antenne présentée ici.

5.4.2 L'insertion de texte

La seconde antenne que nous avons réalisée a été personnalisée par l'adjonction des lettres ORSYS et LCIS. Sa géométrie est représentée sur la Fig. 5.32. Cette antenne a été adaptée pour la puce XRAG2 à l'aide de court-circuit inductif.

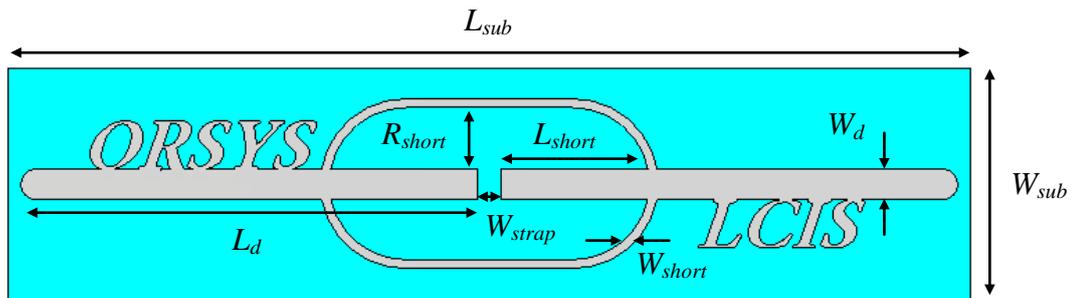


Fig. 5.32 Géométrie de l'antenne.

Le Tabl. 5.12 donne les différents paramètres optimisés de cette antenne pour la fréquence de 868 MHz et de 915 MHz.

Tabl. 5.12 Paramètres de l'antenne.

Variable	868 MHz	915 MHz
L_{sub} (mm)	130	124
W_{sub} (mm)	30	30
L_d (mm)	59,6	56,8
W_d (mm)	4	4
L_{short} (mm)	19	18,9
R_{short} (mm)	9,3	7,9
W_{short} (mm)	1,1	1,1
W_{strap} (mm)	3	3
Z_a (Ω)	$17,3 + j255$	$20 + j255,2$

La Fig. 5.33 présente les résultats de simulation obtenus pour cette antenne. On peut voir sur cette figure qu'une adaptation à -23 dB à la fréquence de 915 MHz est obtenue après optimisation avec une bande passante de 27 MHz entre 900 MHz et 927 MHz.

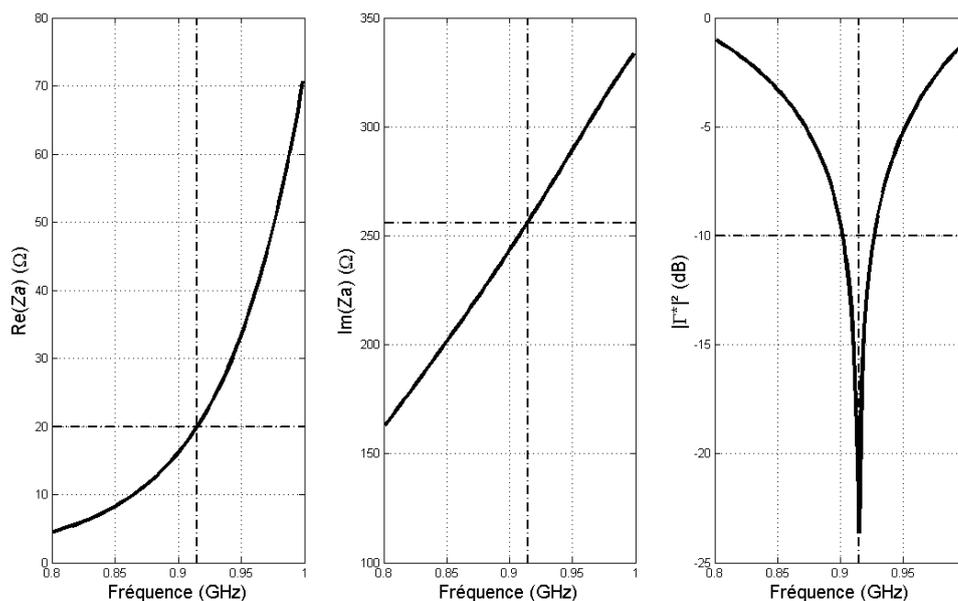


Fig. 5.33 Impédance d'entrée et pertes d'insertion de l'antenne adaptée à 915 MHz obtenues en simulation.

La Fig. 5.34 présente le diagramme de rayonnement de cette antenne.

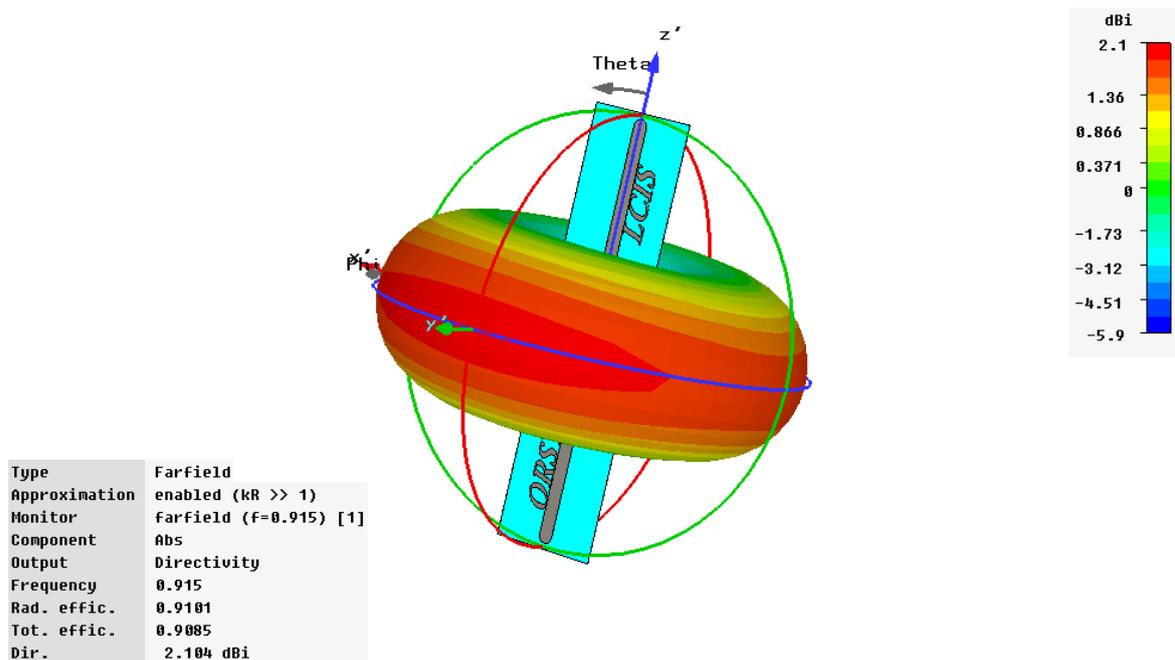


Fig. 5.34 Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne.

La réalisation de cette antenne est représentée sur la Fig. 5.35.

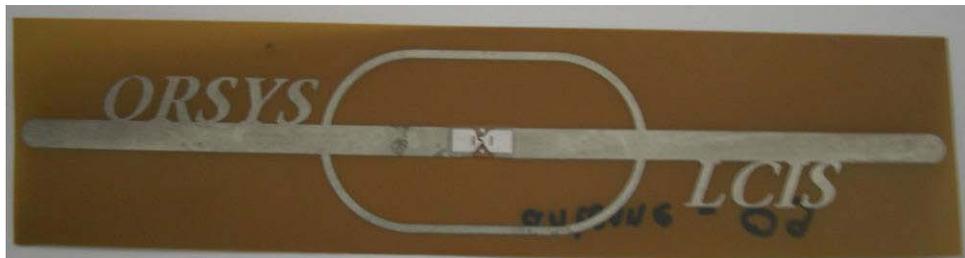


Fig. 5.35 Réalisation de l'antenne dipôle avec les inscriptions ORSYS et LCIS.

Nous avons montré ici qu'il a été possible de personnaliser les motifs des antennes en utilisant les méthodes d'adaptation présentées dans le chapitre 4, et que les performances de ces antennes étaient proches des performances des antennes dipôles originales.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents aspects particuliers de la conception d'antennes de tags RFID UHF passifs, à savoir les tags pour l'identification des objets métalliques, la miniaturisation des tags et l'aspect esthétique des antennes de tags RFID UHF passifs. Concernant les tags pour l'identification des objets métalliques, nous avons présenté deux types d'antennes que nous avons étudiées et montré les effets de l'objet métallique identifié sur les performances obtenues. En ce qui concerne les antennes miniaturisées, nous avons appliqué les méthodes pré-fractales, l'utilisation de fente et le repliement. Nous avons réalisé des prototypes que nous avons comparés aux antennes originales. Cette étude s'est terminée par une présentation des limites physiques de la miniaturisation et des liens entre les différents paramètres des antennes miniaturisées. Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons abordé les aspects esthétiques de la conception des tags RFID et avons montré les possibilités d'intégrer des logos et du texte sur les motifs d'antenne.

Bibliographie – Chapitre 5.

- [5.1] S. Aroor, D. D. Deavours, "A Dual-Resonant Microstrip-Based UHF RFID Cargo Tag", IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2008), Atlanta, 15-20 June 2008.
- [5.2] K. V. S. Rao, S. F. Lam, and P. V. Nikitin, "Wideband Metal Mount UHF RFID Tag", IEEE Antennas and Propagation Symposium, San Diego, CA, June, 2008.
- [5.3] A. Ibrahiem, T.P. Vuong, A. Ghiotto and S. Tedjini, "New Design Antenna for RFID UHF Transponders", Poster, 1st European Conference on Antenna and Propagation, Nice, France, November 2006.
- [5.4] A. Ibrahiem, T.P. Vuong, A. Ghiotto and S. Tedjini, "New Design Antenna for RFID UHF Transponders", Poster, IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, New Mexico, USA, July 2006.
- [5.5] A. Ghiotto, A. Ibrahiem, T.P. Vuong and S. Tedjini, "New Bi-Band Fractal Antennas", Oral, 12th IEEE International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the Canadian Radio Sciences (CNC-URSI) [URSI] Conference, Montréal, Canada, July 2006.
- [5.6] R. V. Seshagiri Rao, Pavel V. Nikitin, Sander F. Lam, "Antenna Design for UHF Tags: A review and practical Application", IEEE Transaction on A.P., Vol. 53, No 12, December 2005.
- [5.7] S. R. Best, "On the Performance Properties of the Koch Fractal and Other Bent Wire Monopoles", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 51, No 6, June 2003, pp. 1292-1300.
- [5.8] A. Ghiotto, S. F. Cantalice, T. P. Vuong, A. Pouzin, G. Fontgalland, S. Tedjini, "Miniaturized Patch Antenna for the Radio Frequency Identification of Metallic Objects", Oral, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2008), Atlanta, 15-20 June 2008.
- [5.9] A. Galehdar, D. V. Thiel, S. G. O'Keefe, S. P. Kingsley, "Efficiency Variation in Electrically Small, Meander Line RFID Antennas", Antennas and Propagation International Symposium, 2007 IEEE, Honolulu, HI, 9-15 June 2007, pp. 2273 – 2276.
- [5.10] L.J.Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas", Journal of Appl. Physics, vol.19, pp. 1163-1175, 1948.
- [5.11] J.S. Mc Lean, "A Re-Examination of the Fundamental Limits on Radiation Q of Electrically Small Antennas," IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol. 44, 1996, pp. 672-675.
- [5.12] Harrington, "On Gain and Beamwidth of Directional Antennas", IRE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 6, 1958, pp. 219-225.

- [5.13] A. Ghiotto, T.P. Vuong, S. Tedjini, Mustapha C. E. Yagoub, "Conception d'une Antenne de Tag RFID UHF Passif", Poster, 15èmes Journées Nationales Microondes [JNM], Toulouse, 23-24-25 Mai 2007.

Chapitre 6

La réalisation de tags RFID UHF passifs par jet de matière

La réalisation de tags RFID UHF passifs par jet de matière

6.1 Présentation du chapitre

Après avoir présenté la conception des antennes et tout particulièrement des antennes de tags RFID UHF passifs, ce dernier chapitre se consacre à la présentation de la réalisation des antennes RFID UHF passives par les techniques d'impression. En effet, avec l'essor de ces technologies pressenties dans les prochaines années, les tags RFID devraient être tout ou en partie réalisés par ces techniques. L'intérêt est très grand car ces technologies permettront un élargissement du marché de la RFID.

Le travail réalisé a consisté à montrer la faisabilité d'antennes de tags RFID par une technique d'impression numérique, le jet d'encre. Notre objectif a été de déterminer les performances par rapport au procédé standard pris comme référence : la gravure humide chimique.

Ce chapitre abordera dans un premier temps une présentation des procédés d'impression pour l'électronique. Nous expliquerons pourquoi nous nous sommes orientés vers l'impression jet d'encre. Nous présenterons également les encres conductrices avant d'exposer brièvement notre procédé. Ensuite, nous expliciterons notre démarche de caractérisation des dépôts conducteurs obtenus et présenterons la réalisation d'antennes monopôles, d'antennes patches et d'antennes de tags RFID UHF passifs.

Sommaire – Chapitre 6.

6.1	Présentation du chapitre.....	190
6.2	Les procédés d'impression pour l'électronique.....	194
6.2.1	L'électronique imprimée	194
6.2.1.1	La sérigraphie	195
6.2.1.2	La flexographie.....	195
6.2.1.3	L'offset	196
6.2.1.4	L'héliographie	197
6.2.1.5	Le jet d'encre	197
6.2.1.6	La comparaison des différentes techniques d'impression.....	198
6.2.2	Les encres conductrices	200
6.2.3	Le procédé d'impression par jet de matière mis en œuvre	202
6.3	La caractérisation des dépôts.....	205
6.3.1	La mesure de l'épaisseur du dépôt	205
6.3.2	La caractérisation de la résistance de surface.....	207
6.3.3	La caractérisation d'une ligne microstrip	208
6.4	La modélisation des dépôts d'encre conducteur.....	210
6.5	La réalisation d'antenne par jet de matière.....	212
6.5.1	Le monopôle UHF imprimé par jet de matière.....	212
6.5.2	Les antennes patchs imprimées par jet de matière	214
6.5.3	Les antennes de tags RFID imprimées par jet de matière	217
6.6	Conclusion.....	220
	Bibliographie – Chapitre 6.	221

Table des illustrations – Chapitre 6.

Fig. 6.1	Projection du marché de la RFID en 2016 et de l'impact des technologies d'impressions [6.4].	195
Fig. 6.2	Illustration du procédé de sérigraphie plan et en rouleau [6.2] adapté de [6.20].	195
Fig. 6.3	Illustration du procédé de flexographie [6.2] adapté de [6.20].	196
Fig. 6.4	Illustration du procédé d'offset [6.2] adapté de [6.20].	197
Fig. 6.5	Illustration du procédé d'héliographie [6.2] adapté de [6.20].	197
Fig. 6.6	Illustration de l'impression par jet piézoélectrique [6.2].	198
Fig. 6.7	Comparaison des distances de lecture maximales en fonction de la largeur d'impression des brins d'une antenne de tag RFID de type dipôle pour les procédés flexographie, sérigraphie et jet d'encre [6.8].	199
Fig. 6.8	Comparaison des épaisseurs de dépôts obtenus par les différentes techniques d'impression [6.8]. (a)-(b) Flexographie. (c)-(d) Sérigraphie. (e)-(f) Jet d'encre.	200
Fig. 6.9	Représentation du frittage des nanoparticules d'argent de l'encre Cabot [6.21].	201
Fig. 6.10	Evolution de la résistivité de lignes imprimées avec une encre Cabot en fonction de la température de recuit [6.21].	202
Fig. 6.11	Représentation de l'adhésion de l'encre en fonction de la tension de surface de cette dernière et du support. (a) Tension de surface du support inférieure à celle de l'encre. (b) Tension de surface du support supérieure à celle de l'encre.	202
Fig. 6.12	Illustration de la machine d'impression mise en œuvre.	203
Fig. 6.13	Illustration de la distance entre deux gouttes en fonction de la résolution.	203
Fig. 6.14	Procédure d'impression.	204
Fig. 6.15	(a) Mesure de l'épaisseur de cuivre sur un FR4 (5 μm). (b) Mesure de l'épaisseur de cuivre sur un Kapton ($\approx 15 \mu\text{m}$).	205
Fig. 6.16	Mesure de la rugosité du substrat FR4 ($\approx 2 \mu\text{m}$).	206
Fig. 6.17	Structure de la ligne microstrip.	208
Fig. 6.18	Lignes microstrips 50 Ω imprimées sur PET avec l'encre A (5 et 14 cm) (Propriété Ardeje - LCIS).	209
Fig. 6.19	Mesure des lignes microstrip 50 Ω de (a) 5 cm et (b) 14 cm 50 Ω réalisées en encre et en ruban de cuivre sur FR4 de 1,6 mm d'épaisseur.	209
Fig. 6.20	Mesure de l'atténuation des lignes microstrips 50 Ω réalisées en encre et en ruban de cuivre sur FR4 de 1,6 mm d'épaisseur.	209
Fig. 6.21	Simulation du coefficient de transmission d'une ligne 50 Ω modélisée en « Normal » en fonction de la conductivité.	211
Fig. 6.22	Géométrie de l'antenne monopôle (en mm).	212
Fig. 6.23	Réalisation de l'antenne monopôle sur substrat FR4 (Propriété Ardeje - LCIS).	213
Fig. 6.24	Comparaison des mesures et des simulations pour les antennes monopôles.	213
Fig. 6.25	Géométries des antennes patches (en mm). (a) 2,45 GHz. (b) 5,8 GHz.	214
Fig. 6.26	Réalisation des antennes patches. (a) 2,45 GHz. (b) 5,8 GHz (Propriété Ardeje - LCIS).	215
Fig. 6.27	Coefficient d'adaptation mesuré et simulé de l'antenne patch à 2,45 GHz.	215
Fig. 6.28	Coefficient d'adaptation mesuré et simulé de l'antenne patch à 5,8 GHz.	215
Fig. 6.29	Diagramme de rayonnement de l'antenne patch à 2,45 GHz dans le plan H.	216

Fig. 6.30	Diagramme de rayonnement de l'antenne patch à 5,8 GHz dans le plan H . ..	216
Fig. 6.31	Réalisation de l'antenne de tag RFID par impression jet d'encre sur PET (Propriété Ardeje - LCIS).	217
Fig. 6.32	Impédance d'entrée et coefficient d'adaptation de l'antenne adaptée à 915 MHz.	218
Fig. 6.33	Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne.	219
Fig. 6.34	Mesure de la section radar du tag RFID réalisé par impression jet d'encre. ..	219

6.2 Les procédés d'impression pour l'électronique

6.2.1 L'électronique imprimée

L'impression est une des pistes pour la réduction du coût d'un tag RFID, enjeu majeur pour le large déploiement de cette technologie. En effet, elle permet des cadences rapides de fabrication et des économies de matériaux. L'impression est une technique de fabrication additive et non soustractive comme les méthodes de fabrication traditionnelle. Elle présente des intérêts économiques et écologiques.

Le développement dans le domaine de l'électronique imprimée a permis de montrer la faisabilité de divers éléments passifs et actifs de l'électronique :

- des capacités [6.1],
- des diodes [6.1],
- des transistors [6.1] [6.2],
- des redresseurs [6.1],
- des oscillateurs [6.1],
- des inverseurs [6.1],
- des capteurs tactiles [6.3],
- des cellules photovoltaïques [6.4],
- des écrans [6.4].

Le domaine des hyperfréquences n'est pas laissé pour compte et de nombreux travaux de recherche rapportent l'utilisation des techniques d'impression, par exemple pour la réalisation de surfaces sélectives en fréquences [6.5] et d'antennes [6.6] - [6.19].

La question que l'on peut se poser avec l'arrivée de ces nouvelles technologies est : « Quelle partie d'un tag RFID sera réalisée par les techniques d'impression ? ». La tendance actuelle est à l'emploi de l'impression pour réaliser seulement l'antenne du tag RFID. La puce RFID restant réalisée par des technologies siliciums. Si on en croit la projection de la Fig. 6.1 cette tendance devrait se confirmer dans les années futures.

Les techniques d'impression actuellement existantes, et employées dans la fabrication d'antennes RFID, utilisent des encres conductrices à base de métaux et les principes d'impression par sérigraphie, flexographie, offset et héliographie qui permettent une cadence de production très rapide et donc des coûts très bas [6.4], [6.19]. Nous allons présenter l'ensemble des techniques d'impression pour l'électronique dans la suite de cette section.

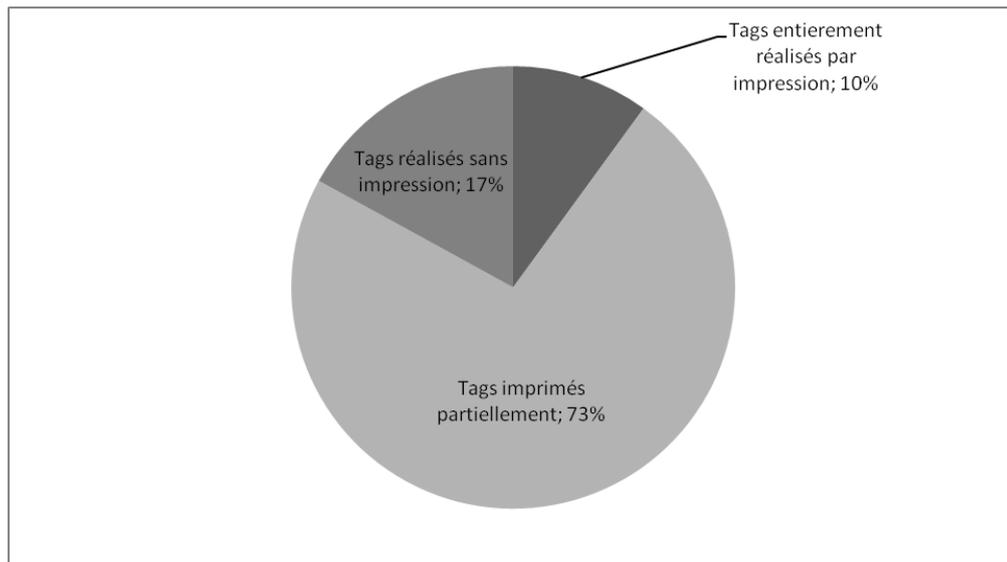


Fig. 6.1 Projection du marché de la RFID en 2016 et de l'impact des technologies d'impressions [6.4].

6.2.1.1 La sérigraphie

La sérigraphie consiste à imprimer sur un substrat un motif défini par les fenêtres d'un pochoir réalisées sur un écran. Un écran de sérigraphie est caractérisé par son nombre de mailles. Lorsque ce nombre de mailles augmente, la définition des lignes est meilleure. Cependant l'épaisseur déposée est plus faible car cette dernière est reliée au diamètre des mailles constituant l'écran. La Fig. 6.2 illustre un tel procédé. La réalisation d'antennes patches sur substrat plastique par cette technique d'impression a fait l'objet des travaux présentés dans [6.7]. La vitesse de ce procédé peut être accrue par l'utilisation d'un rouleau. Néanmoins elle reste relativement faible comparée aux autres techniques d'impression.

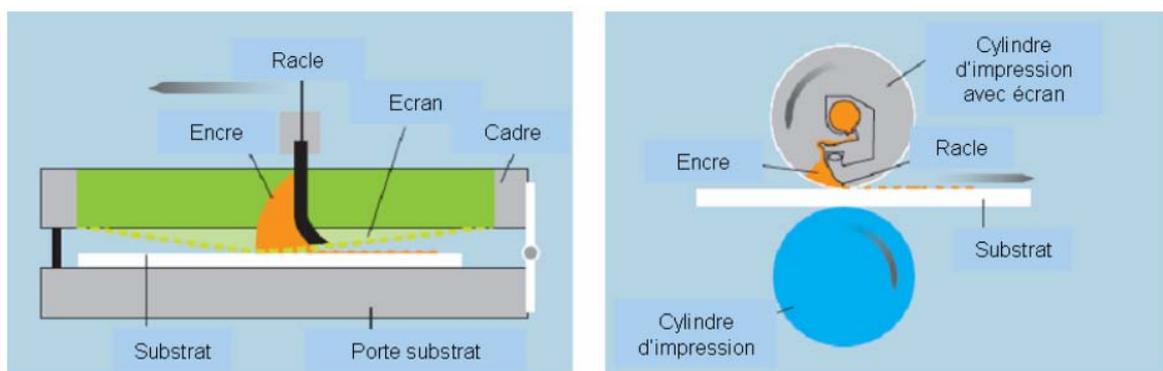


Fig. 6.2 Illustration du procédé de sérigraphie plan et en rouleau [6.2] adapté de [6.20].

6.2.1.2 La flexographie

La flexographie est un procédé d'impression direct et rotatif utilisant des plaques d'impression souples et élastiques montées sur des cylindres porteurs à rapports variés. L'encre est appliquée par un rouleau métallique gravé, essuyé par un rouleau ou une lame de racle. Ce procédé permet d'appliquer des encres liquides ou pâteuses sur presque tous les types de support d'impression. La Fig. 6.3 illustre un tel procédé.

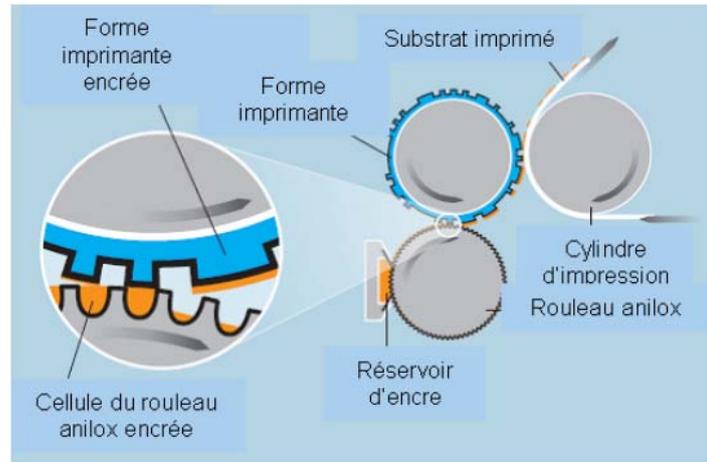


Fig. 6.3 Illustration du procédé de flexographie [6.2] adapté de [6.20].

6.2.1.3 L'offset

L'offset est un procédé d'impression fondé sur le principe de différence d'énergie de surface. Le cylindre gravé reporte l'image sur un blanchet, qui reporte l'encre sur le support à imprimer. L'ancêtre de l'offset, le procédé d'impression par lithographie est fondé sur les mêmes principes, le report sur un blanchet en moins.

Les parties à imprimer sont reportées par procédé photomécanique sur une forme d'impression polymétallique de façon qu'elles apparaissent sur du cuivre (hydrophobe) alors que les parties qui ne sont pas à imprimer restent sur de l'aluminium (hydrophile). La plaque est successivement mouillée, puis encrée : l'aluminium accepte l'eau et repousse l'encre, le cuivre accepte l'encre et repousse l'eau. Le transfert de l'encre s'effectue par un double report : de la plaque sur le blanchet en caoutchouc d'abord, du blanchet sur le papier ensuite. Ce procédé est illustré sur la Fig. 6.4.

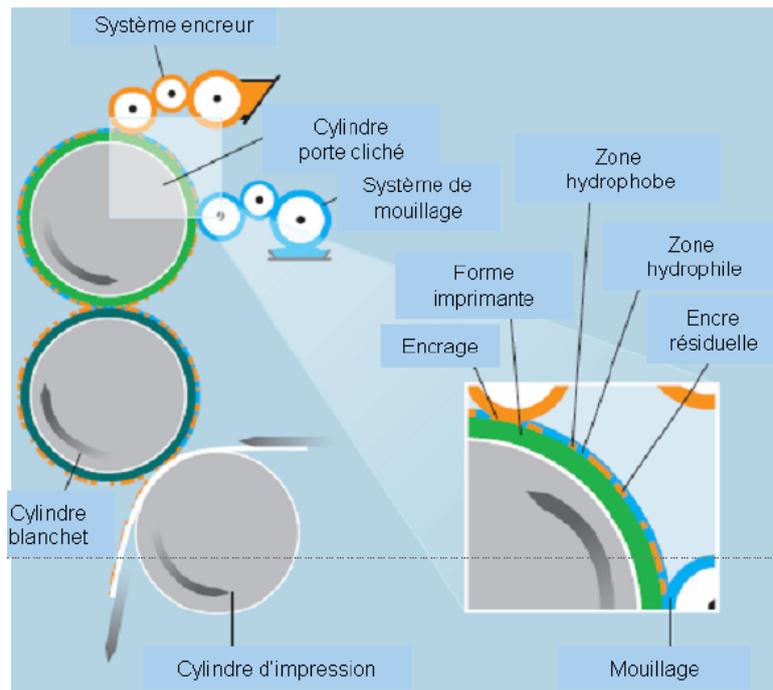


Fig. 6.4 Illustration du procédé d'offset [6.2] adapté de [6.20].

6.2.1.4 L'héliographie

Cette technique d'impression est dite « impression en creux. » L'encre se dépose dans les creux d'un tambour gravé. Une lame retire l'excès d'encre en surface. Ensuite l'encre passe sur le support à imprimer. Ce procédé est illustré sur la Fig. 6.5. Il présente le meilleur volume de production.

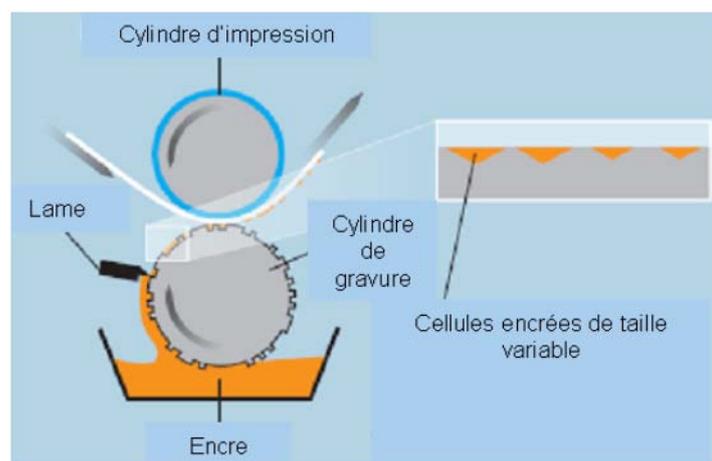


Fig. 6.5 Illustration du procédé d'héliographie [6.2] adapté de [6.20].

6.2.1.5 Le jet d'encre

Le jet d'encre fait partie des techniques dites d'impression numérique particulièrement adaptée pour l'impression de petite série. Contrairement au procédé conventionnel, le jet

d'encre n'a pas besoin de forme imprimante ce qui permet de réaliser une nouvelle image à chaque imprimé. Il est le seul procédé d'impression sans contact. Il permet donc d'imprimer sur des supports très variés (papier, céramique, verre, textile...), également des supports en relief. Le procédé jet d'encre connaît plusieurs variantes et a de nombreuses applications. On reconnaît deux grandes familles :

- Le jet continu (ou CIJ pour Continuous Ink Jet). Une émission continue de gouttes est réalisée. Ces gouttes sont chargées électriquement puis déviées par un champ électrique afin d'être reportées sur le support ou d'être recyclées dans un réservoir.
- Et le jet goutte à la demande (ou DOD pour Drop On Demand). Une goutte n'est éjectée que lorsqu'elle est nécessaire, par la création d'une onde de pression dans un micro-volume d'encre.

Concernant le jet goutte à la demande, il existe deux principales technologies :

- La technologie thermique. Elle met en œuvre une résistance chauffante qui vaporise localement l'encre dans le réservoir, augmentant ainsi la pression et générant une goutte expulsée par un orifice.
- La technologie piézoélectrique : l'énergie nécessaire à l'éjection d'une goutte est fournie par la déformation d'un cristal piézoélectrique induite par une excitation électrique (Fig. 6.6).

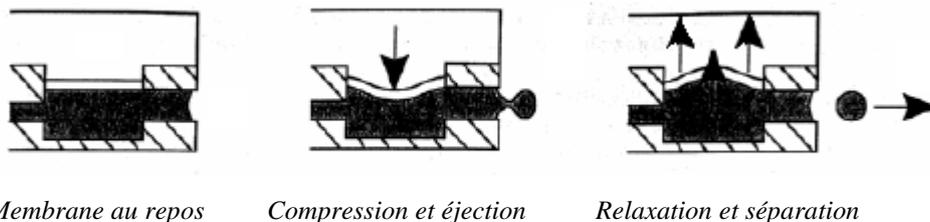


Fig. 6.6 Illustration de l'impression par jet piézoélectrique [6.2].

Cependant la technologie thermique présente des inconvénients comparée à la technologie piézoélectrique purement mécanique. En effet, l'éjection thermique peut entraîner une dégradation du matériau actif de l'encre, sa coagulation ou l'évaporation du solvant, menant au bouchage de l'orifice [6.2]. Cette technique n'est adaptée qu'aux encres présentant une stabilité thermique. La technique piézoélectrique présente par contre une très grande compatibilité.

6.2.1.6 La comparaison des différentes techniques d'impression

Le Tabl. 6.1 présente un comparatif des différentes technologies d'impression présentées précédemment. De façon générale, la résolution obtenue dépend des cadences de production. On voit l'intérêt dans ce tableau de l'impression par héliographie en termes de volume de production (50 000 à 80 000 antennes/h [6.19]).

Tabl. 6.1 Tableau de comparaison des techniques d'impression pour l'électronique [6.2].

	Sérigraphie	Flexographie	Offset	Héliographie	Jet d'encre
Résolution (μm)	30-100	40-75	10-50	15-75	20-50
Épaisseur (μm)	3-15	0,8-8	0,5-2,5	0,8-8	0,1-0,5
Viscosité de l'encre (mPa.s)	500-5000	50-500	$2,10^4$ - $1,10^5$	50-200	1-20
Cadence de production (m^2/s)	<10	10	20	60	0,01

La technique d'impression par héliographie semble être la plus prometteuse dans le but d'obtenir des antennes RFID bas coût. Cependant la technologie jet d'encre présente des intérêts pour de petites séries car : elles ne demandent pas la mise en place de moyen coûteux, elle rend possible l'impression sur des supports peu conventionnels (support non plat), et elle présente des avantages dans la réalisation de composants actifs tels que les transistors. L'image à imprimer peut être ajustée en temps réels à l'aide d'une caméra afin de compenser les défauts du support et obtenir un alignement des différentes couches successives. Il est également possible d'obtenir un volume des gouttes variable en adaptant l'amplitude du signal électrique de contrôle. Le jet d'encre, par sa grande flexibilité, présente donc des intérêts dans la réalisation de tags RFID dans leurs totalités (antenne et puce). C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à cette technologie même si le futur proche semble plus clément aux techniques d'impression conventionnelles.

Les travaux de recherche présentés dans [6.8] ont montrés que les performances dans la réalisation d'antennes RFID UHF obtenues par l'impression jet d'encre étaient meilleures que les procédés de flexographie et de sérigraphie (Fig. 6.7). [6.8] explique cette différence par la meilleure uniformité des dépôts obtenus par l'impression jet d'encre (Fig. 6.8). La technologie jet d'encre au vue de ces résultats est de loin la meilleure si on considère la quantité totale d'encre utilisée puisqu'elle est de seulement 1/10ème de celle employée par les deux autres méthodes.

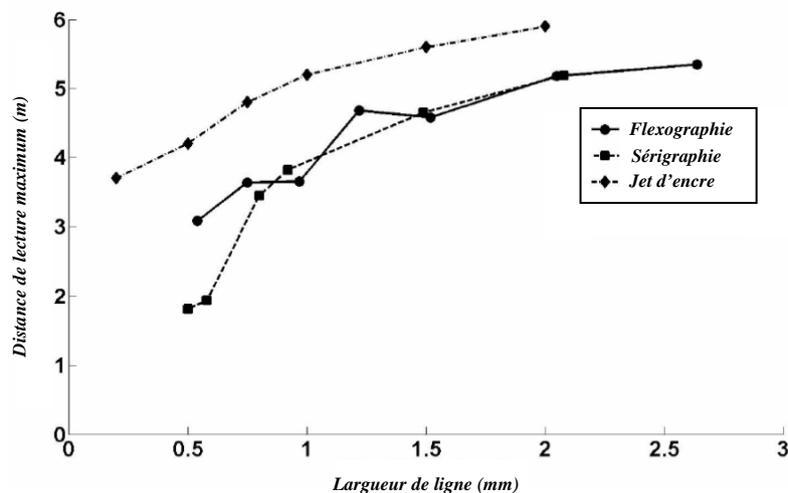


Fig. 6.7 Comparaison des distances de lecture maximales en fonction de la largeur d'impression des brins d'une antenne de tag RFID de type dipôle pour les procédés flexographie, sérigraphie et jet d'encre [6.8].

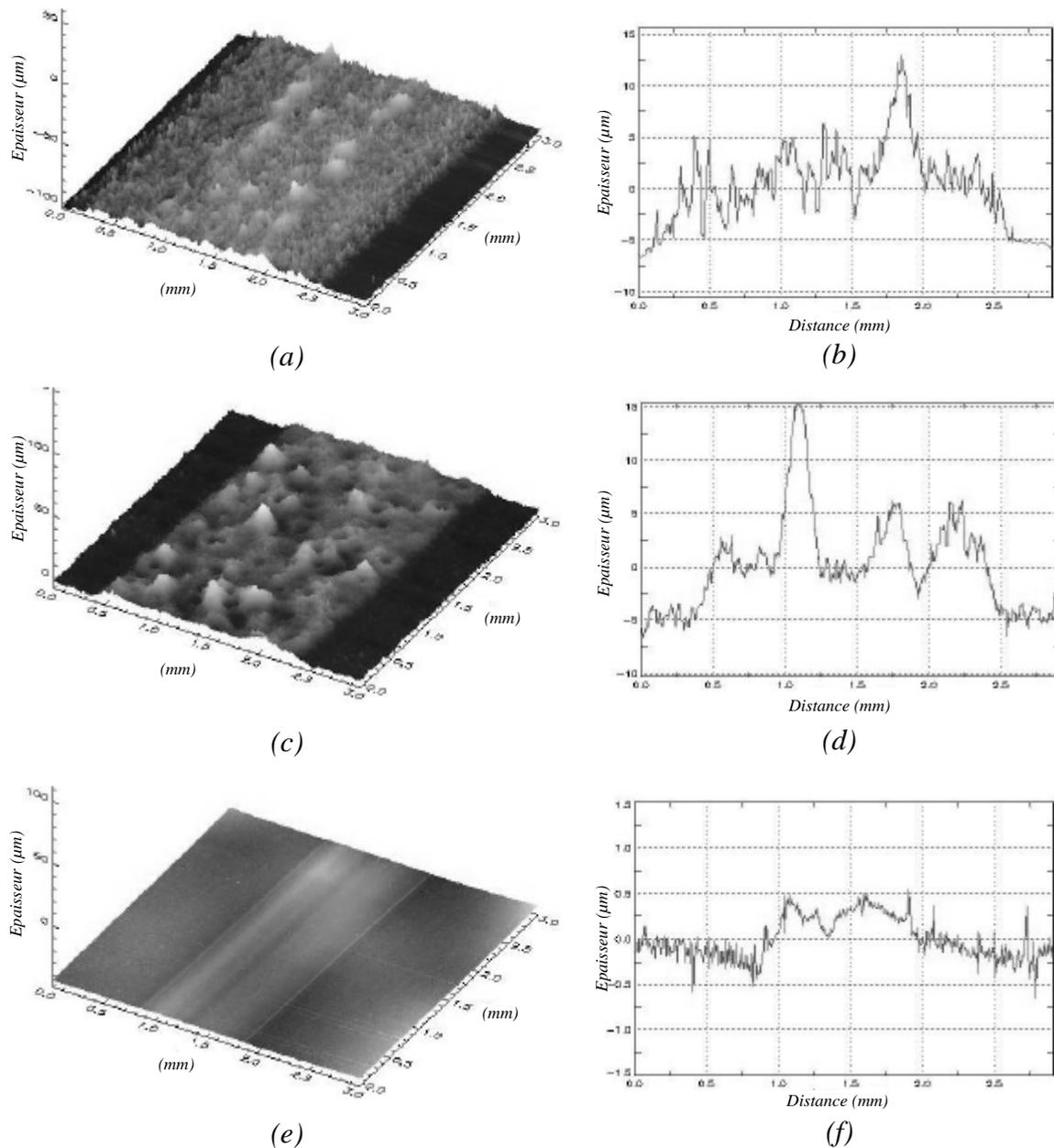


Fig. 6.8 Comparaison des épaisseurs de dépôts obtenus par les différentes techniques d'impression [6.8]. (a)-(b) Flexographie. (c)-(d) Sérigraphie. (e)-(f) Jet d'encre.

6.2.2 Les encres conductrices

Il existe trois principaux types d'encres conductrices. Les encres conductrices à base de particules de carbones, à base de polymères conducteurs et à base de particules métalliques.

Pour les encres carbones les résultats obtenus ne sont pas convainquant [6.7].

Les encres à base de polymères conducteurs permettent d'obtenir des conductivités peu intéressantes pour l'application attendue. Cependant, ces encres font l'objet d'intenses investigations car elles permettent la réalisation de transistors organiques grâce à leurs propriétés semi-conductrices [6.2].

Les encres métalliques sont celles qui permettent d'obtenir les meilleures conductivités. Elles sont les plus performantes. Elles sont constituées de fines particules métalliques (généralement de l'argent). Les fortes viscosités de ce type d'encre font qu'elles sont mieux adaptées aux techniques d'impression par sérigraphie et par offset. La taille des particules métalliques pose un problème bien souvent dans son emploi par des techniques d'impression jet d'encre. En effet, les sorties de tête d'impression doivent être d'environ 50 fois plus importantes que la plus grosse particule constituant l'encre afin d'éviter qu'elles ne se bouchent.

Pour obtenir de bonnes performances, il est nécessaire d'utiliser des encres offrant les meilleures conductivités. En conclusion, les encres métalliques sont les plus susceptibles d'être employées.

Les premières encres conductrices à base de particules métalliques ont été réalisées pour les techniques d'impression conventionnelles. Elles contiennent des particules conductrices en suspension dans une résine ou un élément organique réactif à base d'eau, d'un solvant ou pouvant être séché par UV [6.19] :

Les encres utilisées dans l'impression jet d'encre mettent en œuvre des particules de taille nanométrique encapsulée par un composant organique afin de faciliter leur solubilité dans un solvant. Pour ce type d'encre, plus la température de recuit est haute, plus les nanoparticules d'argent de l'encre fusionneront entre-elles, ce qui facilitera le passage du courant diminuant ainsi la résistance et augmentant la conductivité (Fig. 6.9). En raison du rapport surface/volume le frittage des particules s'effectue à une température plus basse que la température de fusion du matériau massif [6.2]. Les substrats doivent donc avoir une tenue élevée en température qui permettra un recuit le plus haut possible afin d'augmenter la conductivité du dépôt (Fig. 6.10).



Fig. 6.9 Représentation du frittage des nanoparticules d'argent de l'encre Cabot [6.21].

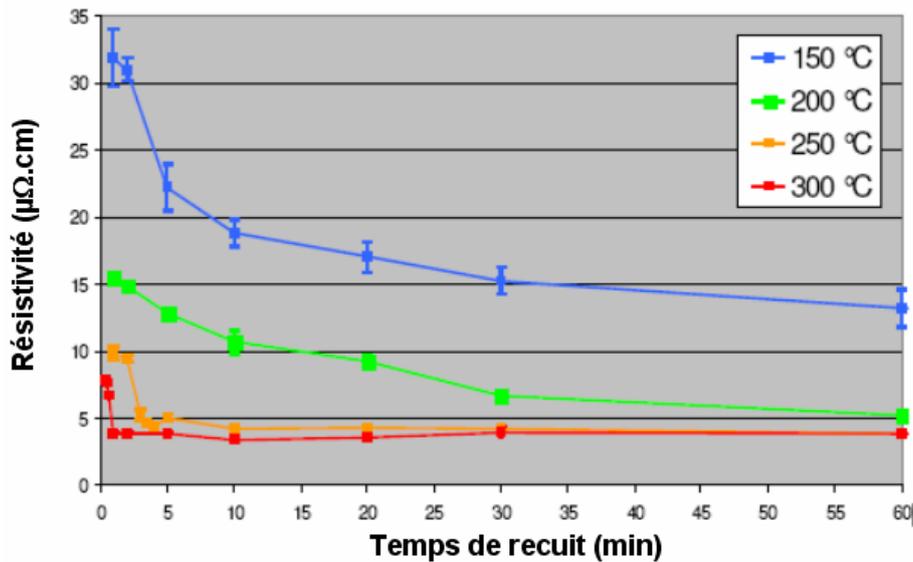


Fig. 6.10 Evolution de la résistivité de lignes imprimées avec une encre Cabot en fonction de la température de recuit [6.21].

Outre les problèmes liés à la viscosité et à la taille des particules conductrices dans les encres métalliques, le dépôt d'encre n'est pas toujours bien maîtrisé. En effet, il faut une adéquation entre la force de surface des substrats, la vitesse de projection des encres, la densité et la viscosité des encres.

Afin d'avoir une bonne adhésion, la tension de surface de l'encre doit être inférieure à celle du support sinon ce dernier doit être traité avant l'impression [6.2]. Plus la tension de surface du substrat est supérieure à celle de l'encre et plus l'encre aura tendance à s'étaler ce qui pourra modifier les dimensions initiales des motifs (Fig. 6.11(a)). Au contraire si la tension de surface est trop faible, l'étalement des gouttes ne sera pas assez important, ne leur permettant pas de réaliser un contact électrique (Fig. 6.11(b)).



Fig. 6.11 Représentation de l'adhésion de l'encre en fonction de la tension de surface de cette dernière et du support. (a) Tension de surface du support inférieure à celle de l'encre. (b) Tension de surface du support supérieure à celle de l'encre.

6.2.3 Le procédé d'impression par jet de matière mis en œuvre

La machine d'impression par jet expérimentale est illustrée sur la Fig. 6.12. Elle est constituée de :

- Un PC associé au boîtier électronique permettant de commander le déplacement de la tête d'impression et les différents paramètres de celle-ci.

- Un réservoir contenant l'encre. Elle est associée à un dispositif permettant de régler la dépression dans la tête.
- Une tête d'impression piézoélectrique.
- Un support de repérage permettant l'alignement du substrat pour l'impression.

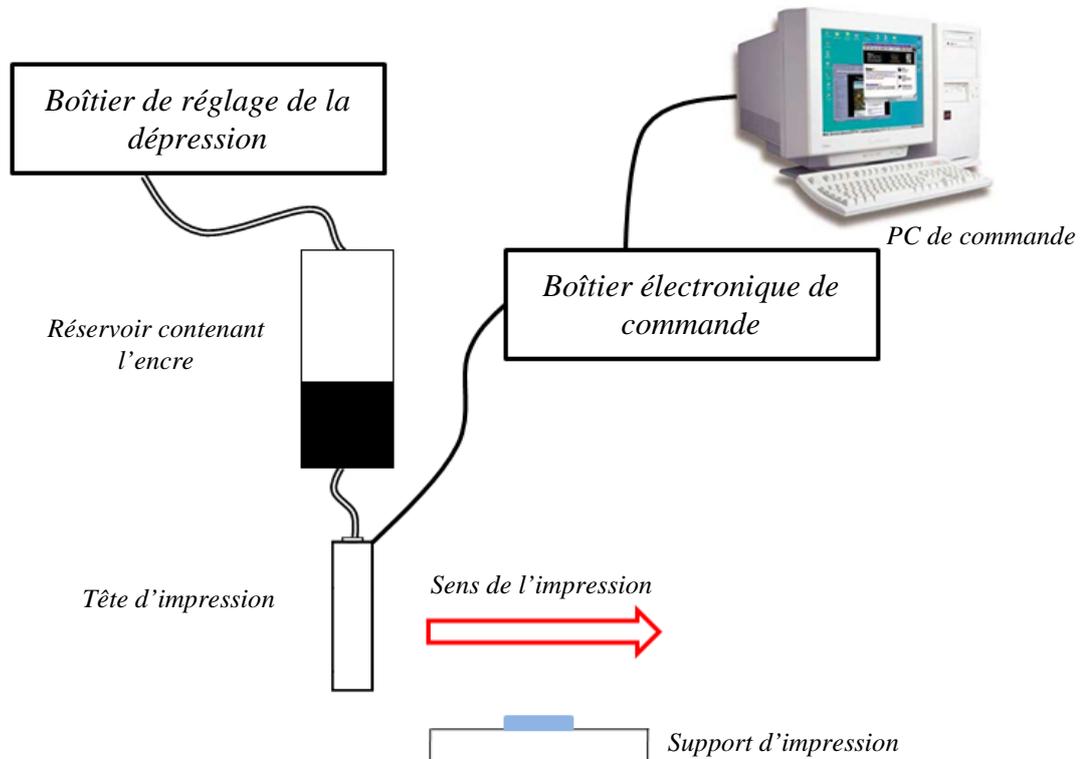


Fig. 6.12 Illustration de la machine d'impression mise en œuvre.

La résolution de la tête d'impression doit être suffisamment grande afin d'assurer la continuité entre deux gouttes après leur étalement sur le substrat (Fig. 6.13). La trame de base constituant le motif imprimé est définie en nombre de points par pouce (dpi, pour dots per inch). Afin d'assurer la continuité, la dimension des gouttes dépend de la résolution :

- 180 dpi correspondent à un écart de $141\ \mu\text{m}$ entre chaque goutte.
- 360 dpi correspondent à un écart de $70,5\ \mu\text{m}$ entre chaque goutte.
- 720 dpi correspondent à un écart de $35,3\ \mu\text{m}$ entre chaque goutte.

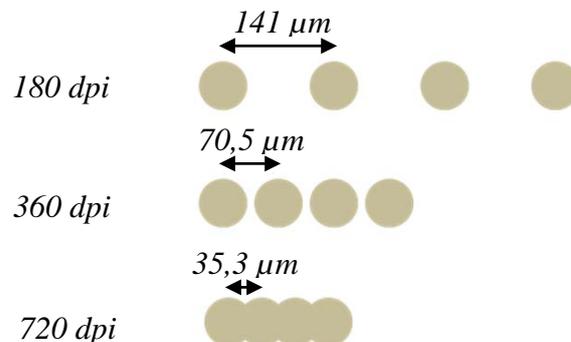


Fig. 6.13 Illustration de la distance entre deux gouttes en fonction de la résolution.

Il est possible de modifier le nombre de passages durant l'impression afin d'assurer la continuité des motifs et une épaisseur satisfaisante du dépôt. Pour la commande de la tête, différents paramètres sont modifiables et ont été au préalable optimisés afin d'obtenir la résolution souhaitée sur l'axe de déplacement. Le déroulement du procédé d'impression s'effectue en plusieurs étapes illustrées sur la Fig. 6.14. L'optimisation de ces différentes étapes n'est pas évidente et demande une bonne connaissance des technologies jet d'encre.

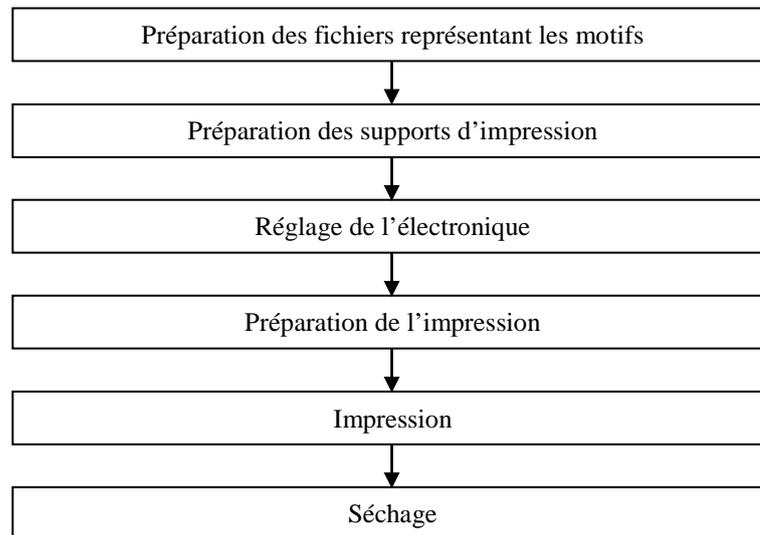


Fig. 6.14 Procédure d'impression.

Nous avons mis en œuvre deux encres que nous appellerons encres A et encres B. Elles sont toutes les deux présentées dans le Tabl. 6.2. L'encre A est composée de précurseurs métalliques qui se transformeront en argent lors du recuit. L'encre B est quant à elle composée de nanoparticules d'argent qui vont se fritter lors du recuit.

Tabl. 6.2 Tableau regroupant les propriétés des encres utilisées.

	Encre A	Encre B
Contenance en argent poids (%)	15%	20%
Résistivité ($\mu\Omega.cm$)	4,1 - 60	5 - 30
Conductivité 10^7 S/m	0,17 - 2,4	0,33 - 2
Épaisseur de peau δ à 868 MHz (μm)	3,5 - 13	3,8 - 9,4
Épaisseur de peau δ à 2,45 GHz (μm)	2 - 7,8	2,2 - 5,6
Épaisseur de peau δ à 5,8 GHz (μm)	1,3 - 5	1,5 - 3,6

En ce qui concerne les supports d'impression, nous avons choisi d'utiliser du FR4 afin de pouvoir faire également la réalisation de prototypes en cuivre par gravure. Nous avons également choisi du PET (Polyéthylène Téréphtalate), film mince souple, pour lequel les encres ont été optimisées par les fournisseurs. Nous avons testé la tenue en température de ces supports et également leurs tensions de surface avant de les qualifier.

Nous avons pu procéder à seulement deux séries d'impressions. La première série d'impression nous a permis d'optimiser chacune des étapes du procédé d'impression.

6.3 La caractérisation des dépôts

Nous avons procédé à la caractérisation des dépôts conducteurs afin de connaître leur épaisseur et leur conductivité/résistivité dans le but d'optimiser notre procédé et de pouvoir les modéliser dans les logiciels de simulation électromagnétique afin de réaliser la conception d'antennes.

Nous avons également fait la réalisation de lignes microstrips et avons caractérisé leurs performances en terme d'atténuation en les comparant à des lignes microstrips réalisées en cuivre.

6.3.1 La mesure de l'épaisseur du dépôt

Nous avons réalisé, à l'aide d'un profilomètre mécanique, la mesure de l'épaisseur des dépôts sur les différents substrats utilisés : le FR4 et le PET. La sensibilité de la pointe, la distance de parcours ainsi que la vitesse de déplacement sont à paramétrer. Afin de se familiariser avec l'appareil, l'épaisseur du cuivre gravé sur du Kapton ($15\ \mu\text{m}$, Fig. 6.15(a)) et sur du FR4 ($25\ \mu\text{m}$, Fig. 6.15(b)) a été mesurée.

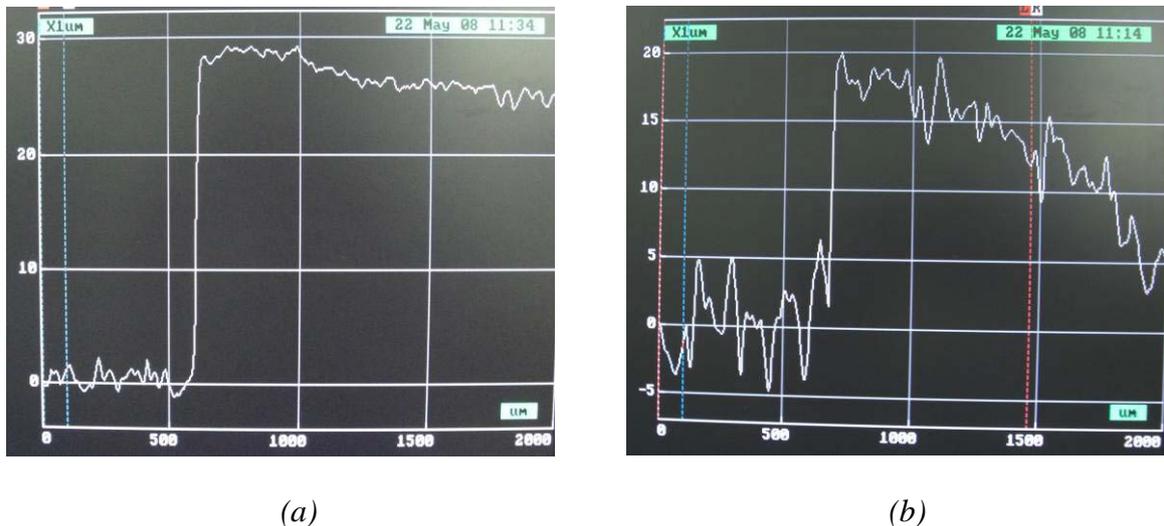


Fig. 6.15 (a) Mesure de l'épaisseur de cuivre sur un FR4 ($\approx 25\ \mu\text{m}$). (b) Mesure de l'épaisseur de cuivre sur un Kapton ($\approx 15\ \mu\text{m}$).

Nous nous sommes aperçus que la mesure de l'épaisseur du dépôt de l'encre sur du FR4 est impossible avec cette technique à cause de la rugosité de celui-ci qui présente des

variations de quelques μm (Fig. 6.16) et donc du même ordre de grandeur que l'épaisseur de nos dépôts.

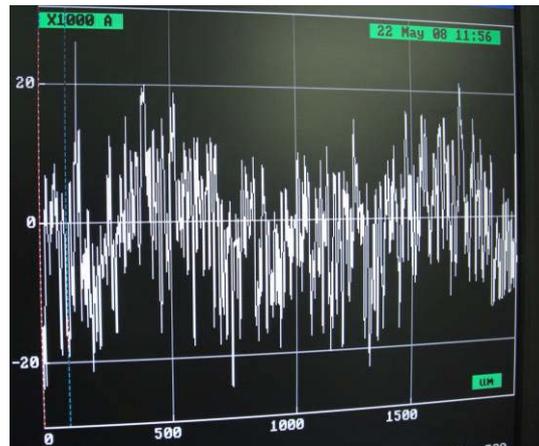


Fig. 6.16 Mesure de la rugosité du substrat FR4 ($\approx 2 \mu\text{m}$).

Les mesures de l'épaisseur de l'encre sur du PET sont également très délicates, en effet il est difficile de positionner parfaitement celui-ci sur le support de mesure afin que la trajectoire de la pointe du profilomètre puisse être la plus horizontale possible.

La solution que nous avons adoptée qui était de coller le PET sur une plaque de verre avec un scotch double face n'est pas adaptée. En effet, la moindre poussière ou bulle d'air entraîne une variation de l'épaisseur qui fausse la mesure.

C'est pourquoi nous avons choisi, afin d'estimer l'épaisseur du dépôt, d'imprimer les lignes sur du verre qui présente une rugosité très faible (de l'ordre de 5 nm). Nous avons imprimé un motif permettant la mesure de l'épaisseur et la largeur du dépôt d'une seule buse d'impression.

Les mesures réalisées avec l'encre A ne sont pas exploitables, en effet cette encre ne permet pas la continuité sur le verre (à cause de la résistance de surface du verre) et les lignes résultantes sont inhomogènes : les gouttes fusionnent entre elles par paquet. On ne peut donc tirer de conclusions satisfaisantes. Les résultats sont différents suivant le point de mesure sur le motif imprimé.

Quant à l'encre B, la continuité partielle des motifs sur du verre est assurée et l'on peut voir l'augmentation de l'épaisseur et de la largeur sur une ligne imprimée par une seule buse de la tête d'impression. L'épaisseur et la largeur augmente en fonction des paramètres de réglage de l'impression pour un seul passage :

- Motif A : $\approx 150 \text{ nm}$ pour l'épaisseur et $\approx 50 \mu\text{m}$ pour la largeur.
- Motif B : $\approx 200 \text{ nm}$ pour l'épaisseur et $\approx 100 \mu\text{m}$ pour la largeur.
- Motif C : $\approx 250 \text{ nm}$ pour l'épaisseur et $\approx 120 \mu\text{m}$ pour la largeur.

La mesure du dépôt par un profilomètre mécanique est difficile. Elle nous a cependant montrée que le volume d'encre éjecté dépend bien des réglages de l'impression et du nombre de passages.

6.3.2 La caractérisation de la résistance de surface

Nous avons également réalisé la mesure de la résistance de surface en courant continu de nos dépôts afin de réaliser la mesure de leur conductivité.

Nous avons obtenu pour les échantillons en cuivre les résultats du Tabl. 6.3. Nous obtenons une très bonne conductivité, toutefois deux fois moins importante que la valeur de référence. Cette différence peut s'expliquer par l'oxydation de l'échantillon créant une résistance de contact avec les pointes de mesure.

Tabl. 6.3 Mesure de la conductivité des échantillons en cuivre.

Echantillon	Résistance carrée moyenne en $m\Omega/\square$	Épaisseur en μm	Conductivité en S/m	Résistivité en $\Omega.m$	Valeur de référence (en S/m - $\Omega.m$)
FR4	1,25	25	$3,21.10^7$	$3,12.10^{-8}$	$5,96.10^7 - 1,68.10^{-8}$
Kapton	2,01	15	$3,31.10^7$	$3,03.10^{-8}$	$5,96.10^7 - 1,68.10^{-8}$

Concernant les encres, nous avons réalisé des mesures lors des deux phases d'impression. Les mesures de la première phase d'impression nous ont permis de mettre en évidence les paramètres du procédé d'impression permettant d'optimiser la conductivité de nos dépôts.

Les mesures sur FR4 n'ont pas donné de résultats permettant de conclure sur la conductivité des dépôts. En effet, à cause de la rugosité du FR4 qui est grande devant l'épaisseur du dépôt, nous avons observé une grande disparité sur nos mesures (de $150 m\Omega/\square$ à $30 \Omega/\square$). Cependant nous avons obtenu des valeurs moyennes de l'ordre de $800 m\Omega/\square$ soit une conductivité estimée à $2,50.10^6$ S/m pour une épaisseur estimée à 500 nm.

Concernant les autres échantillons sur PET, les résultats de mesure sont présentés dans le Tabl. 6.4. Les épaisseurs de dépôt d'encre ont été estimées à 500 nm.

Pour l'encre A, nous obtenons des valeurs allant de 280 à $580 \Omega/\square$. Avec l'encre B, la mesure a été difficile, les pointes du dispositif de mesure traversant cette encre.

Cependant ces mesures permettent d'affirmer que l'encre A est plus conductrice que l'encre B. Cela s'explique pour l'encre B par le temps de recuit et la température tous deux en dessous des recommandations du fabricant.

Attention, ces mesures sont à considérer avec précaution car elles dépendent de l'épaisseur que nous avons estimée à 500 nm.

Tabl. 6.4 Mesure de la conductivité des échantillons sur PET de la deuxième impression.

Echantillon	Nbr. de passages	Moyenne de la résistance carrée en $m\Omega/\square$	Conductivité moyenne en S/m	Résistivité moyenne en $\Omega.m$
Encre A				
Motif 1	3	407,9	$4,9.10^6$	$2,04.10^7$
Motif 2	3	279,9	$7,1.10^6$	$1,4.10^7$
Motif 3	3	598,2	$3,3.10^6$	3.10^7
Motif 4	2	460,0	$4,3.10^6$	$2,3.10^7$
Motif 5	3	572,1	$3,5.10^6$	$2,9.10^7$
Encre B				
Motif 1	3	5581,2	$3,6.10^5$	$2,8.10^6$
Motif 2	1	16088,6	$1,2.10^5$	8.10^6
Motif 3	2	1201	$1,7.10^6$	6.10^7
Motif 4	2	725,1	$2,8.10^6$	$3,6.10^7$
Motif 5	3	883,7	$2,3.10^6$	$4,4.10^7$

6.3.3 La caractérisation d'une ligne microstrip

Nous avons réalisé une ligne microstrip à partir de notre procédé d'impression. Ce composant hyperfréquence est facile à concevoir et à caractériser. Nous avons réalisé des lignes 50Ω . Nous les avons caractérisées en fonction de leurs atténuations afin de déterminer les pertes en dB/m et de pouvoir les comparer aux pertes obtenues par une ligne microstrip réalisée en cuivre. Elles ont été imprimées sur deux supports, un FR4 et un PET.

Pour le FR4, d'épaisseur 0,8 mm, les lignes ont été réalisées avec une largeur de 1,56 mm afin d'obtenir une impédance caractéristique de 50Ω .

Pour le PET, d'épaisseur 100 μm et ne permettant pas la réalisation d'une ligne microstrip, des lignes de largeur 3,1 mm ont été réalisées et disposées sur du FR4 d'épaisseur 1,6 mm avec un scotch double face (Fig. 6.17). Nous avons validé le comportement de la ligne en simulation. On comparera les performances de cette ligne avec une ligne réalisée par une bande de cuivre adhésive collée sur le même PET et disposée de la même manière sur le FR4.

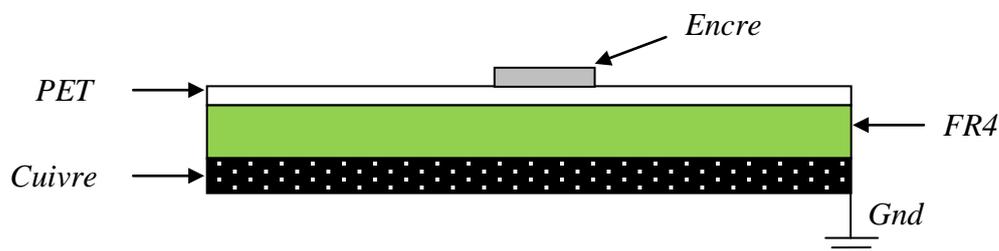


Fig. 6.17 Structure de la ligne microstrip.

Dans les deux cas, le connecteur doit être branché sur l'encre conductrice. Nous avons utilisé une colle époxy conductrice séchant à l'air libre pendant plusieurs heures. La conductivité de l'époxy est annoncée supérieure à $100000 S/m$, soit une valeur 10 à 100 fois plus faible que celle des encres utilisées. La partie du connecteur étant en contact avec le plan de masse est quant à elle soudée avec de l'étain.

Deux lignes de longueurs 5 et 14 cm ont été réalisées (Fig. 6.18) et mesurées (Fig. 6.19). La différence des pertes entre les deux longueurs nous a permis de déduire les pertes dues aux connecteurs et permet d'avoir l'atténuation équivalente à une ligne de 9 cm permettant de déduire les pertes en dB/m (Fig. 6.20).

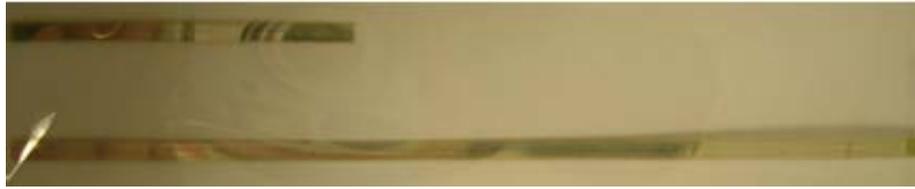


Fig. 6.18 Lignes microstrips $50\ \Omega$ imprimées sur PET avec l'encre A (5 et 14 cm) (Propriété Ardeje - LCIS).

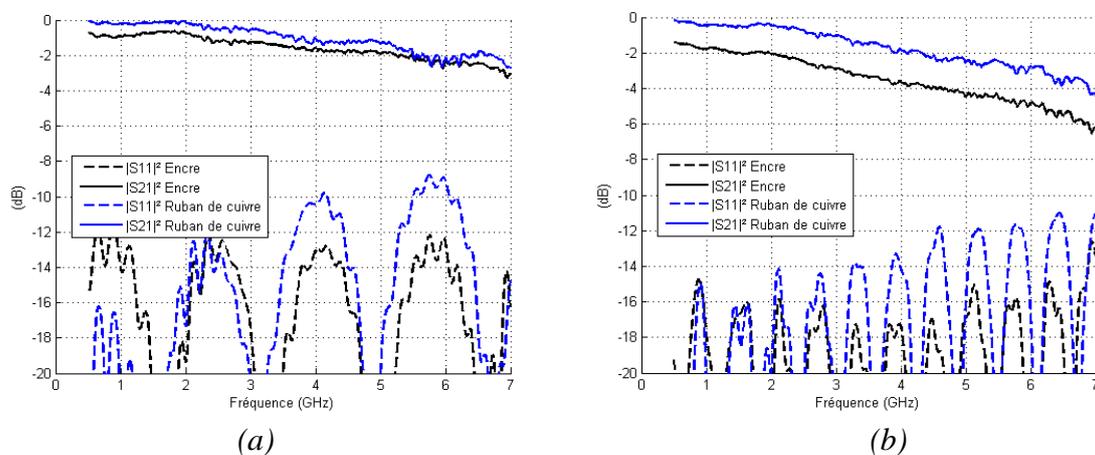


Fig. 6.19 Mesure des lignes microstrip $50\ \Omega$ de (a) 5 cm et (b) 14 cm $50\ \Omega$ réalisées en encre et en ruban de cuivre sur FR4 de 1,6 mm d'épaisseur.

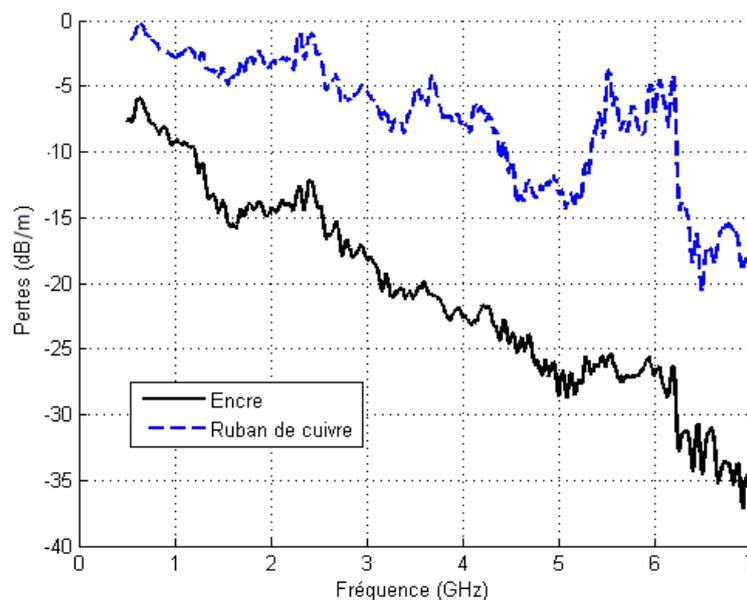


Fig. 6.20 Mesure de l'atténuation des lignes microstrips $50\ \Omega$ réalisées en encre et en ruban de cuivre sur FR4 de 1,6 mm d'épaisseur.

Pour les lignes imprimées sur FR4 de 0,8 mm d'épaisseur, nous obtenons 5,5 dB/m de pertes supplémentaires avec la ligne imprimée en encre par rapport à la ligne en cuivre gravée :

- Atténuation de la ligne en cuivre sur FR4 de 0,8 mm d'épaisseur : -5,5 dB/m à 868 MHz.
- Atténuation de la ligne en encre sur FR4 de 0,8 mm d'épaisseur : -11 dB/m à 868 MHz.

Pour des motifs imprimés sur PET nous avons obtenus 6 dB de pertes supplémentaires avec la ligne imprimée en encre par rapport à la ligne gravée en cuivre :

- Atténuation de la ligne réalisée en cuivre adhésif sur PET plaqué sur du FR4 de 1,6 mm d'épaisseur: -2,2 dB/m à 868 MHz.
- Atténuation de la ligne réalisée en encre sur PET plaqué sur FR4 de 1,6 mm d'épaisseur : -8,2 dB/m à 868 MHz.

On obtient moins de pertes avec le FR4 de 1,6 mm. Cela s'explique par le fait que l'épaisseur du FR4 est supérieure, ce qui a pour effet de diminuer les pertes diélectriques. En effet, une ligne microstrip a des pertes dues à 3 facteurs :

- les pertes diélectriques,
- les pertes par radiation,
- les pertes de conduction.

Dans les deux cas, pour l'encre et le cuivre, on peut supposer les pertes diélectriques et les pertes de radiation identiques. Dans ce cas la différence d'atténuation est imputable aux pertes de conduction de l'encre. On peut donc s'attendre à avoir une efficacité des antennes réalisée par jet d'encre moins importante.

6.4 La modélisation des dépôts d'encre conducteur

Dans notre démarche de conception, nous utilisons le logiciel de simulation CST Microwave Studio. Nous avons donc cherché à modéliser nos dépôts d'encre sous le logiciel afin de pouvoir les modéliser et prendre en compte la conductivité et l'épaisseur de nos dépôts. Le logiciel CST Microwave Studio propose 3 types de représentation :

- « Ohmic Sheet ».
- « Lossy Metal ».
- « Normal ».

La modélisation « Normal » permet d'étudier l'influence de l'épaisseur et de la conductivité. En effet, en modifiant la conductivité de l'encre, on s'attend à voir augmenter les pertes : ce qui est le cas avec une représentation « Normal » de notre dépôt mais ne l'est pas avec une représentation « Lossy Metal » (Fig. 6.21).

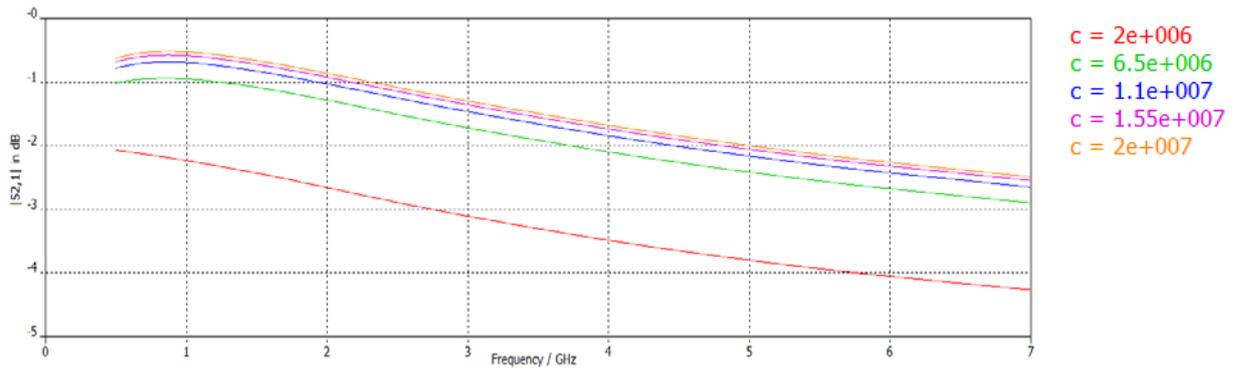


Fig. 6.21 Simulation du coefficient de transmission d'une ligne 50 Ω , modélisée en « Normal » en fonction de la conductivité.

On obtient ainsi le Tabl. 6.5, en simulant le coefficient de transmission S_{21} (dB) et en remontant aux pertes (dB/m) pour une ligne FR4 de 0,8 mm d'épaisseur.

Tabl. 6.5 Récapitulatif des pertes obtenues en simulations pour différentes valeurs d'épaisseurs et de conductivités.

Epaisseur	Conductivité (S/m)	Atténuation à 915 MHz (dB/m)	Atténuation à 2,45 GHz (dB/m)	Atténuation à 5,8 GHz (dB/m)
1 μm	$2 \cdot 10^6$	26	29	30
	$5 \cdot 10^6$	14	16	17,3
	$1 \cdot 10^7$	9,6	11	13
	$1,5 \cdot 10^7$	8	10	11,4
650 nm	$2 \cdot 10^6$	34,7	40	42
	$5 \cdot 10^6$	18,5	20,7	22
	$1 \cdot 10^7$	12	14	15
	$1,5 \cdot 10^7$	9,7	12	13
500 nm	$2 \cdot 10^6$	41,5	49,4	52
	$5 \cdot 10^6$	22	24,7	26
	$1 \cdot 10^7$	14	16	17,3
	$1,5 \cdot 10^7$	11	13	14,3
300 nm	$2 \cdot 10^6$	59,3	73,5	79,8
	$5 \cdot 10^6$	31,5	36	37,5
	$1 \cdot 10^7$	19,5	22	23,1
	$1,5 \cdot 10^7$	15	17	18

D'après les mesures réalisées au profilomètre, on peut s'attendre à un dépôt d'environ 500 nm. Pour obtenir les mêmes valeurs de pertes que nos mesures, la conductivité de l'encre serait donc comprise entre 10^7 et $1,5 \cdot 10^7$ S/m. Les valeurs des conductivités mesurées par la méthode des 4 pointes sont proches. La différence vient du fait que l'uniformité de nos motifs n'est pas parfaite et contribue à augmenter les pertes. Celles-ci ne peuvent pas être prises en compte dans les simulations.

6.5 La réalisation d'antenne par jet de matière

Avant de nous intéresser à la réalisation d'antennes de tags RFID par la technologie jet d'encre, nous nous sommes intéressés à la réalisation d'antennes adaptées à 50Ω . Nous avons réalisé une antenne de type monopôle et des antennes de type patch.

6.5.1 Le monopôle UHF imprimé par jet de matière

Un monopôle est une antenne simple à réaliser qui permet d'être facilement caractérisée à l'aide d'un analyseur de réseau. Le monopôle est alimenté par une ligne microstrip. Le plan de masse de la ligne microstrip sert également de plan de masse pour le monopôle de dimension proche d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$). Son adaptation à 50Ω a été réalisée en optimisant sa largeur et sa longueur.

Nous avons imprimé l'antenne représentée sur la Fig. 6.22. Nous avons utilisé un FR4 de 1,6 mm d'épaisseur et un PET que l'on plaquera sur du FR4 de 1,6 mm de la même manière que les lignes microstrips 50Ω présentées précédemment.

Le fait d'imprimer notre motif sur du PET et de le coller ensuite sur du FR4 avec un scotch double face n'entraîne pas de modification significative de la fréquence de résonance et des performances. Nous avons vérifié cela en simulation.

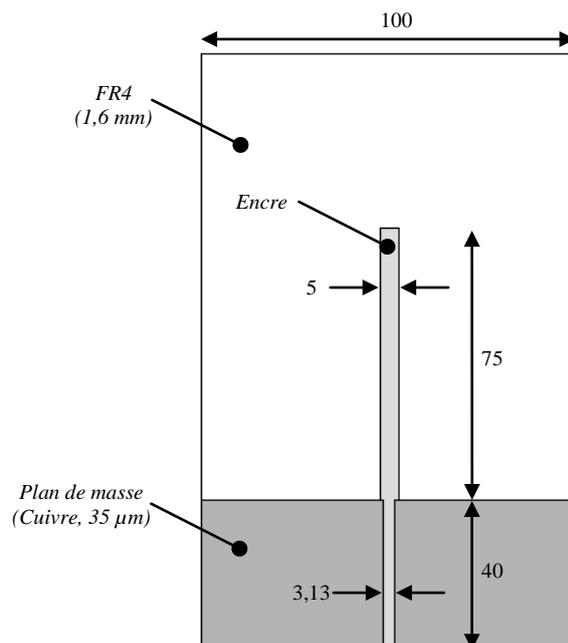


Fig. 6.22 Géométrie de l'antenne monopôle (en mm).

Le connecteur sera fixé avec de l'époxy conducteur. Le plan de masse au verso doit être réalisé avant l'impression en cuivre. Cela implique un alignement lors de l'impression. Un désalignement entraîne une modification de la fréquence de résonance. Le prototype réalisé sur FR4 est présenté sur la Fig. 6.23.



Fig. 6.23 Réalisation de l'antenne monopôle sur substrat FR4 (Propriété Ardeje - LCIS).

Nous avons mesuré les pertes d'insertion et les avons comparées à nos simulations pour les deux antennes. Ces résultats sont représentés sur la Fig. 6.24. Les simulations ont été réalisées avec une épaisseur de 500 nm et une conductivité de $5 \cdot 10^6$ S/m

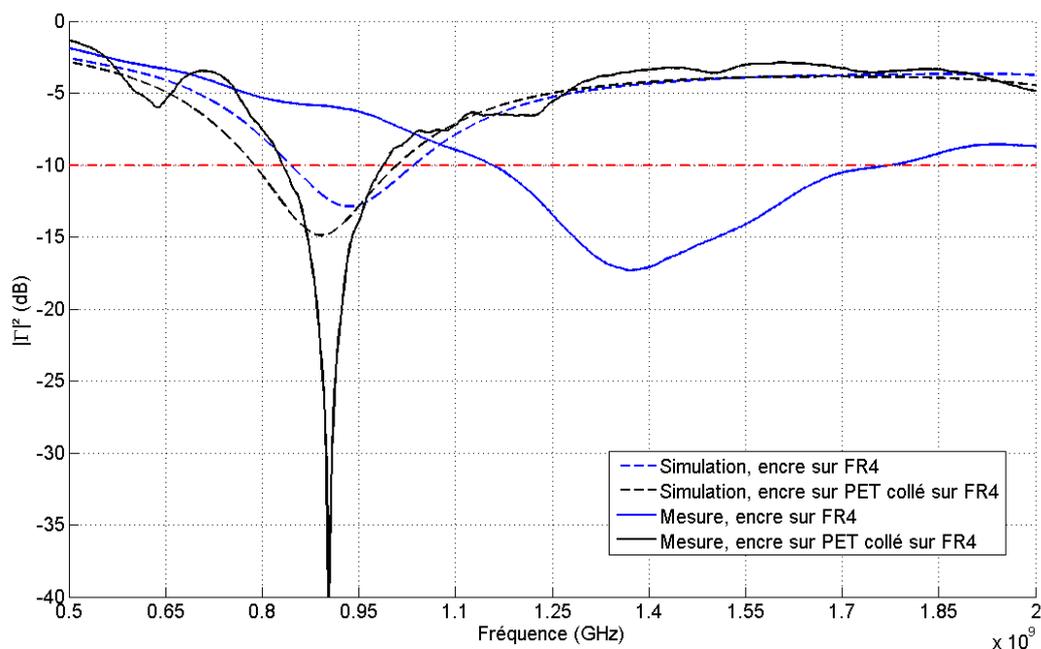


Fig. 6.24 Comparaison des mesures et des simulations pour les antennes monopôles.

La mesure du monopôle réalisé avec de l'encre sur du PET, présente un léger décalage d'environ 50 MHz par rapport à notre simulation. Par contre pour le FR4, les résultats obtenus ne concordent pas avec les résultats de simulation. En plus de l'incertitude sur

l'épaisseur et la conductivité de nos motifs, il est impossible de simuler la rugosité d'un substrat ou la forme d'un dépôt qui n'est pas uniforme.

6.5.2 Les antennes patchs imprimées par jet de matière

Nous avons également voulu réaliser des antennes de type patch. Pour des questions de dimensions et d'économie d'encre, ces antennes ont été réalisées à des fréquences plus hautes (2,45 GHz et 5,8 GHz).

Ces antennes sont très simples à réaliser mais présentent des rendements très faibles (de l'ordre de 20% à 40%) car le substrat utilisé, du FR4, présente beaucoup de pertes diélectriques ($\tan\delta = 0,025$).

La géométrie de ces antennes est représentée sur la Fig. 6.25. Leur réalisation par jet d'encre est présentée sur la Fig. 6.26.

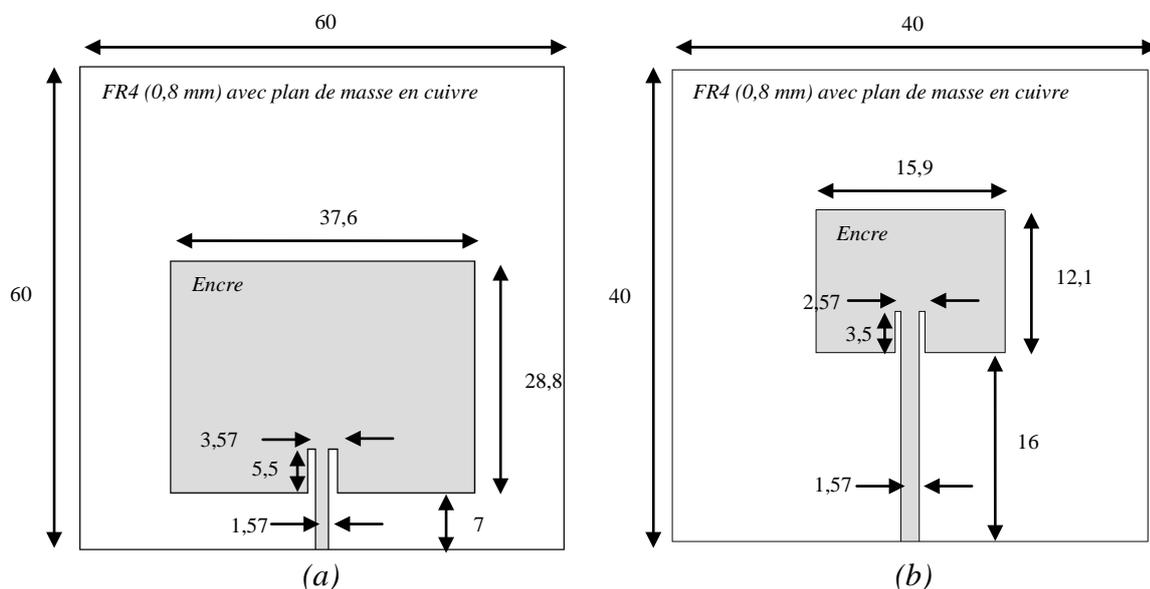


Fig. 6.25 Géométries des antennes patchs (en mm). (a) 2,45 GHz. (b) 5,8 GHz.

On voit sur la Fig. 6.26 les problèmes liés au séchage de l'encre conductrice créant des craquelures dans le motif. On peut également voir que les dimensions des antennes ne sont pas très bien respectées. Nous avons réalisé les simulations en mesurant les dimensions des antennes obtenues et les avons comparées à nos résultats de mesure (Fig. 6.27 et Fig. 6.28). Pour l'antenne à 2,45 GHz, une épaisseur d'encre de 500 nm et de résistivité $3 \cdot 10^6$ S/m permettent une bonne concordance entre nos résultats de mesure et de simulation. Pour l'antenne à 5,8 GHz une épaisseur d'encre de 500 nm et de résistivité $5 \cdot 10^6$ S/m permettent une bonne concordance entre nos résultats de mesure et de simulation.

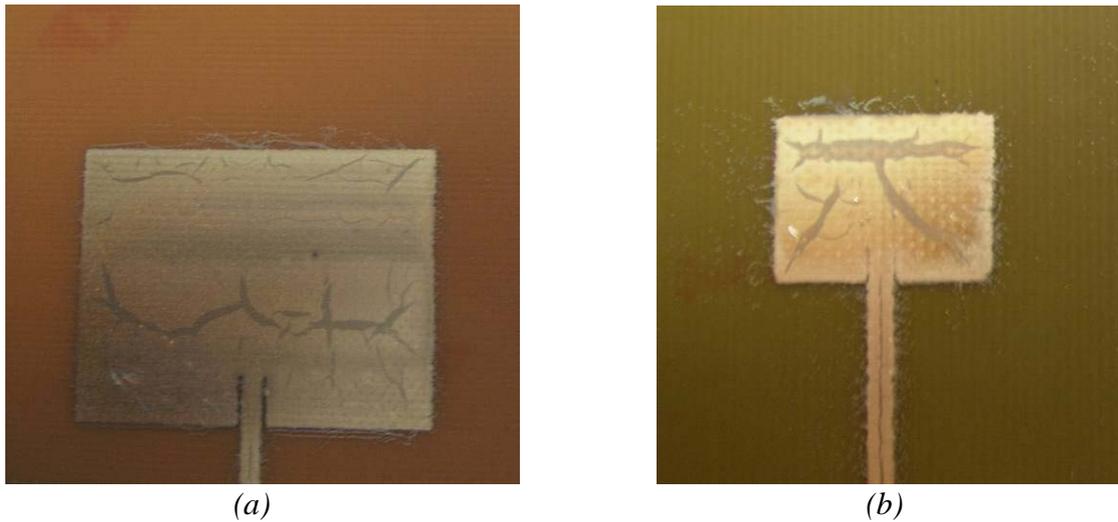


Fig. 6.26 Réalisation des antennes patchs. (a) 2,45 GHz. (b) 5,8 GHz (Propriété Ardeje - LCIS).

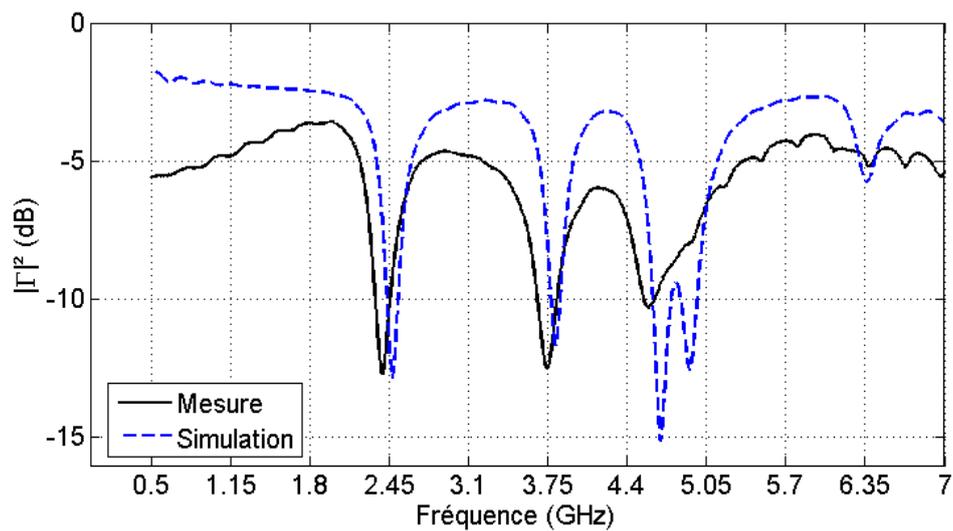


Fig. 6.27 Coefficient d'adaptation mesuré et simulé de l'antenne patch à 2,45 GHz.

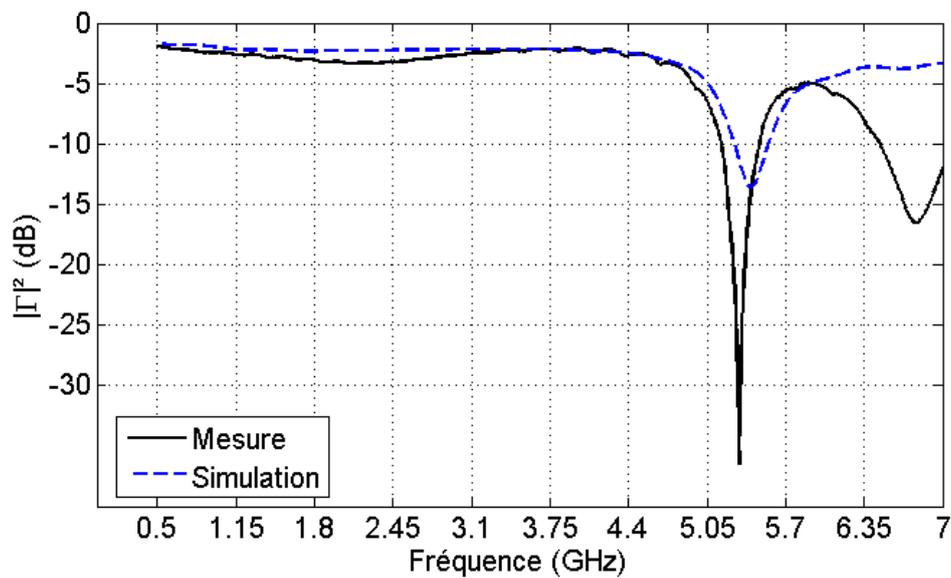


Fig. 6.28 Coefficient d'adaptation mesuré et simulé de l'antenne patch à 5,8 GHz.

Nous avons également mesuré le gain des antennes réalisées et les avons comparées à nos résultats de simulations (Fig. 6.29 et Fig. 6.30). Nous présentons les résultats de deux prototypes identiques (nommés encre 1 et encre 2).

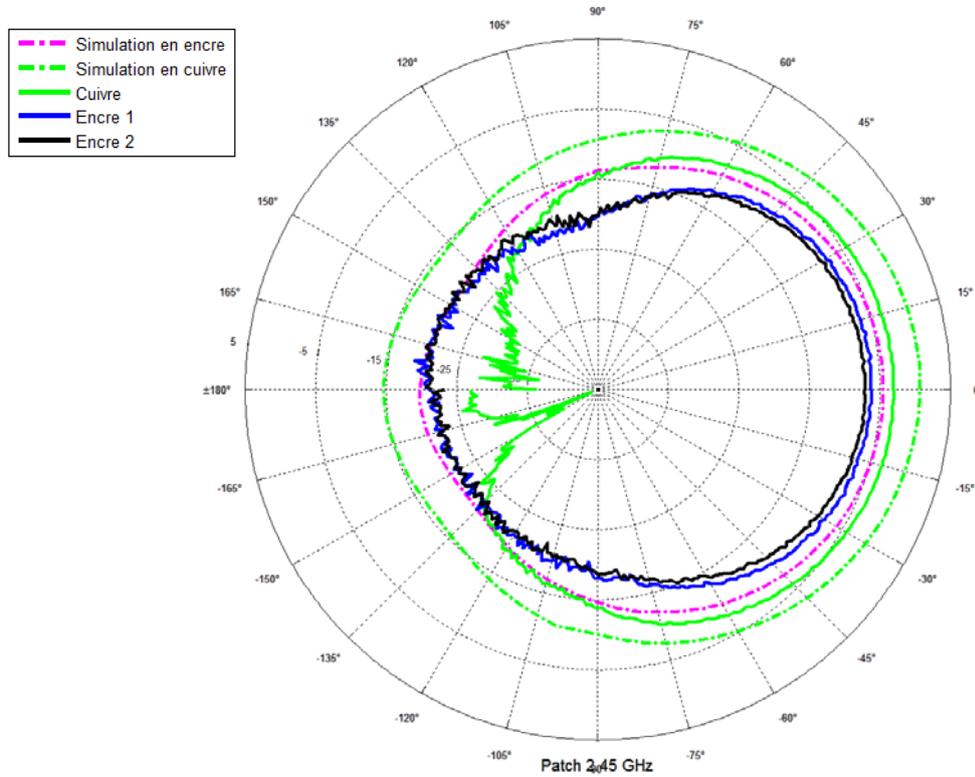


Fig. 6.29 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch à 2,45 GHz dans le plan H.

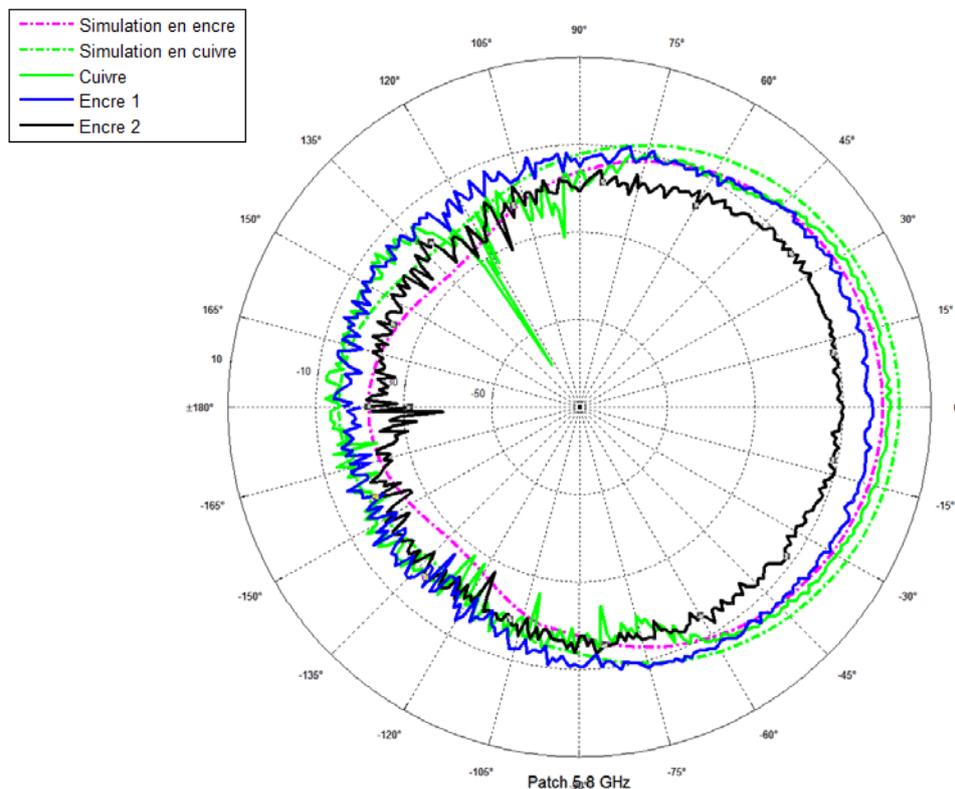


Fig. 6.30 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch à 5,8 GHz dans le plan H.

La structure réalisée en cuivre par gravure présente le moins de pertes (un gain maximum de -3 dB à 2,45 GHz et 1 dB à 5,8 GHz). Entre les deux antennes imprimées avec de l'encre, les mesures du gain sont équivalentes (-6 dB maximum à 2,45 GHz et -3 dB maximum à 5,8 GHz) et proches du gain de la même antenne en cuivre.

Cependant, les simulations nous donnent des gains maximums plus grands : -4,5 dB à 2,45 GHz et -0,6 dB à 5,8 GHz pour les antennes imprimées avec l'encre, et un gain maximum de 0,7 dB à 2,45 GHz et 3 dB à 5,8 GHz pour les antennes en cuivre (Tabl. 6.6).

Tabl. 6.6 Tableau comparatif du gain obtenu en mesure et en simulation pour les antennes patchs.

	Simulation		Mesure	
	Cuivre	Encre A	Cuivre	Encre A
2,45 GHz	0,7 dB	-4,5 dB	-3 dB	-6 dB
5,8 GHz	3 dB	-0,6 dB	1 dB	-3 dB

Les pertes intrinsèques des antennes (en encre ou en cuivre) sont en réalité plus grandes par rapport aux simulations, cela s'explique par deux phénomènes qui ne sont pas simulés :

- les pertes dues aux connecteurs collés avec un époxy conducteur,
- l'incertitude sur les pertes diélectriques du FR4, simulés avec $\tan\delta = 0,025$ mais pouvant être égale à $\tan\delta = 0,07$ en pratique.

On souligne un écart d'environ 3 dB à 2,45 GHz et 4 dB à 5,8 GHz entre une structure gravée en cuivre et une structure imprimée avec de l'encre (Tabl. 6.6).

6.5.3 Les antennes de tags RFID imprimées par jet de matière

Enfin, nous avons réalisé des antennes de tags RFID UHF passifs. Nous avons choisi de réaliser l'antenne présentée dans la Fig. 6.31. Elle a été réalisée avec l'encre A sur un substrat PET. Le motif de l'antenne a été simulé sous CST Microwave Studio afin d'obtenir l'adaptation à la puce STMicroelectronics XRAG2 en format strap. Nous avons également réalisé d'autres motifs, cependant nous avons rencontré des problèmes liés au procédé qui ne nous ont pas permis d'obtenir des prototypes fonctionnels (destruction lors de la phase de recuit ou continuité des motifs non assurée).



Fig. 6.31 Réalisation de l'antenne de tag RFID par impression jet d'encre sur PET (Propriété Ardeje - LCIS).

Nous avons réalisé plusieurs prototypes afin de pouvoir tester plusieurs façons de connecter l'antenne et la puce :

- Avec un film ACF. Cette technique n'est pas bonne car le fait de chauffer l'ACF entraîne une destruction des ports de l'antenne.
- Avec une colle époxy conductrice. Cette technique, réalisée à température ambiante, nous a permis de réaliser la connexion sans détruire le dépôt d'encre.

L'antenne a été simulée avec une représentation en mode « Normal » de l'encre (500 nm d'épaisseur et une conductivité de $5 \cdot 10^6$ S/m) pour une impédance de $Z_a = 20 + j140 \Omega$.

Les résultats de simulation sont représentés sur la Fig. 6.32 et la Fig. 6.33. On voit que l'efficacité de l'antenne est de 73% à cause des pertes de conduction.

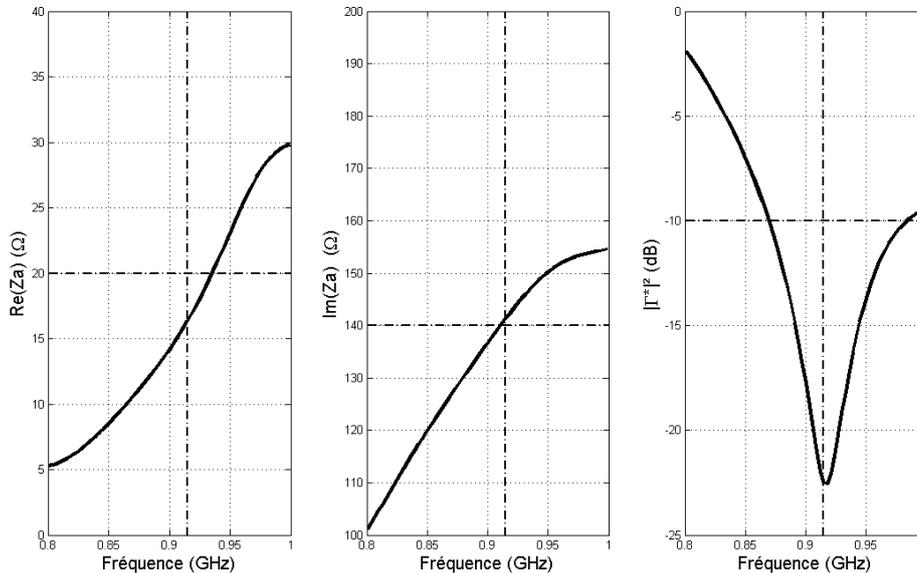


Fig. 6.32 Impédance d'entrée et coefficient d'adaptation de l'antenne adaptée à 915 MHz.

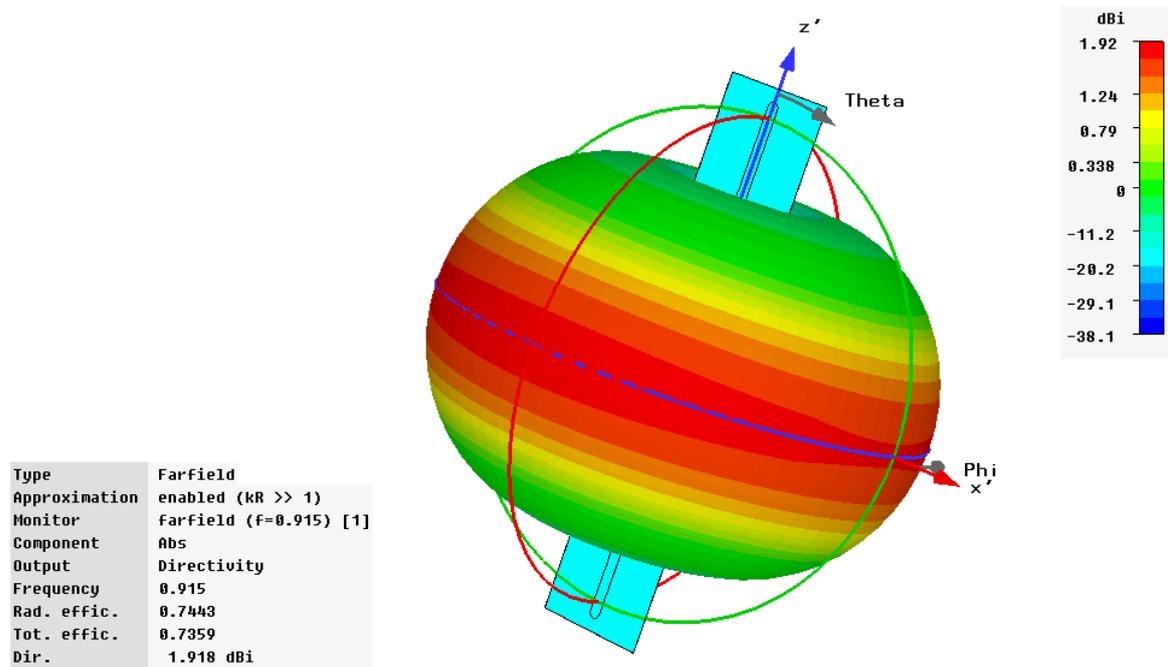


Fig. 6.33 Diagramme de rayonnement simulé en 3 dimensions de l'antenne.

Les résultats du prototype ayant les meilleures performances sont présentés sur la Fig. 6.34. Nous avons obtenu une distance de lecture de 4 m, à comparer à une distance de lecture de 10 m pour un tag commercial réalisé par gravure en aluminium. Nous voyons sur cette figure que la mesure de la section radar du tag correspond assez bien à notre simulation.

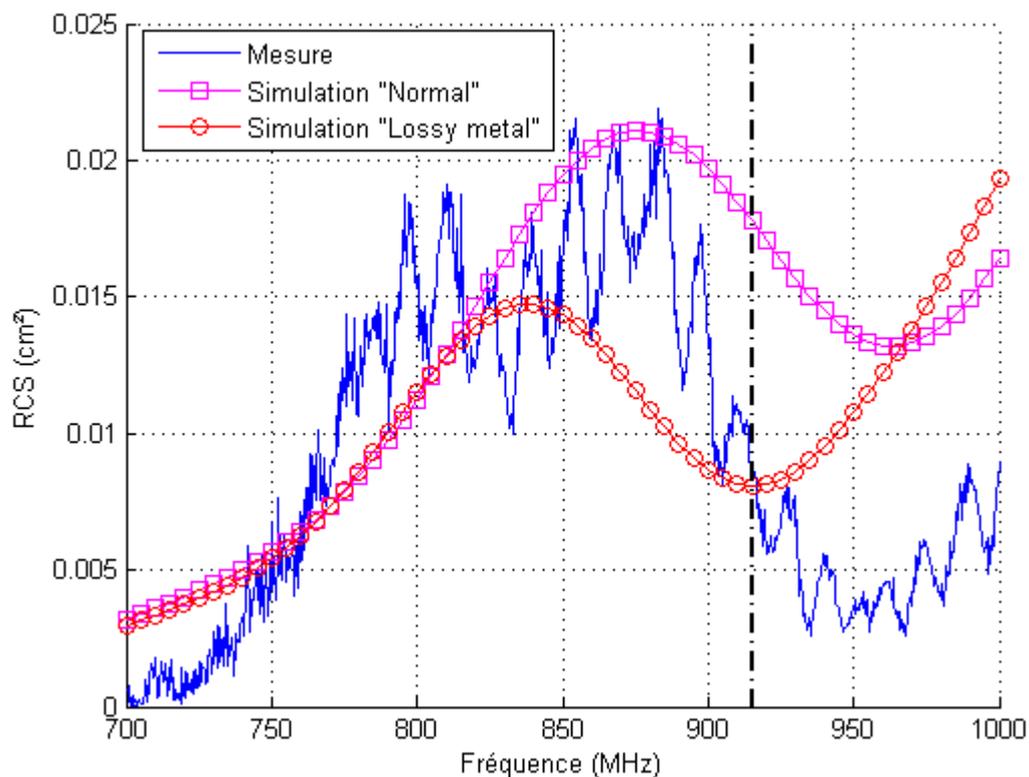


Fig. 6.34 Mesure de la section radar du tag RFID réalisé par impression jet d'encre.

6.6 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté la réalisation d'antennes par la technologie d'impression jet d'encre. Afin de montrer l'intérêt des réalisations, nous les avons comparées à des réalisations par gravure humide chimique de cuivre massif.

La faisabilité de l'impression d'antennes de tags RFID par jet de matière a été validée. Les performances obtenues sont très intéressantes :

- les performances pour l'encre comparée au cuivre sont assez bonnes,
- la distance d'activation d'un de nos prototypes atteint 4 m à comparer à 10 m pour un tag du commerce,
- la conductivité de l'encre annoncée par le fabricant est obtenue. Elle est environ égale à la moitié de celle du cuivre que nous avons mesurée : $3,2 \cdot 10^7$ S/m.

Nous avons réalisé seulement deux campagnes d'impression. La marge de manœuvre est encore grande pour pouvoir optimiser le procédé, et ainsi s'approcher au plus près des performances d'un procédé standard de gravure afin que l'impression d'antennes par jet d'encre devienne une alternative bas-coût. Une meilleure mesure de l'épaisseur du dépôt, de la conductivité et des dimensions du motif permettra un regroupement plus précis avec les simulations. Egalement, la pose de la puce reste une contrainte importante qu'il faudra étudier. En effet, les techniques traditionnelles ont dégradé l'antenne imprimée.

Bibliographie – Chapitre 6.

- [6.1] Polyic, <http://www.polyic.com/>.
- [6.2] M. Barret, "Impression par Jet de Matière de Transistors Organiques sur Support Souple", thèse de l'Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint-Etienne, 12 octobre 2007.
- [6.3] T. Unander, H.-E. Nilsson, B. Oelmann, "Printed Touch Sensor for Interactive Packaging and Display", 6th International Conference on Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics, 16-18 January 2007.
- [6.4] IDtechex, <http://www.idtechex.com/>.
- [6.5] O. Jungsuek, C. Sanggeun, L. Changyong, K. Jongryoul, C. Bongkeun, "The Fabrication of Film-Type Frequency Selective Surface (FSS) Attachable to Window Glass Using Ink-Jet Printing Technique", General Assembly of URSI 2008, Chicago, August 7-16 2008.
- [6.6] D. Bechevet, T-P. Vuong, S. Tedjini, "Design and Measurements of Antennas for RFID, Made by Conductive Ink on Plastics" Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, 3-8 July 2005.
- [6.7] D. Bechevet, "Contribution au Développement de Tags RFID, en UHF et Microondes, sur Matériaux Plastiques", thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Valence, France, 9 décembre 2005.
- [6.8] J. Siden, H. E. Nilsson, "Line Width Limitations of Flexographic- Screen- and Inkjet Printed RFID Antennas", Antennas and Propagation Society international Symposium, Honolulu, Hawaii, 9-15 June 2007.
- [6.9] J. Siden, M.K. Fein, A. Koptyug, H.-E. Nilsson, "Printed Antennas with Variable Conductive Ink Layer Thickness", IET Microwave Antennas and Propagation, Vol. 1, April 2007, pp. 401 - 407.
- [6.10] A. Rida, Li Yang, R. Vyas, S. Bhattacharya, M. M. Tentzeris, "Design and Integration of Inkjet-Printed Paper-Based UHF Components for RFID and Ubiquitous Sensing Applications", 37th European Microwave Conference, Munich, Germany, October 2007.
- [6.11] P. V. Nikitin, S. Lam, K. V. S. Rao, "Low Cost Silver Ink RFID Tag Antennas", Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, 3-8 July 2005.
- [6.12] M. M. Tenzeris, L. Yang, A. Rida, A. Traille, R. Vyas, T. Wu, "Inkjet-Printed RFID Tags on Paper-based Substrates for UHF Cognitive Intelligence Applications", IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 3-7 September 2007.
- [6.13] L. Yang, S. Basat, A. Rida, M. M. Tentzeris, "Design and Development of Novel Miniaturized UHF RFID Tags on Ultra-low-cost Paper-based Substrates", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006, 12-15 December 2006.

- [6.14] H-E. Nilsson, J. Siden, T. Olsson, P. Jonsson, A. Koptioug, "Evaluation of a Printed Patch Antenna for Robust Microwave RFID Tags", IET Microwave Antennas and Propagation, Vol. 1, No 3, June 2007, pp. 776–781.
- [6.15] K. Kirschenmann, K. W. Whites, S. M. Woessner, "Inkjet Printed Microwave Frequency Multilayer Antennas", Antennas and Propagation Society international Symposium, Honolulu, Hawaii, 9-15 June 2007.
- [6.16] J. Siden, T. Olsson, A. Koptioug, H.-E. Nilsson, "Reduced Amount of Conductive Ink with Gridded Printed Antennas", 5th International Conference on Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics, Polytronic, 23-26 October 2005.
- [6.17] J. Side, M. K. Fein, A. Koptyug. H.-E. Nilsson, "Printed Antennas With Variable Conductive Ink Layer Thickness", IET Microwave Antennas and Propagation, Vol. 1, No 2, April 2007, pp. 401–407.
- [6.18] A. Syed, K. Demarest, D. D. Deavours, "Effects of Antenna Material on the Performance of UHF RFID Tags", IEEE International conference on RFID, Grapevine, TX, 26-28 March 2007.
- [6.19] M. Fairley, "RFID Smart Labels – A 'How to' Guide to Manufacturing and Performance for the Label Converter", second edition, Labels and Labeling, 2007.
- [6.20] B.E. Kahn, "Organic Electronics Technology", Printed Electronics Consulting, Organic Electronics Association, 2006.
- [6.21] Dimatix, <http://www.dimatix.com/>.

Chapitre 7

Conclusions générales et perspectives

Conclusions générales et perspectives

7.1 Conclusions générales

La thèse présentée dans ce mémoire aborde la conception et la réalisation d'antennes pour l'identification par radiofréquence. Cette technologie connaît un essor colossal et exige pour répondre au développement de son marché la réduction du coût de revient d'une étiquette électronique. En effet, la réduction du coût d'un tag RFID est un élément crucial pour l'identification unitaire des biens. Ce coût doit représenter une part négligeable par rapport au produit qu'il identifie. Un tag RFID est constitué d'une puce électronique, d'un support et d'une antenne. A ce jour, la fabrication des tags RFID adopte les techniques classiques de l'électronique. Une solution pour la réduction du coût de revient d'un tag RFID pourrait venir de l'utilisation des technologies d'impression. La conception et la réalisation de tags RFID, tout particulièrement de leurs antennes, par l'utilisation de cette technologie innovante a été démontrée.

Le premier chapitre de cette thèse a été dédié à une présentation générale de la technologie RFID. Les différentes technologies RFID existantes ont été introduites et l'intérêt de la technologie RFID UHF passive a été mis en évidence.

Dans le second chapitre, les propriétés des matériaux conducteurs et diélectriques ont été exposées. Nous avons présenté nos méthodes de caractérisation par la mesure d'un échantillon de matériaux diélectrique dans une cavité résonante et par la mesure d'un matériau conducteur à l'aide d'un dispositif 4 pointes et d'un profilomètre.

Le troisième chapitre a concerné les paramètres fondamentaux, la modélisation et la mesure d'antennes. Ce chapitre a été illustré par quelques réalisations d'antennes conformes. Les notions de section radar d'une antenne et de modulation de section radar, à la base de la RFID UHF passive, ont été introduites.

Le quatrième chapitre a présenté la conception des antennes de tags RFID UHF passifs. Nous avons présenté notre méthodologie de conception. L'accent a été mis sur la caractérisation des puces RFID et sur la conception d'antennes de tags RFID. Ce dernier point présente les principaux types d'antennes mis en œuvre, les principales techniques d'adaptation entre une puce RFID et une antenne RFID et la caractérisation par la mesure d'antennes et de tags RFID,

Dans le cinquième chapitre, certains aspects particuliers de la conception des antennes de tags RFID UHF passifs ont été abordés : la conception d'antennes pour l'identification d'objets métalliques, la miniaturisation des antennes et enfin l'ajout d'un caractère esthétique.

Finalement, dans le sixième chapitre nous avons présenté la réalisation d'antennes par impression jet d'encre. Ce chapitre présente tout d'abord les technologies d'impression dont la technologie jet d'encre que nous avons pressentie ainsi que les encres conductrices

avant de présenter le procédé qui a été mis en œuvre. Il aborde ensuite la caractérisation des dépôts obtenus et l'évaluation de prototypes d'antennes ainsi que la comparaison de ces dernières avec des antennes réalisées par des procédés classiques.

7.2 Perspectives

L'impression est la piste la plus prometteuse vers la réduction du coût de production des tags RFID. Elle devrait permettre de rendre la RFID encore plus compétitive, pour à terme évincer les codes barres.

Une prochaine étape consisterait en l'impression de l'ensemble du tag (antenne et puce électronique). A ce jour, l'impression de transistors par l'utilisation des technologies semi-conductrices polymères a été démontrée. Cette technologie permettant la réalisation de circuits électroniques simples devrait supplanter la technologie silicium et ouvrir de nouvelles perspectives de marché. De premiers tags RFID, entièrement réalisés par impression ont été développés dans la bande HF. La réalisation de puce électronique fonctionnant dans la bande UHF reste à démontrer. De plus, le développement des technologies d'impression rend possible la réalisation de capteurs et de batteries dont pourrait bénéficier la RFID. Egalement, l'impression des antennes sur des substrats de type papier, très bas coût, est une piste. Des recherches sont menées pour éviter que le papier n'absorbe l'encre durant l'impression.

L'inconvénient majeur de l'impression par jet en comparaison aux autres techniques d'impression (offset, flexographie et gravure) est sa faible cadence de production. Son augmentation pourrait se faire par le développement de têtes d'impression plus larges, la possibilité de les juxtaposer, et l'augmentation de leur fréquence de fonctionnement. De nombreux travaux restent à faire dans ce domaine, tant sur le développement des têtes d'impression, des encres conductrices et du procédé. Cependant la technologie jet d'encre offre des avantages incontestables qui pourraient la rendre incontournable pour la réalisation de circuits imprimés : le dépôt de gouttes très petites et très précisément positionnées sur un substrat.

Afin d'aider à l'optimisation de ces procédés d'impression, il faudrait développer une méthode de caractérisation de la conductivité des dépôts dans les fréquences utilisées. En effet, la rugosité des substrats étant du même ordre de grandeur que les épaisseurs déposées, la mesure de la conductivité en courant continu ne permet pas de prévoir le comportement en haute fréquence. Cette caractérisation est nécessaire pour l'optimisation du procédé.

Concernant la conception d'antennes de tags RFID UHF passifs, il sera important de mettre en place une méthode de mesure de la surface radar modulée afin de qualifier les différents motifs d'antenne et de pouvoir les comparer.

De façon plus générale, des axes de recherche très prometteurs se développent actuellement et ouvrent la voie à des travaux de recherche dans la conception d'antennes et de tags RFID :

- la technologie UHF en champ proche,
- la miniaturisation des antennes RFID,
- la RFID ULB,

- la localisation par RFID,
- les puces silicium basses consommations,
- l'intégration de capteurs dans les tags RFID,
- les tags pour l'identification d'objets métalliques,
- les tags multi-antennes.

Liste des publications

Liste des publications

Reuves internationales avec comité de lecture

- J5 Y. Duroc, **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, S. Tedjini, "On the Characterization of UWB Antennas", Wiley, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, à paraître.
- J4 Y. Duroc, **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Parametric Modeling of Ultra-Wideband antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, Issue 11, pp. 3103 - 3105, November 2007.
- J3 T.P. Vuong, **A. Ghiotto**, Y. Duroc, S. Tedjini, "Design and Characteristics of a Small U-Slotted Planar Antenna for IR-UWB", Wiley, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, Issue 7, pp. 1727-1731, July 2007.
- J2 Y. Duroc, **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, S. Tedjini, "UWB Antennas: Systems with Transfer Function and Impulse Response", IEEE, Communication in Transactions on Antennas Propagation, Vol. 55, Issue 5, pp. 1449-1451, May 2007.
- J1 **A. Ghiotto**, M. Bourry, K. Wu, "Cross Slot Coupled Elliptical Patch Antenna Circularly Polarized for Localization", Wiley, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, Issue 2, pp. 336-339, February 2007.

Congrès internationaux avec comité de sélection et actes

- C12 **A. Ghiotto**, T. P. Vuong, S. Tedjini, K. Wu, "Design of Passive Ultra-High Frequency Radio-Frequency Identification Tag", Oral, 29th General Assembly of URSI 2008, Chicago, 7-16 August 2008.
- C11 **A. Ghiotto**, S. F. Cantalice, T. P. Vuong, A. Pouzin, G. Fontgalland, S. Tedjini, "Miniaturized Patch Antenna for the Radio Frequency Identification of Metallic Objects", Oral, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2008), Atlanta, 15-20 June 2008.
- C10 Y. Duroc, **A. Ghiotto**, T. P. Vuong, S. Tedjini, "Ultra-Wideband Antennas: Design and Modeling" Invited paper, HUT-ICCE, Viet Nam, HoiAn, 4-6 June 2008.
- C9 **A. Ghiotto**, T.N.H. Doan, T.P. Vuong, L. Guilloton, G. Fontgalland, S. Tedjini, "Etude d'une Antenne Planaire Compacte pour Lecteurs Portables RFID UHF", Oral, OHD2007, Valence, France, 5-7 September 2007.

- C8 T.P. Vuong, **A. Ghiotto**, E. Perret, R. Siragusa, A. Pouzin, S. Tedjini, "Conception et Miniaturisation des antennes pour les tags RFID UHF passifs", Invited paper, OHD2007, Valence, France, 5-7 September 2007.
- C7 T.N.H. Doan, **A. Ghiotto**, L. Guilloton, T.P. Vuong, Pham Thi, Castelli, "Conception et Réalisation d'une Antenne pour un Lecteur RFID-PDA", Poster, OHD2007, Valence, France, 5-7 September 2007.
- C6 **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, M. C. E. Yagoub, S. Tedjini, "On the Design and Miniaturization of Passive UHF RFID Transponder Antenna", Oral, URSI2007, Ottawa, Canada, July 2007.
- C5 A. Ibrahiem, T.P. Vuong, **A. Ghiotto** and S. Tedjini, "New design antenna for RFID UHF Transponders", Poster, 1st European Conference on Antenna and Propagation, Nice, France, November 2006.
- C4 A. Ibrahiem, T.P. Vuong, **A. Ghiotto** and S. Tedjini, "New Design Antenna for RFID UHF Transponders", Poster, IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, New Mexico, USA, July 2006.
- C3 **A. Ghiotto**, A. Ibrahiem, T.P. Vuong and S. Tedjini, "New Bi-Band Fractal Antennas", Oral, 12th IEEE International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the Canadian Radio Sciences (CNC-URSI) [URSI] Conference, Montréal, Canada, July 2006.
- C2 E. F. Silva, K. C. Santos, **A. Ghiotto**, G. Fontgalland and T. P. Vuong, "Compact Electromagnetic Reverberation Chamber Design And Construction", Oral, 12th IEEE International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the Canadian Radio Sciences (CNC-URSI) [URSI] Conference, Montréal, Canada, July 2006.
- C1 E. S. Pires, G. Fontgalland, M. A. B. de Melo, R. M. Valle, G. F. Aragão, T. P. Vuong, **A. Ghiotto**, "Proposal of a New Compact Quasi-Isotropic Radiator", Oral, 12th IEEE International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the Canadian Radio Sciences (CNC-URSI) [URSI] Conference, Montréal, Canada, July 2006.

Séminaire et Congrès nationaux avec comité de sélection et actes

- N7 **A. Ghiotto**, T. P. Vuong, S. Tedjini, K. Wu, "La Compatibilité Electromagnétique des Systèmes RFID UHF Passifs", Oral, Journée scientifique du CNFRS / URSI 2008, Paris, 20 Mai 2008.
- N6 **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, S. Tedjini, Mustapha C. E. Yagoub, "Conception d'une Antenne de Tag RFID UHF Passif", Poster, 15èmes Journées Nationales Microondes, Toulouse, 23-24-25 Mai 2007.

- N5 **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, E. Perret, S. Tedjini, "Conception et Miniaturisation des Antennes RFID UHF Passives", Oral, Journées scientifiques du CNFRS 2007, Paris, 20-21 Mars 2007.
- N4 **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, S. Tedjini, M. Bourry, "Antenne à Polarisation Circulaire pour une Application de Localisation par RFID", Poster, Réunion Générale du GDR-Ondes, Besançon, 21-23 Novembre 2005.
- N3 **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, S. Tedjini, Ke Wu, "Etude d'Antennes Planaires Compactes pour Lecteurs RFID UHF Embarqués", Poster, Ansoft « First-Pass System Success – Application Workshop for High-Performance Electronic Design », Paris, 22 Janvier 2008.
- N2 E. Macedo, D. Bucci, T.-P. Vuong, G. Fontgalland, **A. Ghiotto**, "Etude d'un Emetteur Compact Pour Applications Ultra Large Bande", Poster, Ansoft « First-Pass System Success – Application Workshop for High-Performance Electronic Design », Paris, 22 Janvier 2008.
- N1 **A. Ghiotto**, T.P. Vuong, S. Tedjini, "ORSYS/LCIS - Conception, Réalisation et Caractérisation d'Antennes pour les Systèmes de Télécommunication Sans Fil", Poster, Ansoft - Leading Insight, Paris, 14 Novembre 2006.

Autres

- A1 **A. Ghiotto**, S. Tedjini, T.P. Vuong, "Etude d'un Tag RFID à 13,56 MHz pour l'Identification de CD et de DVD", Rapport interne, 25 aout 2006.
- A2 **A. Ghiotto**, M. ZURITA, S. Tedjini, "SP41 : Localisation, Potentialités Actuelles et Evolution de Normes", Rapport du BQR 2005, OCELO – Objets communicants, Expérimentation technologique et spécification, 16 avril 2006.
- A3 **A. Ghiotto**, M. Bourry, K. Wu, S. Tedjini, "Etude et Conception d'un Prototypé de Transpondeur RF pour des Applications de Localisation Local 3D à 5,8 GHz", Thèse de master Optique et radiofréquence de l'INPG, 5 septembre 2005.

Résumés

Résumés

Conception d'Antennes de Tag RFID UHF, Application à la Réalisation par Jet d'Encre

Mots clés :

Identification par radiofréquence (RFID), RFID UHF passives, Conception d'antennes, Mesures d'antennes, Puces RFID UHF passives, Conception de tags RFID UHF passifs, Impression par jet d'encre.

Résumé :

L'identification par radiofréquence constitue une technologie émergente et très prometteuse pour l'identification des biens et des personnes : automatisation des opérations manuelles, rapidité, informations précises...

Il existe plusieurs technologies RFID. Dans cette thèse, nous nous intéressons à la technologie UHF passive et plus particulièrement à la conception, caractérisation et fabrication des antennes de tags RFID. En 2007, il s'est vendu plus de 1,7 milliard de tags RFID. En vue de réduire le coût de ces derniers, nous abordons leur fabrication par une technique très prometteuse qui pourrait révolutionner l'électronique, le jet d'encre. Ces travaux s'appuient sur des simulations électromagnétiques et des mesures, et considèrent différents types d'antennes RFID.

Design of UHF RFID Tag Antennas, Realization Using Ink Jet Printing

Key words:

Radiofrequency identification (RFID), Passive UHF RFID, Antenna design, Antenna measurement, Passive UHF RFID chip, Design of passive UHF RFID tags, Ink jet printing.

Abstract:

Radiofrequency identification is an emerging and promising technology for the identification of individuals and goods: the automation of manual operation, rapidity, precise information...

Different RFID technologies exist. In this thesis, we are interested in the passive UHF RFID technology and especially to the design, characterization and fabrication of RFID antennas. In 2007, over 1.7 billion of RFID tags were sold. To lower their cost, we investigate their fabrication using ink jet printing, a technique that could revolutionize electronics industry. This work is issued from electromagnetic simulations and measurement considering several kinds of RFID antennas.

*Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS) – Grenoble INP-ESISAR
50, rue Barthélémy de Laffemas, B.P. 54, 26902 VALENCE Cedex 9, FRANCE*