



HAL
open science

Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage

Arnaud Vena

► **To cite this version:**

Arnaud Vena. Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT : 2012GRENT014 . tel-00922982

HAL Id: tel-00922982

<https://theses.hal.science/tel-00922982>

Submitted on 1 Jan 2014

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.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Arnaud VENA

Thèse dirigée par **Smail TEDJINI** et
codirigée par **Etienne PERRET**

préparée au sein du **Laboratoire LCIS**
dans l'**École Doctorale EEATS**

Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage

Thèse soutenue publiquement le **28 Juin 2012**,
devant le jury composé de :

M., Hervé, AUBERT

Pr., INP Toulouse, Rapporteur

M., Robert, STARAJ

Pr. université de Nice-Sophia Antipolis, Rapporteur

M., Roberto, SORRENTINO

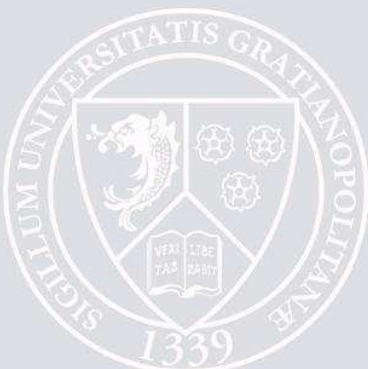
Pr., University of Perugia, Italie, Président

M., Etienne, PERRET

MCF, INP Grenoble, Membre

M., Smail, TEDJINI

Pr., INP Grenoble, Membre



Remerciements

En 2005, mon diplôme d'ingénieur en poche, je n'avais qu'une idée en tête : celle de travailler en entreprise pour concevoir les produits de demain. Mais au bout de 4 années de développement j'ai souhaité changer de cap et m'orienter vers la « Recherche », synonyme d'innovation, de futur et de passion. La tâche fut ardue, tant mon grand âge, 27 ans à l'époque, rebutait bon nombre de personnes. Mais à force de persévérance les portes se sont ouvertes et pour cela je remercie profondément le Professeur Smaïl Tedjini, directeur de thèse, de m'avoir fait confiance en me proposant ce sujet de thèse en 2009.

Je tiens particulièrement à remercier Etienne, co-encadrant de thèse, d'avoir initié ce thème de recherche passionnant qu'est la RFID sans puce, pour son soutien, sa confiance, et pour m'avoir accordé une part de liberté importante dans l'accomplissement de ce travail de thèse.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Professeur Roberto Sorrentino pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury de thèse et pour ses conseils quant à la poursuite de mes travaux de recherches.

Je remercie également les Professeurs Hervé Aubert et Robert Staraj d'avoir accepté d'être rapporteurs sur ce manuscrit de thèse et pour le courage dont ils durent faire preuve afin de relire ces 235 pages.

Je suis très reconnaissant envers les personnes avec qui nous avons collaboré et qui ont contribué aux résultats obtenus durant cette thèse. Je pense aux collègues de l'ANR THID, notamment Guy Eymin-Petot-Tourtollet, Anastasia Delattre, Philippe Martinez, Lionel Duvillaret, Frédéric Garet, Maher Hamdi. Mais également à nos collègues du laboratoire LTM, notamment Christophe Vallée, Cédric Mannequin, Patrice Gonon et Thierry Baron.

Merci aux collègues permanents du LCIS pour les discussions nourries que nous avons eu sur tous les sujets en passant du sport jusqu'à la cuisine. Je pense par exemple au gros problème sociétal de ce nouveau millénaire : comment faire du bon caramel ? Notamment Yvan le fer de Lance, David la star, Vincent ou Vicente, Pierre, le wifi c'est son affaire, Cédric l'astronaute, Laurent, Oum-El-Kheir, Christophe, Ioannis sans oublier Eduardo pour son écoute et sa disponibilité.

Merci aux drôles de dames du laboratoire, Carole et Jennyfer pour leur bonne humeur, leur disponibilité et leur bienveillance.

Merci aux membres de la « dream team » de la confrérie du « What Else ? » pour leur soutien et leur bonne humeur. Notamment Romain, le MCF grimpeur cool, Darine, la tatie Guetta et Antoine le Quarterback national.

Merci à mes compagnons d'infortune, doctorants, stagiaires et postdoc du laboratoire, notamment Gilles, membre des développeurs fous de la fête de la science, Diemer le cycliste de l'extrême, Raphael do Brazil, Mossaab le tombeur stratège, Tsitoha le show man chercheur

d'or et basketteur, Raji la reine des épices, Divya the MID girl, Gianfranco le dompteur de flûtes RF, Jad, Olivier et Antoine, les rois de la fête, Rafik the mister chairman de la JDD, Omar le blagueur fou, sans oublier Trang la championne du monde d'accro-branche.

Merci à mes collègues de l'ESISAR pour leur aide dans l'accomplissement de mes heures d'enseignement et pour l'ambiance de travail agréable dont ils sont les principaux architectes. Je pense notamment à Alain, Laurent, Nicolas, Antoine, Yves, Bruno, Guy, Bernard, Natalie, Pierre-Alain, Florence

Je souhaite remercier également Sébastien et André de l'IUT pour m'avoir ouvert les portes de la conquête spatiale avec le projet un ballon pour la science.

Un grand merci à ma famille et à mes proches pour leur soutien tout au long de ces trois années. Je pense tout particulièrement à mon Emilie qui a eu un rôle crucial dans la réussite de ce projet.

Enfin, une pensée à tous ceux que j'oublie et qui m'ont soutenu de près ou de loin.

A la mémoire de mes grands parents, Victoria et Maurice qui ont veillé à développer mon intérêt pour les sciences.

Table des matières

Pour plus de clarté, la table des matières ci-dessous ne fait référence qu'aux chapitres traités et annexes. Elle est complétée par un sommaire détaillé fourni au début de chaque chapitre.

Introduction	5
Chapitre 1 : Introduction aux technologies RFID	8
Chapitre 2 : Etat de l'art des technologies RFID sans puce	32
Chapitre 3 : Techniques de codage de l'information en RFID sans puce	65
Chapitre 4 : Conception de tags RFID sans puce	91
Chapitre 5 : Réalisation et Mesures des tags RFID sans puce	156
Chapitre 6 : Les perspectives de la RFID sans puce	202
Conclusion générale et perspectives.....	225
Annexes	228
Liste des publications	233

Introduction

Les technologies d'identification ont fortement modifié les modes d'achat, de suivi des marchandises et les services. Le code à barres en est une bonne illustration. Inventé en 1949 et exploité industriellement à partir de 1974, il tient aujourd'hui encore le haut du pavé dans le monde de la traçabilité des marchandises où il a été le moteur d'un marché de la distribution qui est devenu planétaire. Aujourd'hui le code à barres est visible sur chaque produit acheté et permet de remplacer dans certains cas le traditionnel billet de train ou le ticket de cinéma. Ceci est vrai qu'il soit imprimé sur du papier ou visible sur le l'écran d'un smartphone.

En parallèle, les technologies des télécommunications ont connu un essor considérable durant ces dernières décennies. La miniaturisation des composants a rendu possible le développement d'appareils mobiles intégrant des fonctionnalités de plus en plus compactes et polyvalentes. Nous sommes passés en quelques années du téléphone filaire, encombrant, au smartphone permettant de se connecter au réseau Internet, de recevoir de nombreuses chaînes de télévisions, et de se guider dans le monde entier via le système GPS (Global Positioning Satellite). D'autres évolutions sont en cours et permettront le développement d'objets communicants sans fils reconfigurables et cognitifs.

Ces dernières années ont connu l'essor des technologies d'identification radiofréquence ou RFID lorsque les industriels ont commencé à s'intéresser de près à ce que pouvait apporter les ondes radiofréquences au domaine de l'identification. Ainsi nous sommes passé du ticket papier ou magnétique à la carte sans contact dans les réseaux de transport urbains. Les améliorations apportées par cette technologie sont majeurs. A titre d'exemple, les cadences de passages ont augmenté, la part de maintenance des machines de lecture ou de vente des titres de transport a baissé, et l'interopérabilité entre les différents réseaux de transports a été possible grâce à la quantité d'information embarquée. A côté de ça les plateformes logistiques cherchent à remplacer petit à petit le code à barres par des tags RFID UHF pour la gestion et la traçabilité des marchandises. L'intérêt principal est un gain de temps en manutention lors du contrôle de l'ensemble des objets présents sur une palette de marchandise. Ce contrôle pouvant être fait sans déballer la palette, à distance et en une fraction de seconde. Les RFID ont également apporté beaucoup de nouvelles possibilités au marché de la sécurité. En effet, leurs performances ont ouvert la voie à la fiabilisation n des machines automatiques et du contrôle d'accès.

Malgré les avantages apportés par les RFID, leur essor reste cependant freiné par le coût unitaire d'un tag, notamment si on le compare au système d'identification mondial de référence qu'est le code à barres. En effet, dans certaines applications, les objets à identifier peuvent parfois avoir un prix unitaire inférieur au prix d'un tag RFID. On comprend dès lors que la technologie RFID classique faisant appel à une antenne connectée à une puce ne peut pas être appliquée dans ces cas. Ainsi, depuis quelques années l'étude de tags RFID sans puce suscite un intérêt grandissant et les recherches s'intensifient à ce sujet. La RFID sans puce se situe en terme de performance et d'application à la frontière entre le code à barres et la RFID conventionnelle. C'est d'ailleurs pour cette raison qu'elle est parfois nommée « code à barres radiofréquence ». Comme son nom l'indique, un tag sans puce ne possède aucun circuit électrique reporté, c'est-à-dire aucun élément actif et a fortiori aucune batterie. L'identifiant du tag n'est donc pas contenu dans une mémoire non volatile mais est directement lié à sa géométrie à l'image d'une cible radar. En effet, c'est bien la structure physique de l'étiquette qui lorsque elle est soumise à une onde électromagnétique incidente va créer une signature électromagnétique qui lui est propre.

La RFID sans puce est une discipline relativement jeune. Nous verrons que les premiers travaux publiés datent de 2002 et son potentiel applicatif ne fait nul doute. Cependant pour des questions techniques, il existe aujourd'hui très peu d'applications commerciales basées sur son principe. L'objectif de cette thèse est de lever les verrous technologiques qui permettront de contribuer au développement cette nouvelle voie de la RFID en tant que système d'identification à part entière. Les points cruciaux d'amélioration sont l'augmentation de la capacité de codage, la réduction de la surface des étiquettes et la possibilité d'imprimer le tag afin de diminuer son coût unitaire. En parallèle, la définition et la conception d'un système de lecture, qui respecte les normes RF, permettant de détecter des tags RFID sans puce de manière robuste est également un point bloquant, point qui a été également traité dans cette thèse.

Dans le chapitre 1, une présentation générale des différentes technologies RFID est faite. Une brève introduction historique précédera la revue des grandes familles des systèmes et des applications de la RFID. Nous analyserons les forces et les faiblesses de chacune d'entre elles.

Nous nous intéresserons dans le chapitre 2 à l'état de l'art sur les différents systèmes RFID sans puce. Ceci nous permettra de dresser les limitations actuelles de cette technologie et de délimiter le champ d'investigation de cette thèse en définissant les différents axes d'améliorations à envisager. Pour se faire, nous positionnerons la RFID sans puce au sein du marché mondial de l'identification aujourd'hui et dans les années à venir.

Le chapitre 3 traitera de la problématique majeure en RFID sans puce, en l'occurrence le codage de l'information dans un tag RFID. En effet, augmenter les capacités de codage est un enjeu majeur qui permettra d'imposer la technologie sans puce comme une réelle alternative aux technologies d'identification actuelles que sont le code à barres et la RFID conventionnelle. L'un des objectifs de ce travail de thèse étant dans un premier temps d'égaliser la capacité de codage des codes à barres EAN13. Nous introduirons des critères de performances qui permettront de juger de l'efficacité de codage d'un dispositif suivant la bande passante occupée et la surface requise. Différentes techniques de codages seront présentées et comparées.

Puis dans le chapitre 4, nous évoquerons dans une première partie des généralités concernant le mode d'opération d'un tag RFID sans puce à signature spectrale. Un modèle électrique et un modèle analytique des éléments de base constituant les tags seront présentés et comparés à des résultats de simulations. Des critères de performances permettant d'évaluer chaque conception seront introduits. En outre, les règles de conception qui permettent d'aboutir à un design particulier prenant en considération la bande passante et la surface seront présentées. Nous pourrons ensuite présenter les résultats de recherche concernant les tags RFID sans puce conçus au sein du laboratoire LCIS tout au long de cette thèse. Le problème de la lecture des tags sans puce lié à la variabilité de l'environnement proche sera également abordé et une méthode d'auto compensation sera développée.

Les verrous technologiques liés à la fabrication bas coût des tags sans puce seront étudiés dans le chapitre 5. En première partie nous présenterons le mode de fabrication lié à la filière électronique classique suivi des principes de fabrication de la filière papetière. Une caractérisation des matériaux potentiellement utilisables sera proposée avant de conclure par une comparaison des performances atteintes avec ces deux modes de réalisation. En deuxième partie de ce chapitre, nous présenterons les techniques de mesure développées spécifiquement

pour la caractérisation des tags RFID sans puce, en espace confiné avec une cavité métallique, et en espace libre en utilisant une approche radar bi-statique. Deux voies ont été explorées, l'approche fréquentielle utilisant un analyseur de réseau vectoriel et l'approche temporel basée sur l'utilisation d'un générateur de pulse Ultra Large Bande (ULB) et d'un oscilloscope large bande. L'aspect normalisation pour les communications ULB sera abordé, ce qui nous permettra de définir les performances de détection envisageables. Les résultats d'un lecteur en cours de conception au sein du laboratoire LCIS basé sur l'utilisation d'un radar de localisation Ultra Large Bande seront présentés. L'aspect mise en forme et décodage des signaux sera abordé pour clôturer ce chapitre.

Le chapitre 6 présentera les premiers résultats de recherche concernant la manière d'ajouter des fonctionnalités supplémentaires à un tag RFID sans puce. Ainsi nous introduirons dans un premier temps la manière d'ajouter une fonction capteur de température et d'humidité à un simple tag sans puce par l'ajout de matériaux nano-structurés. Puis la seconde partie conclura cette thèse par une étude prospective concernant la manière de configurer ou de reconfigurer un tag sans puce en utilisant des switchs RF nanométriques à filaments conducteurs. La finalité étant de pouvoir réutiliser le tag ou de rendre possible sa déprogrammation.

Pour conclure, nous discuterons les différentes contributions apportées dans cette thèse et définirons des perspectives quant aux recherches futures sur le thème de la RFID sans puce.

Chapitre 1 : Introduction aux technologies RFID

Dans ce chapitre nous présenterons les technologies RFID d'un point de vue général. Un bref rappel historique nous permettra de revenir sur les applications et le contexte de développement des premiers systèmes RFID jusqu'aux toutes dernières avancées. Les technologies RFID majeures seront passées en revues et regroupées suivant leur fréquence de fonctionnement, leur capacité à être détectées en champ proche ou en champ lointain et leur nature passive ou active d'un point de vue énergétique. Leurs performances seront comparées et constituerons des valeurs de référence pour les chapitres suivants qui concerneront le développement de systèmes RFID sans puce, couramment connues sous la dénomination Chipless.

Sommaire – Chapitre 1

1	Chapitre 1 : Introduction aux technologies RFID	8
1.1	Histoire de la RFID	10
1.2	Les grandes familles de technologies RFID	11
1.2.1	Principe de fonctionnement général	11
1.2.2	Technologies LF et HF	14
1.2.3	Technologies UHF et SHF	16
1.2.4	Technologie ULB (ou UWB pour Ultra Wide Band)	24
1.3	Conclusion	29
	Bibliographie	30

1.1 Histoire de la RFID

Comme le montre à de nombreuses reprises l'histoire de l'humanité, c'est pendant une période de troubles que des avancées technologies majeures sont réalisées. Ainsi, c'est lors de la seconde guerre mondiale que les premières applications pouvant s'inscrire dans la grande famille des technologies d'identification par radiofréquences, ou RFID pour « Radio Frequency Identification », ont vu le jour. Les anglais inventèrent le système IFF (Identification Friend and Foes), un système de transpondeur radiofréquence permettant d'identifier les avions amis des avions ennemis à l'aide de signaux codés. Dans l'ex URSS, en 1945, Léon Theremin [1.1] inventa quant à lui un système pour l'espionnage, complètement passif permettant de convertir un signal audio en signal radiofréquence à l'aide d'une cavité recouverte d'un diaphragme sensible aux sons (voir Fig. 1.1 (a)). Une antenne est insérée dans cette cavité dont le volume est modifié par les sons comme illustré Fig. 1.1 (b). Ainsi la cavité peut être considérée comme une charge variable qui évolue au cours du temps selon le signal sonore incident.

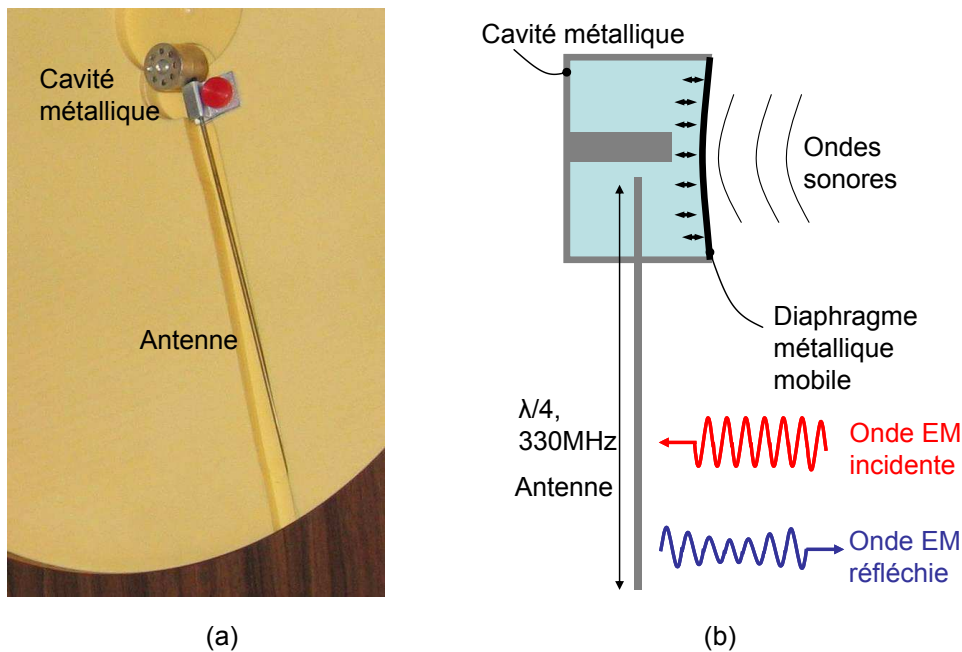


Fig. 1.1 (a) Vue du système d'écoute « the thing » inventé par Léon Theremine. (b) Principe de fonctionnement.

Le niveau de puissance de l'onde électromagnétique réfléchie par cette antenne va donc varier au rythme des ondes sonores créant ainsi une modulation d'amplitude. Cette invention peut être considérée comme la première technologie RFID sans puce bien que l'aspect identification ne soit pas considéré dans ce dispositif. Pour terminer sur cette période particulière qui correspond véritablement à la naissance de la RFID, en 1948 Stockman [1.2] envisage l'utilisation de ce qui est connu aujourd'hui comme la RFID à des fins de télécommunication pour des applications diverses en utilisant le principe de modulation de la puissance de l'onde réfléchie par un transpondeur distant. Durant près de 20 ans, la discipline est explorée principalement dans le domaine militaire, et avec l'avènement du transistor et de la miniaturisation des composants, la RFID devient une discipline de recherche attrayante [1.3]. Ainsi en 1964, Harrington [1.4], propose une théorie concernant la réflexion des ondes électromagnétiques par des antennes connectées à des charges variables.

La première application qui est un succès commercial apparaît en 1970 avec les systèmes antivol EAS (Electronic Article Surveillance) dont les transpondeurs sont l'équivalent de tags sans puces 1 bit. Dès lors la RFID intéresse les grandes compagnies comme General Electric ou Philips. D'autres applications voient le jour comme l'identification des animaux d'élevage en 1978 avec un système commercialisé par Identronix Research Californie. Depuis les années 1980, les recherches concernant la RFID n'ont cessées de se développer. Chaque application nécessite des besoins et des performances spécifiques. Les contraintes varient fortement suivant l'environnement de fonctionnement, ce qui explique que les technologies proposées n'ont cessé de se diversifier et que la recherche dans ce domaine s'intensifie. En l'espace d'une vingtaine d'années, nous avons vu apparaître les systèmes de télé péage pour le contrôle d'accès des véhicules sur les autoroutes, les tickets de transport sans contact, les passeports RFID et plus récemment les cartes bancaires sans contact. Toutes ces nouvelles applications ont durablement modifié notre quotidien. Bien que le principe de la RFID sans puce fut introduit par Léon Theremin avant même celui de la RFID conventionnelle, ce n'est que depuis les années 2000, que les recherches sur ce sujet fort prometteur s'intensifient. Potentiellement, le chipless devrait permettre dans un avenir proche de rivaliser avec le code barre optique qui, jusqu'à présent, est le moyen d'identification le plus utilisé et le plus répandu, et ce dans le monde entier.

1.2 Les grandes familles de technologies RFID

Comme évoqué précédemment, la grande variété d'applications nécessitant l'identification d'objet à distance explique en partie la grande diversité des technologies RFID que l'on peut trouver. Ainsi les contraintes sur les portées de lecture, sur la nature des objets à identifier (métallique ou non métallique), sur l'environnement d'utilisation des tags... sont très variables. D'autre part l'absence de normalisation pendant de longues années a permis l'apparition puis la prolifération de technologies concurrentes pour une même application.

1.2.1 Principe de fonctionnement général

Malgré le nombre incroyable de variantes technologiques qui composent les systèmes RFID actuels, le principe de fonctionnement peut être lui décrit de manière générale. Un système RFID est composé par un ou plusieurs lecteurs RFID connectés ou non à des ordinateurs de supervision qui peuvent faire le lien avec des bases de données. Ces lecteurs permettent d'identifier des objets grâce aux tags RFID qui y sont apposés comme schématiquement illustré sur la Fig. 1.2.

D'un point de vue de la gestion informatique, nous parlerons de circuit ouvert lorsque l'identifiant du tag est universel et l'association entre l'identifiant et l'objet peut être trouvée sur un serveur distant (voir Fig. 1.2). Le code à barre est un exemple bien connu de système ouvert permettant d'identifier des articles de manière universelle. Les systèmes fermés sont dédiés aux applications dont la gestion des identifiants est réalisée en interne, et n'est pas accessible de l'extérieur. Ainsi, bien souvent l'infrastructure réseau des circuits fermés s'arrête à un réseau local rassemblant les informations dans une base de données privée. L'utilisation de circuits fermés se justifie parfois par la nécessité d'un niveau de sécurité supérieur. Dans ce cas les identifiants ne doivent pas être connus du public pour éviter la falsification des données.

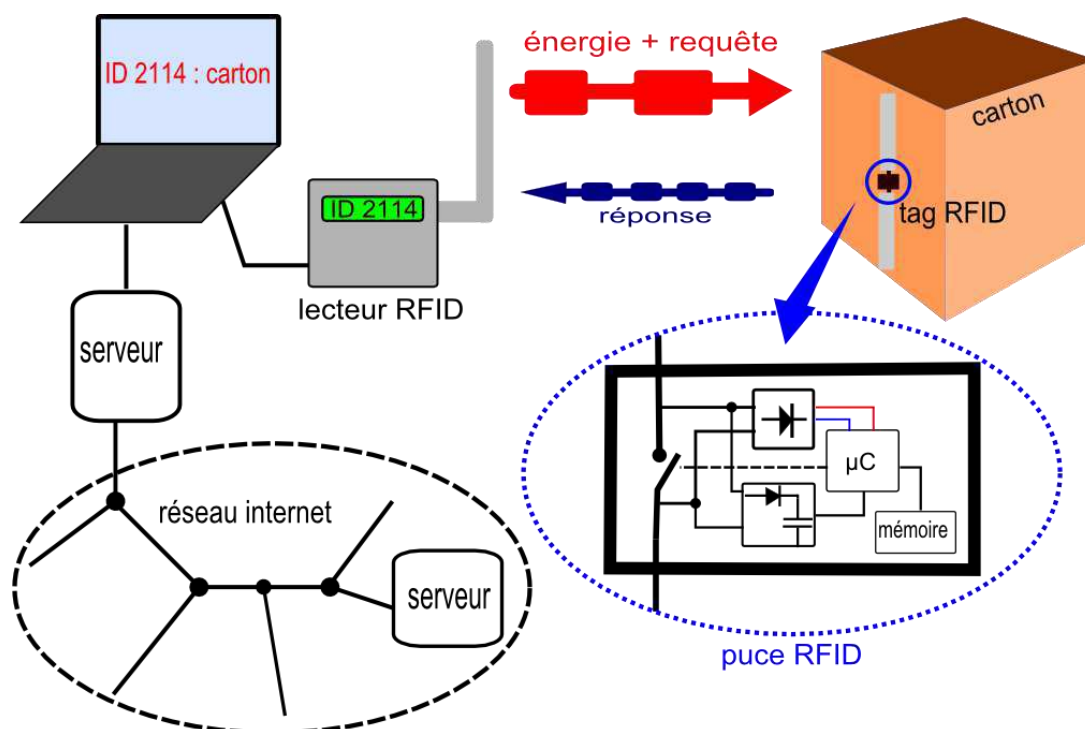


Fig. 1.2 Principe de fonctionnement d'un système RFID.

Un tag RFID est composé d'une antenne conçue pour fonctionner dans une bande de fréquence donnée, connectée à une puce électronique. Un circuit d'adaptation est nécessaire dans certains cas pour adapter l'impédance de l'antenne à celle de la puce.

Dans une puce électronique nous retrouvons de manière générale :

- Un circuit de récupération d'énergie réalisé à l'aide d'un pont de diodes.
- Un démodulateur asynchrone, ou détecteur d'enveloppe à diode pour la réception des requêtes du lecteur.
- Un microcontrôleur pour le traitement des requêtes, la cryptographie et la préparation des réponses.
- Une zone mémoire pouvant contenir l'identifiant du tag et d'autres informations spécifiques à l'application
- Un circuit électronique de commutation permettant de moduler l'impédance complexe du tag afin de générer une réponse.

Les tags RFID peuvent être classés en fonction de leur mode d'alimentation, de leur fréquence d'opération, de leur capacité cryptographique, de leur protocole de communication ou encore par la présence ou non d'une puce électronique.

Ainsi nous parlerons de tags passifs lorsque le tag est totalement alimenté par le champ électromagnétique du lecteur. Les tags semi-passifs utilisent l'énergie du lecteur pour générer la réponse à une requête lecteur. En revanche, les autres éléments de la puce tels que le microcontrôleur et la mémoire tirent leur énergie d'une pile. Enfin un tag actif, est

totalemment alimenté par une pile, il génère la réponse vers le lecteur à partir de sa propre énergie en utilisant un étage d'émission RF. Dans ce dernier cas, les fréquences d'émission et de réception peuvent être différentes. Suivant les fréquences de fonctionnement, les principes physiques mis en jeu sont différents, ce qui conduit à des performances en termes de portée de lecture, de positionnement des tags, de coût unitaire et de susceptibilité à l'environnement très différents (voir Tabl. 1.1).

Tabl. 1.1 Classement des technologies RFID en fonction des fréquences d'utilisation

Famille	Portée	Capacité de codage	Accès	Niveau de confidentialité	susceptibilité	positionnement	Coût du tag
LF, HF	<1m	qq. kbits	Lecture/Ecriture	Elevé	Métal à 13.56MHz	Indépendant de la polarisation	>0.4 euros
UHF, SHF	1m-100m	qq. kbits	Lecture/Ecriture	Faible	Métal, liquides	Dépend de la polarisation	>0.1 euros
ULB	<60m	qq. bits	Lecture/Ecriture	bon	Métal, liquides	Dépend de la polarisation	>0.3 euros
Sans puce	<1m	256 bits	Lecture/Ecriture	Sans	Métal, liquides	Dépend de la polarisation	>0.005 euros

Ainsi nous pouvons classer les technologies RFID en quatre sous familles :

- Les technologies basses fréquences LF, HF à couplage magnétique.
- Les technologies UHF, SHF utilisant la propagation des ondes électromagnétiques.
- La technologie ULB.
- Les technologies sans puces.

La portée de lecture est liée au mode de fonctionnement du tag en champ proche ou en champ lointain comme illustré Fig. 1.3. Les tags « basses fréquences », fonctionnent en champ proche. Leur distance de fonctionnement étant bien inférieure à la longueur d'onde λ égale à 2400 m à 125 kHz et 22 m à 13.56 MHz. Le transfert d'énergie s'effectue essentiellement par couplage inductif. Pour les fréquences UHF-SHF, la longueur d'onde se situe entre 0.7 m (pour 433 MHz) et 5 cm (5.8 GHz). Les ondes se propagent à partir d'une distance R de l'antenne d'émission, distance qui peut être obtenue par la relation (1.1). Dans toute cette zone, l'approximation en champ lointain peut être utilisée. Dans cette équation D représente la plus grande dimension de l'antenne d'émission. Par exemple, à 915 MHz, pour une dimension maximum d'antenne D de l'ordre de 10 cm, la zone de champ lointain se situe au-delà de $R = 6.1$ cm.

$$R > 2 \cdot \frac{D^2}{\lambda} \quad (1.1)$$

Les tags dans ces fréquences d'utilisation fonctionnent donc suivant un mode de propagation d'ondes dans l'air. L'atténuation du champ électrique ne suit plus une loi en $1/R^3$ comme en champ proche mais une loi en $1/R$ pour une onde sphérique, favorisant donc un transfert d'énergie à des distances plus importantes.

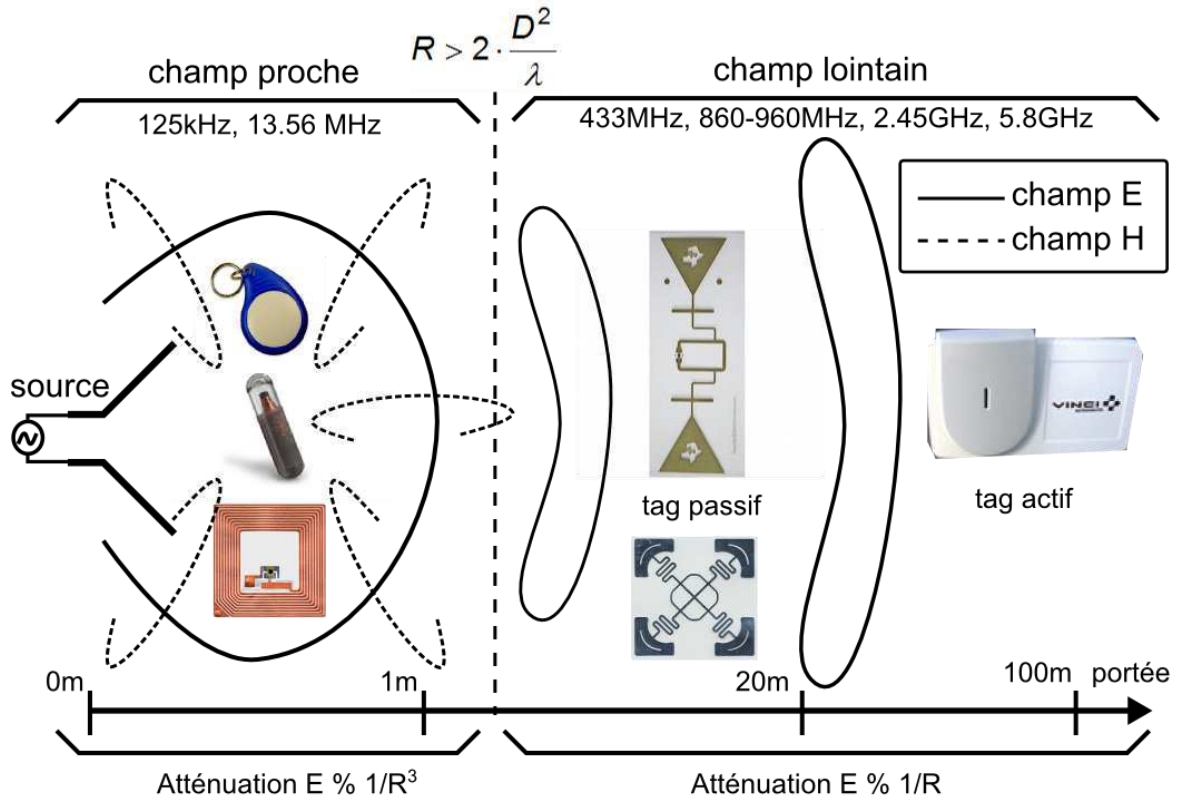


Fig. 1.3 Classement des technologies RFID en fonction de leur zone de fonctionnement (champ proche, lointain) et de leur portée de lecture.

1.2.2 Technologies LF et HF

Les technologies « champ proche » se trouvent principalement dans les applications dans lesquelles la confidentialité des données échangées entre le tag et le lecteur doit être garantie. Prenons pour exemple le passeport, ou le titre de transport RFID. Les lecteurs utilisés dans ce cas ont des portées de lecture de l'ordre de la dizaine de centimètres. L'échange des données peut se faire en mode crypté lorsqu'il s'agit par exemple de manipuler des sommes d'argent (décompte d'une unité de transport). Cela signifie que les puces implémentées sur ce genre de tags sont de véritables microcontrôleurs possédant de la mémoire en quantité et des unités de calcul dédiées à la cryptographie. Les débits de communication peuvent atteindre 848 kbit/s, ce qui permet une lecture rapide d'une quantité importante d'informations. Dans le cas d'un passeport, la photo d'identité du titulaire peut être lue en une fraction de seconde. Les fréquences de fonctionnement principalement utilisées sont 125 kHz, 134 kHz et 13.56 MHz contenue dans la bande ISM (Industrielle Scientifique Médicale). Les bandes 125 kHz et 134 kHz sont réservées aux applications nécessitant peu d'informations mémorisées et elles présentent l'avantage d'une meilleure tolérance aux environnements métalliques.

Le principe de fonctionnement d'un tag RFID en champ proche [1.5] est décrit dans les Figs. 1.2 et 1.4. Le lecteur génère un signal à la fréquence de la porteuse (par exemple 13.56 MHz). Le tag distant est alimenté par couplage magnétique, comme dans un transformateur. L'énergie collectée par le tag est redressée via un pont à diodes et alimente la puce. Pour réveiller un tag distant, le lecteur envoie une commande en modulant la porteuse en amplitude avec un indice de modulation 100%. Au niveau du tag, un simple détecteur à diodes permet de démoduler la requête lecteur. Après analyse de la requête par la puce, la réponse du tag est envoyée en utilisant un principe de modulation de charge.

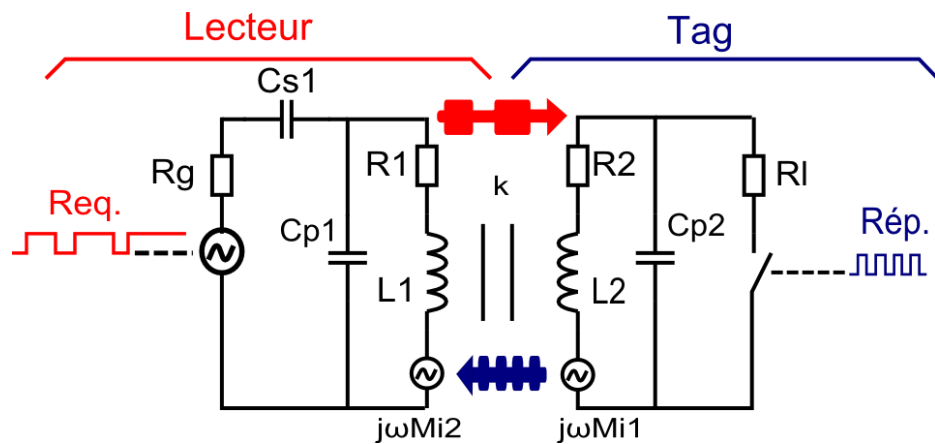


Fig. 1.4 Principe de fonctionnement d'un tag RFID à couplage magnétique.

Pour mieux comprendre ce qui passe au niveau du lecteur lorsque le tag module sa charge, nous pouvons faire l'analogie avec le fonctionnement d'un transformateur électrique (voir Fig. 1.4) dont le bobinage secondaire est lié à l'enroulement primaire par couplage magnétique et inversement [1.5][1.6]. Si le secondaire du transformateur est à vide, le courant secondaire est nul, ce qui n'induit aucune tension électromotrice opposée au primaire. Dans le cas contraire, une force électromotrice au primaire proportionnelle au niveau de courant dans le secondaire va avoir pour effet de diminuer la tension totale au primaire. Ainsi, les modulations de courant au secondaire sont donc détectables au primaire. C'est ce principe qui est exploité dans les systèmes RFID à couplage magnétique. Ainsi en modulant la charge au niveau du tag, au rythme d'une fréquence sous-multiple de la fréquence porteuse (générée par division de fréquence de la porteuse 13.56 MHz), le courant est modulé dans l'antenne-boucle du tag, et par couplage magnétique, la tension au niveau de l'antenne-boucle du lecteur est également modulée.

La norme régissant le fonctionnement des tags RFID à 13.56 MHz depuis la couche transport jusqu'à la couche application est l'ISO/IEC 14443 [1.5]. Cette norme fait autorité dans le monde entier. Elle a permis d'unifier le développement des systèmes RFID à 13.56 MHz et a donc rendu leur utilisation très répandue dans le monde du transport, du contrôle d'accès aux bâtiments, du passeport et tout récemment du paiement sans contact avec Paypass. De nombreux fondeurs proposent des produits fonctionnant dans la bande 13.56 MHz. Parmi eux NXP, qui propose une gamme complète de circuits intégrés pour les cartes ou tickets sans contact avec ses produits Mifare [1.7]. Un autre fabricant connu proposant des produits en RFID HF est ST Microelectronics avec la gamme SRi ou SRt [1.8]. Les capacités mémoires de ces puces sont en général comprises entre 256 bits et plusieurs dizaines de kbits.

Les systèmes LF fonctionnant essentiellement à 125 kHz, et 134 kHz sont plus hétérogènes et ne font pas partie de la bande ISM. Leurs applications principales se situent dans le contrôle d'accès aux bâtiments (gâchettes) ou les micro-paiements pour les machines de distribution de boissons automatiques. Les animaux domestiques sont également tagués avec des puces à 125 kHz ou 134 kHz, pour la traçabilité du bétail et afin de lutter contre le trafic animal.

1.2.3 Technologies UHF et SHF

Les technologies RFID dans les bandes UHF et SHF sont apparues depuis une décennie et suscitent un réel intérêt notamment depuis la définition du standard EPC (Electronic Product Code) par l'Auto-ID Center, en 2003. L'EPC réunit un consortium de 120 compagnies majeures dans le domaine des technologies de l'identification et des RFID, parmi elles des noms comme DHL ou Cisco Systems apparaissent. Pour n'en citer que quelques unes, les applications visées concernent la traçabilité des marchandises ou la gestion des palettes dans les centres de logistique. Le standard EPC a été repris par l'ISO pour la définition de la norme ISO 18000-6 C destinée aux puces dites de deuxième génération fonctionnant dans la gamme 860-960 MHz.

Avant même la création de l'EPC, des systèmes RFID UHF ont vu le jour dans les péages autoroutiers français à partir de 1992. En effet, la nécessité d'avoir des distances de lecture plus importantes que celles envisageables avec les technologies à base de couplage magnétique, a motivé le développement de cette technologie pour les fréquences 2.45 GHz et 5.8 GHz. Ces deux fréquences sont soumises aux normes ISO 18000-4 et 18000-5. Enfin plus récemment, la fréquence d'utilisation à 433 MHz a fait l'objet d'un nouvel ajout dans la norme ISO 18000-7.

Dans cette partie, nous présentons deux principales variantes technologiques que sont, les tags passifs et les tags actifs. Ils se différencient par la manière dont la réponse est renvoyée à la station de base. On parlera de tag passif, lorsque la réponse du tag vers le lecteur est basée sur un principe de rétro diffusion ou « backscattering » en anglais. A l'opposé, un tag actif embarque un réel étage d'émission RF, sa puissance d'émission n'est donc pas liée à la distance entre le tag et le lecteur, car l'énergie est fournie localement par une batterie. Le choix entre un tag passif et un tag actif peut s'opérer suivant plusieurs critères notamment, la portée de lecture, le coût du tag, l'encombrement, la durée de vie...

1.2.3.1 Tags passifs

Les tags passifs sont les plus répandus et sont ceux qui montrent la progression la plus importante en termes d'unités vendues durant ces dernières années. La fréquence la plus utilisée se situe entre 860 et 960 MHz. A ces fréquences, le mode de fonctionnement privilégié de ces systèmes RFID est le champ lointain. Ainsi des portées de lecture plus importantes peuvent être atteintes. Un tag UHF / SHF est composé le plus souvent d'une antenne de type dipôle qui va permettre de capter le rayonnement électromagnétique. Cette antenne est conçue pour avoir une impédance adaptée à celle de la puce, qui est directement connectée à ses bornes. Le schéma de principe général d'un système RFID présenté dans la Fig. 1.2 reste valide. De la même manière que les tags RFID HF ou LF présentés précédemment, les tags passifs fonctionnent sans batterie. Ainsi, c'est le champ électromagnétique de la station de base qui télé alimente la puce du tag. La puce du tag contient un circuit de récupération d'énergie en interne qui alimente un circuit logique et une

zone mémoire accessible en lecture/écriture. Classiquement, un doubleur de tension à diodes suivi d'une capacité est utilisé pour le redressement de la porteuse. Une résistance variable placée en parallèle permet de limiter la tension lorsque le tag s'approche trop près de la station de base. Suivant les commandes envoyées par la station de base, un accès en lecture (la plupart du temps) ou un accès en écriture peut s'opérer. La réponse du tag est ensuite émise en reprenant un principe de modulation de charge illustré sur la Fig. 1.5.

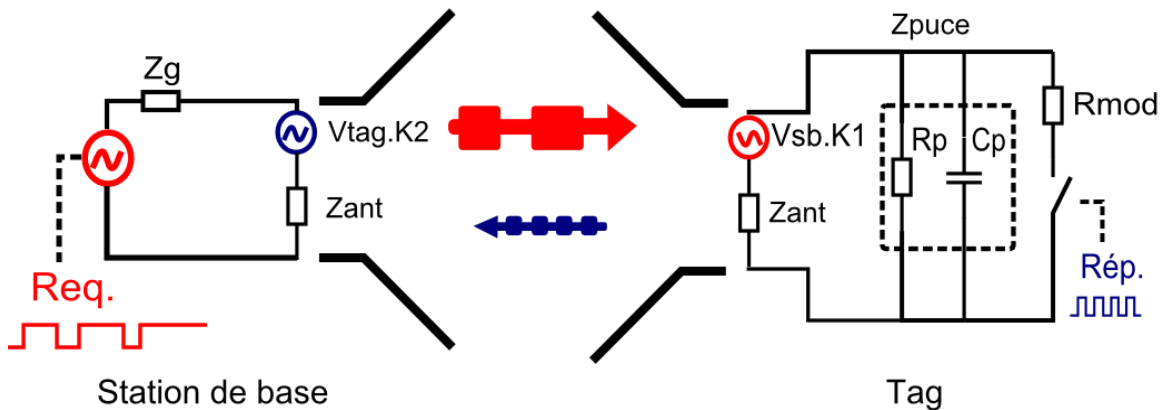


Fig. 1.5 Principe de fonctionnement d'un tag passif UHF / SHF : la modulation de charge.

L'interaction entre le tag et le lecteur est modélisée par des sources de tension. Au niveau du tag, la grandeur $V_{sb.K1}$ représente la tension aux bornes de la résistance de rayonnement de l'antenne lecteur (V_{sb}) multipliée par un facteur $K1$ englobant l'atténuation de l'espace libre, l'efficacité de rayonnement, l'efficacité de polarisation, les pertes par désadaptation et le gain des antennes au niveau du lecteur et du tag. Lorsque l'on fait l'approximation champ lointain, ce facteur $K1$ décroît en $1/R$ en fonction de la distance. De la même manière, l'interaction du tag sur le lecteur est modélisée par une source de tension de grandeur $V_{tag.K2}$. Le terme V_{tag} représente la tension aux bornes de la résistance de rayonnement de l'antenne du tag. Cette tension est fonction de la tension captée par le tag ($V_{sb.K1}$) et de l'état d'impédance de la puce. Le terme $K2$ est égal au terme $K1$ si l'antenne au niveau du lecteur est utilisée à la fois en émission et en réception (principe de réciprocité des antennes). Il est intéressant de quantifier ces termes afin d'établir des bilans de liaisons et d'estimer des portées de lecture. Pour davantage de commodité, nous parlerons désormais de puissance à la place de tension.

Nous avons considéré que le critère essentiel définissant la portée de lecture est la puissance reçue au niveau de la puce. De même nous avons considéré jusqu'à présent un transfert optimal de l'énergie vers la puce. Regardons de plus près les problèmes d'adaptation entre la puce et l'antenne. La Fig. 1.6 représente le schéma électrique équivalent qui modélise le transfert d'énergie entre la puce et l'antenne dans le cas adapté (Fig. 1.6 (a)) et modulé par un court-circuit (Fig. 1.6 (b)). Afin de maximiser le transfert d'énergie de l'antenne du tag vers la puce (ou la charge) une adaptation complexe conjuguée doit être réalisée (1.2-1.3).

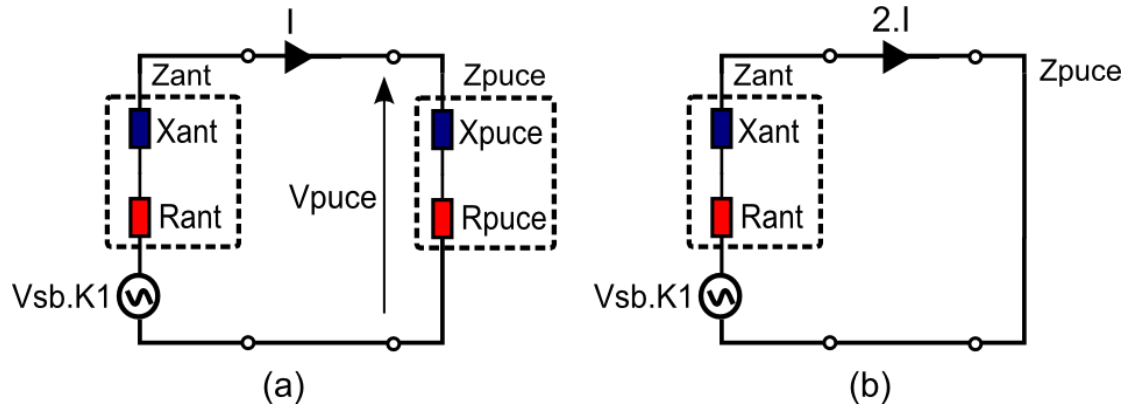


Fig. 1.6 (a) Adaptation de l'antenne à la puce en mode non modulé. (b) Circuit équivalent lorsque la puce est modulée (court-circuit parallèle). Le courant dans R_{ant} est deux fois plus important.

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant}, \quad Z_{puce} = R_{puce} + jX_{puce} \quad (1.2)$$

$$R_{ant} = R_{puce}, \quad X_{ant} = -X_{puce} \quad (1.3)$$

Dans le cas d'une adaptation complexe conjuguée, la moitié de l'énergie est dissipée dans de la puce (la charge réelle), l'autre moitié est dissipée dans la résistance de l'antenne, qui est en général composée de deux parties, une résistance de rayonnement et une résistance de pertes qui modélise les pertes dans l'antenne (pertes joules et pertes diélectriques). D'un point de vue physique, si on néglige la résistance de pertes devant la résistance de rayonnement, cela signifie que la moitié de la puissance captée par l'antenne est rétro diffusée dans l'espace libre lorsque l'antenne est parfaitement adaptée à la charge.

Lorsque la puce module la porteuse pour générer la réponse vers le lecteur, en première approximation, nous pouvons dire que l'impédance d'entrée de la puce chargée par un transistor fonctionnant en bloqué / saturé. Lorsque le transistor est saturé, il n'y a plus de transfert d'énergie vers la puce et la puissance captée est totalement rétro diffusée dans l'espace libre. Le courant circulant dans R_{ant} est 2 fois supérieur au cas parfaitement adapté, ce qui se traduit par une puissance rétro diffusée 4 fois supérieure au cas adapté (1.4). En réalité, dans le cas d'un tag passif, pour éviter de dé-alimenter la puce, on utilise un état faible impédance plutôt qu'un court-circuit.

$$P_{tag_{adapté}} = R_{ant} \cdot I^2, \quad P_{tag_{cc}} = R_{ant} \cdot (2I)^2 = 4 \cdot R_{ant} \cdot I^2 = 4 \cdot P_{tag_{adapté}} \quad (1.4)$$

Le principe de génération de la réponse du tag vers le lecteur est donc basé sur la variation de la puissance rétro diffusée entre deux états bien distincts. Un état logique '1' est caractérisé par une onde continue réfléchie d'amplitude jusqu'à 4 fois supérieure à un état logique '0'. La station de base détecte donc un signal modulé en amplitude dont la variation dépend directement de la variation de l'état d'impédance de la puissance. Pour les tags passifs non assistés par batterie, on évite en général l'état de court circuit au sens strict pour maintenir un minimum d'énergie transféré vers la puce lors de la réponse. Ainsi la résistance R_{mod} dans la Fig. 1.5 peut prendre une valeur de l'ordre de la centaine d'ohms.

L'antenne du tag est un élément clé qui influe directement sur la portée de lecture au même titre que la puissance d'activation des puces. Les paramètres importants à évaluer lors de la conception d'une antenne de tag RFID sont :

- L'efficacité.
- L'adaptation
- Le diagramme de rayonnement.
- La variation de la surface équivalente radar (SER) entre les deux états d'impédance (Delta RCS)

La conception d'une antenne doit donc tenir compte de ces paramètres, des contraintes de taille et de l'environnement d'utilisation qui imposent dans la plupart des cas les limites de performance [1.9]. L'augmentation de la portée de lecture du tag est fonction du gain de l'antenne. Cependant, un gain élevé est difficilement réalisable dans des dimensions compactes. De plus, l'augmentation du gain se fait au détriment de l'ouverture de l'antenne qui risque de devenir trop directive et donc difficilement détectable suivant l'orientation du tag. En pratique donc, on cherche le plus souvent un comportement omnidirectionnel. L'efficacité de l'antenne est liée aux pertes qui ne contribuent pas au rayonnement. L'efficacité d'une antenne réelle est toujours inférieure à 100%. Comme énoncé précédemment, l'antenne doit être connectée à la charge via un circuit d'adaptation pour vérifier les conditions d'adaptation conjuguée à l'impédance de la puce. En pratique pour des raisons de coût, l'adaptation est réalisée directement au niveau de l'antenne afin qu'elle puisse être connectée directement à la puce, ce qui permet d'optimiser le transfert d'énergie vers la puce. Enfin le diagramme de rayonnement de l'antenne doit respecter les contraintes d'utilisation du tag. En général les antennes des tags RFID ont un rayonnement isotrope dans le plan H pour garantir leur détection quelque soit la direction du champ incident.

Pour établir un bilan de liaison nous pouvons utiliser l'équation de Friis (1.5) qui tient compte des caractéristiques de l'émetteur, du récepteur et de l'atténuation de l'espace libre en fonction de la distance et de la fréquence de travail, le tout en approximation champ lointain.

$$P_{rx} = P_{tx} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_{rx} G_{tx}, \quad \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \quad (1.5)$$

$$P_{rx} = P_{txeirpmax} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_{rx} \quad (1.6)$$

P_{rx} et P_{tx} représentent la puissance au niveau du récepteur et de l'émetteur, et G_{rx} , G_{tx} les gains réalisés des antennes en réception et en émission qui prennent en compte les éventuelles pertes par désadaptation. Le terme R représente la distance lecteur tag en et λ est la longueur d'onde dans le vide. L'équation (1.5) peut être reformulée en (1.6) afin de faire apparaître la puissance rayonnée équivalente isotrope max $P_{txeirpmax}$ qui est déterminée par les autorités de régulations et dépend de la bande ISM utilisée (voir Tabl. 1.2). Dans un tag passif télé-alimenté par le champ électromagnétique du lecteur, le critère qui limite la portée de détection du tag est avant tout lié à la puissance minimum d'activation de la puce [1.9], le récepteur au niveau du lecteur étant généralement très sensible car plus évolué et disposant d'une source

d'énergie. La raison est avant tout technologique, une puce de silicium a besoin d'une tension et d'un courant minimum pour qu'elle puisse faire fonctionner sa logique interne (transistors, diodes ...). A ce jour (en 2012), les puces Impinj Monza 4 [1.10] peuvent fonctionner dans la gamme de fréquence 860-960 MHz avec une puissance minimum de $P_{rx\ min} = -20\text{ dBm}$ ($10\ \mu\text{W}$) en lecture et -16 dBm ($25\ \mu\text{W}$) en écriture. Nous pouvons ainsi dresser un tableau comparant les portées de lecture des tags RFID passifs dans le cas d'une adaptation parfaite de l'antenne du tag avec la puce, et ceci en prenant en compte les puissances d'émission maximum autorisées. Partant de l'équation (1.6) nous pouvons exprimer R (1.7) en fonction de $P_{rx\ min}$, qui correspond à la puissance d'activation de la puce, de $P_{tx\ eirp\ max}$ et du gain de l'antenne de réception pour une fréquence donnée. L'équation (1.8) permet de calculer R à partir de $P_{tx\ erp\ max}$, la puissance rayonnée relative à un dipôle $\lambda/2$. Dans cette expression, le terme 1.64 représente la directivité du dipôle $\lambda/2$.

$$R = \frac{\lambda}{4\pi \sqrt{\frac{P_{rx\ min}}{P_{tx\ eirp\ max} \cdot G_{rx}}}} \quad (1.7)$$

$$R = \frac{\lambda}{4\pi \sqrt{\frac{P_{rx\ min}}{P_{tx\ erp\ max} \cdot 1.64 \cdot G_{rx}}}} \quad (1.8)$$

Les portées de lecture présentées dans le Tabl. 1.2 sont théoriques et représentent une valeur maximale qui peut être atteinte dans le cas idéal (adaptation parfaite entre la puce et l'antenne, pas de réflexion, environnement non bruité...). Dans un cas pratique de fonctionnement, c'est-à-dire dans des conditions réelles, ces valeurs peuvent être facilement divisées par un facteur de l'ordre quelques unités [1.11].

Tabl. 1.2 Portées de lecture théoriques pour différentes puces en fonction des fréquences d'utilisation

Bande de fréquence (MHz)	Région	Puissance	NXP UCODE HSL [1.7] Ptag=-14.5dBm @ 860MHz et -9.2dBm @ 2.45GHz	NXP UCODE Gi2L [1.7] Ptag=-18dBm	Impinj Monza 4 [1.10] Ptag=-20dBm
869.4-869.65	Europe	0.5W ERP	5.38m	8m	10m
865.5-867.6	Europe	2W ERP	10.75m	16m	20m
902-928	USA	4W EIRP	11.28m	16.9m	21.2m
2400-2483.5	Europe	0.5W EIRP	0.8m	/	/
2400-2483.5	Europe/USA	4 W EIRP	2.27m	/	/

Lorsque des portées de lecture plus importantes sont requises, on peut ajouter une batterie au niveau du tag pour alimenter uniquement la partie logique (microcontrôleur, mémoire). L'étage de modulation reste identique, le principe de rétro modulation est donc toujours utilisé. On nomme parfois cette variante, tag passif assisté par batterie ou encore tag semi-passif. Pour déterminer la portée de lecture il faut prendre en compte dans ce cas la liaison descendante (lecteur vers tag) et montante (tag vers lecteur) Il est possible dans ce cas que le tag soit activé par le lecteur mais que le signal rétrodiffusé soit trop faible pour que le lecteur puisse l'interpréter. Afin de déterminer les portées de détection dans ce cas, il peut être intéressant d'utiliser la surface équivalente radar (SER) de l'antenne qui est un paramètre lié à sa géométrie d'une part (mode de structure), et à sa charge (mode d'antenne) d'autre part. La SER représente la surface équivalente à celle qui capterait la densité de puissance émise par une source située en champ lointain à une distance R et qui la réémettrait dans tout l'espace [1.12]. C'est en quelque sorte un rapport de densité de puissance normalisé par rapport un coefficient qui fait intervenir la distance R , le tout dans l'approximation champ lointain (1.9).

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|W_s|}{|W_i|} \right] \quad (1.9)$$

Dans cette équation, W_i représente la densité de puissance qui arrive au niveau de la cible (ou du tag). Cette densité de puissance est émise par une source située à une distance R . W_s est la densité de puissance rétro diffusée par la cible dans une direction donnée, au niveau de la source. La condition champ lointain est valide si (1.1) est vérifiée. Afin d'effectuer un bilan de puissance en fonction de la surface équivalente radar, nous pouvons utiliser l'équation radar (1.10), qui permet de connaître la puissance réfléchie au niveau de la source par une cible située à une distance R . G_{tx} et G_{rx} sont les gains des antennes d'émission et de réception et le terme σ représente la section équivalente radar en mètres.

$$\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = \frac{G_{tx} G_{rx} \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \sigma \quad (1.10)$$

La valeur de SER est liée au gain de l'antenne du tag dans une direction donnée. La formule (1.11) permet de faire le lien entre le gain de l'antenne et la SER lorsque la charge est adaptée conjuguée. L'équation (1.12) permet d'obtenir la valeur de la SER lorsque la charge est en court circuit. Nous remarquons donc le rapport de 4 entre ces deux états d'impédances de charge est déjà mis en évidence par la relation (1.4).

$$\sigma_{adapté} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{ant}^2 \quad (1.11)$$

$$\sigma_{cc} = \frac{\lambda^2}{\pi} G_{ant}^2 \quad (1.12)$$

Afin d'estimer R , il faut tenir compte de la variation de puissance minimum détectable par l'étage de réception du lecteur. Avec l'équation radar (1.10) nous pouvons relier cette variation de puissance à une variation de SER entre les deux états générés par le tag distant, appelée également Delta RCS. Ainsi l'équation (1.10) peut se mettre sous la forme (1.13) et la distance de lecture peut être obtenue en reformulant (1.13) en (1.14).

$$\Delta P_{rx} = P_{tx} \frac{G_{tx} G_{rx} \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \Delta\sigma \quad (1.13)$$

$$R = 4 \sqrt{\frac{P_{tx \max} G_{tx} G_{rx} \lambda^2}{\Delta P_{rx \min} (4\pi)^3} \Delta\sigma} \quad (1.14)$$

Dans ce cas, le facteur limitatif est le seuil de sensibilité du récepteur qui est typiquement de -80 dBm [1.13]. Une valeur de -70 dBm est préférable afin de garantir un taux d'erreur assez faible. Dans le Tabl. 1.3, nous donnons quelques portées théoriques calculées avec (1.14) en se basant sur les paramètres de sensibilité énoncés précédemment pour un gain G_{rx} égal à 1. Les bandes UHF typiquement utilisées en RFID sont entre 860 et 960MHz ainsi qu'à 2.4GHz et les puissances d'émissions énoncées sont en accord avec les autorités de régulation Européennes et Américaines. Afin de caractériser le Delta RCS de tags classiques, nous avons pris dans un premier temps la formule analytique d'un dipôle dont la charge varie entre le cas adapté et le cas en court-circuit. Avec les équations (1.11) et (1.12) et en prenant le gain d'un dipôle égal à 1.64 nous pouvons en déduire l'expression (1.15).

$$\Delta\sigma = \sigma_{cc} - \sigma_{adapté} = \frac{\lambda^2}{\pi} 1.64^2 \left(1 - \frac{1}{4}\right) = 0.642 \lambda^2 \quad (1.15)$$

Puis nous comparons cette valeur avec celle de référence communément utilisée en RFID UHF qui fixe un Delta RCS minimum de 50 cm².

Tabl. 1.3 Portées de lecture théoriques pour des tags passifs assistés par batterie pour différentes valeurs de ΔSER , ($\Delta Prx_{min} = -70dBm$) calculée avec 1.14)

Bande de fréquence (MHz)	Région	Puissance	ΔSER dipôle $\lambda/2$: $0.642 \cdot \lambda^2$	ΔSER min : $0.005m^2$
869.4-869.65	Europe	0.5W ERP	10m	7m
865.5-867.6	Europe	2W ERP	19.7m	10m
902-928	USA	4W EIRP	19.8m	10.2m
2400-2483.5	Europe	0.5W EIRP	4.3m	3.7m
2400-2483.5	Europe/USA	4 W EIRP	7.3m	6.2m

1.2.3.2 Tags actifs

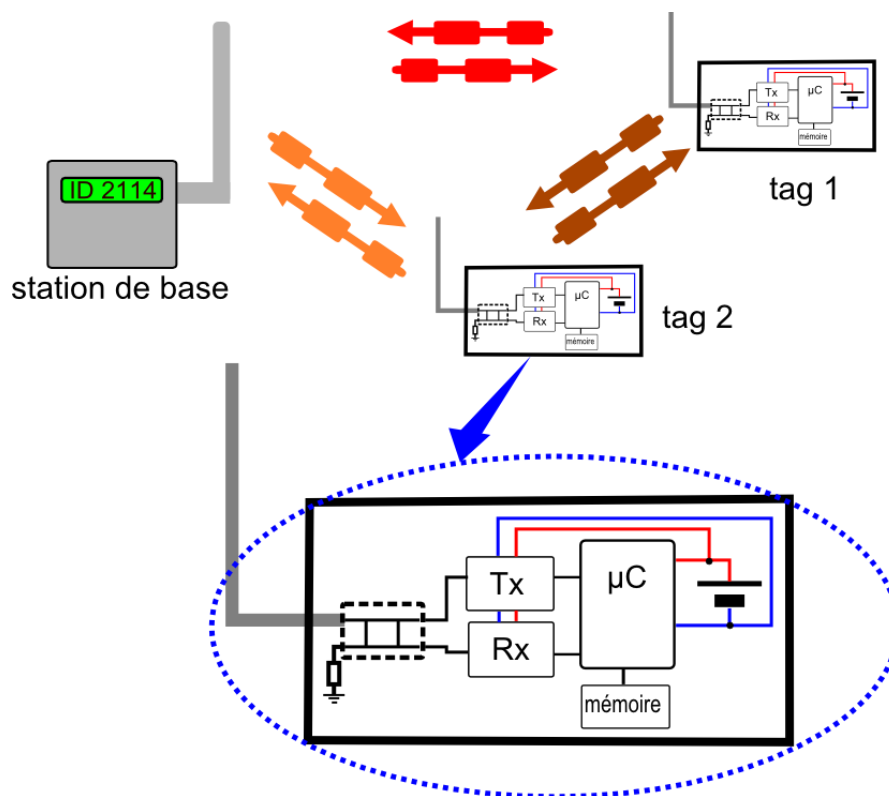


Fig. 1.7 Schéma de communication d'un tag RFID actif. La communication entre la station de base et les tags ou directement entre les tags.

Lorsque les portées de lecture requises sont supérieures à 10 m, l'utilisation de tags RFID actifs peut s'avérer plus appropriée. Des portées de lecture de l'ordre de 50 à 100 m sont même envisageables. L'application la plus répandue de la RFID active est le contrôle d'accès des véhicules dans les péages autoroutiers. L'intérêt est de pouvoir détecter les véhicules qui s'approchent de la barrière de péage sans qu'ils s'arrêtent. Des vitesses de passage de l'ordre de 60 km/h sont possibles. Comme nous l'avons déjà dit, le terme actif signifie que le tag embarque un réel module d'émission radiofréquence. Dans ce cas la station de base n'a plus besoin de maintenir le champ électromagnétique lors de la réponse du tag. Le tag peut également répondre sur une autre fréquence que celle de la station de base. Ceci rend possible un mode de communication du type « full duplex ». Une communication directe entre deux tags peut également avoir lieu comme le montre la Fig. 1.7. Un tag actif embarque donc une batterie pour alimenter à la fois son électronique logique et son émetteur, de la même manière que dans un émetteur radio à usage général (voir Fig. 1.7). Afin de réduire la consommation de la batterie, une procédure de réveil peut être implémentée. La durée de vie du tag est bien souvent liée à la durée de vie de la batterie qu'il embarque et peut aller jusqu'à 7 ans (par exemple les Tags Savi [1.14]). Les fréquences classiquement utilisées sont dans la bande 433 MHz ainsi que dans les bandes 2.45 GHz et 5.8 GHz. La RFID active est essentiellement utilisée dans les péages autoroutiers mais également pour la gestion des containers et les systèmes antivols pour les produits à forte valeur ajoutée. Le calcul de la portée d'émission/réception entre le tag et la station de base ou un autre tag fait appel à l'équation de Friis (1.2-1.5). La distance de détection est dans ce cas limitée par la puissance d'émission du tag actif de l'ordre 1 à 10 mW. Cette limite est avant tout fixée par les contraintes de taille, de coût et d'autonomie de l'émetteur. Ces contraintes sont souvent plus

importantes que les limites réglementaires de puissances rayonnées. Dans le Tabl. 1.4 sont rassemblées des valeurs de portées théoriques pour des tags en appliquant la formule de Friis pour le lien Tag vers station de base. La sensibilité en réception utilisée est -70 dBm.

Tabl. 1.4 Portées de lecture théoriques pour des tags actifs ($P_{rx,min}=-70dBm$)

Bande de fréquence (MHz)	Portée théorique (1mW ERP)	Portée théorique (10mW ERP)
433	285m	900m
869	142m	450m
2450	50m	160m

1.2.4 Technologie ULB (ou UWB pour Ultra Wide Band)

La RFID Ultra large bande (ULB) est une discipline récente représentant une alternative intéressante aux systèmes RFID à bande étroite décrits précédemment. Ce qui a motivé les équipes de recherches et les industriels à explorer cette technologie est avant tout la possibilité de localiser précisément les tags en plus de les identifier. En effet en communication ULB, des impulsions ultra-courtes (de l'ordre de la nanoseconde) sont utilisées pour véhiculer les données, ce qui permet d'estimer avec précision la durée d'un trajet aller-retour ou temps de vol (TOF pour Time Of Flight) effectué par les signaux. Ceci permet également de choisir de manière très précise la zone de détection des tags si l'antenne lecteur est capable de modifier, de manière dynamique, son diagramme de rayonnement.

D'autre part, le fait d'utiliser des signaux avec un spectre fréquentiel très large permet de s'affranchir des problèmes d'interférences avec les communications bandes étroites. Un étalement spectral est plus robuste aux différents mécanismes d'atténuation du signal et aux environnements multi-trajets. Ceci favorise ainsi une portée de lecture plus importante, à puissance égale, par rapport à un système RFID à bande étroite.

Un système communiquant ULB est caractérisé par une bande passante supérieure ou égale à 500 MHz. Les autorités de régulations américaines FCC (Federal Communications Commission), autorisent des communications ULB entre 3.1 et 10.6 GHz. En Europe l'ECC (Electronic Communications Committee) autorise des communications entre 3.1 et 9 GHz avec une bande non autorisée entre 4.8 et 6 GHz. La Fig 1.8 illustre les différents masques d'émissions autorisés. La densité spectrale de puissance maximum autorisée est de -41.3 dBm. Ces valeurs peuvent paraître faibles mais en radio impulsionnelle, le rapport cyclique ainsi que la durée des signaux échangés est faible. Il est donc préférable de parler de l'énergie transportée par un pulse. Les calculs de portée de détection font donc appel à des énergies plutôt qu'à des puissances.

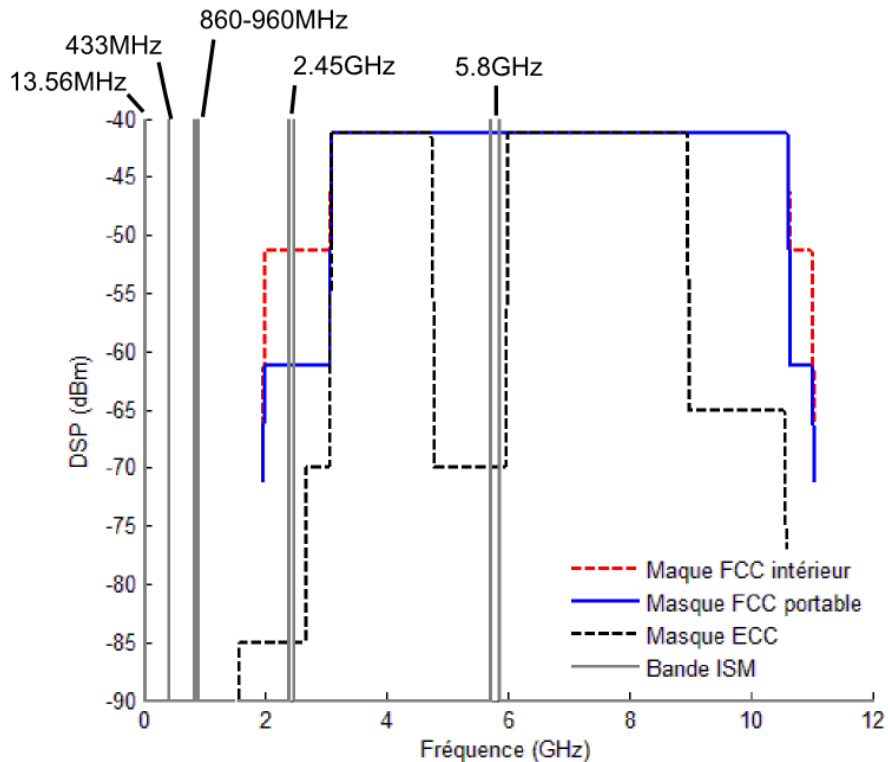


Fig. 1.8 Masque de communication ULB.

Des taux de lecture de l'ordre de 10 Mbits/s sont atteignables avec des systèmes RFID ULB tout en garantissant une bonne portée de lecture. Une relation directe peut être établie entre la portée de détection et le débit de données. En effet, le taux de répétition de pulse par seconde (PRF : Pulse Repetition Frequency) définit le débit binaire ainsi que la puissance moyenne nécessaire pour leur émission. Par exemple, à puissance moyenne équivalente, une PRF de 1 MHz va permettre d'émettre 10 fois plus d'énergie pour chaque pulse qu'avec une PRF de 10 MHz.

L'architecture matérielle d'un lecteur RFID ULB est plus simple pour la partie émission. Le générateur de pulse est connecté directement à l'antenne sans avoir recourt à un mélangeur et un oscillateur local. Ceci donne un rendement énergétique meilleur qu'avec une émission en bande étroite [1.15].

La partie réception au niveau du tag et du lecteur est plus délicate à réaliser et on distingue plusieurs approches [1.15]. La première est une approche directe, dans laquelle un convertisseur analogique / numérique est relié à l'antenne de réception via un étage d'amplification. Le traitement est réalisé dans ce cas de manière numérique. Cette approche peut s'avérer complexe étant donné la puissance de calcul nécessaire pour traiter le flux d'échantillons pour des signaux de fréquences comprises entre 3.1 et 10.6 GHz. Ceci conduit à utiliser des convertisseurs avec une fréquence d'échantillonnage supérieure à 2 fois la fréquence max (théorème de Shannon). D'autres approches font appel à des corrélateurs analogiques pour comparer le signal reçu avec un pulse de référence. Une très bonne sensibilité peut être atteinte avec ce genre d'étage de réception mais au dépend de la synchronisation et d'une consommation importante. Les détecteurs asynchrones sont moins sensibles mais plus simples à réaliser et surtout de faible consommation. Ils se basent sur la

détection d'un niveau d'énergie sur une période donnée. On utilise un détecteur quadratique suivi d'un intégrateur à temps fini dont la période d'intégration correspond à la durée d'un bit.

Les tags RFID ULB peuvent être actifs ou passifs [1.16][1.17][1.18]. Les systèmes passifs utilisent un principe de modulation de charge comme dans le cas de la RFID classique. Les codages classiquement utilisés sont de type PPM (Pulse Position Modulation), PAM (Pulse Amplitude Modulation) ou OOK (On Off Keying). La Fig. 1.9 présente l'architecture possible d'un tag ULB passif [1.18] en fonction du type de modulation utilisé.

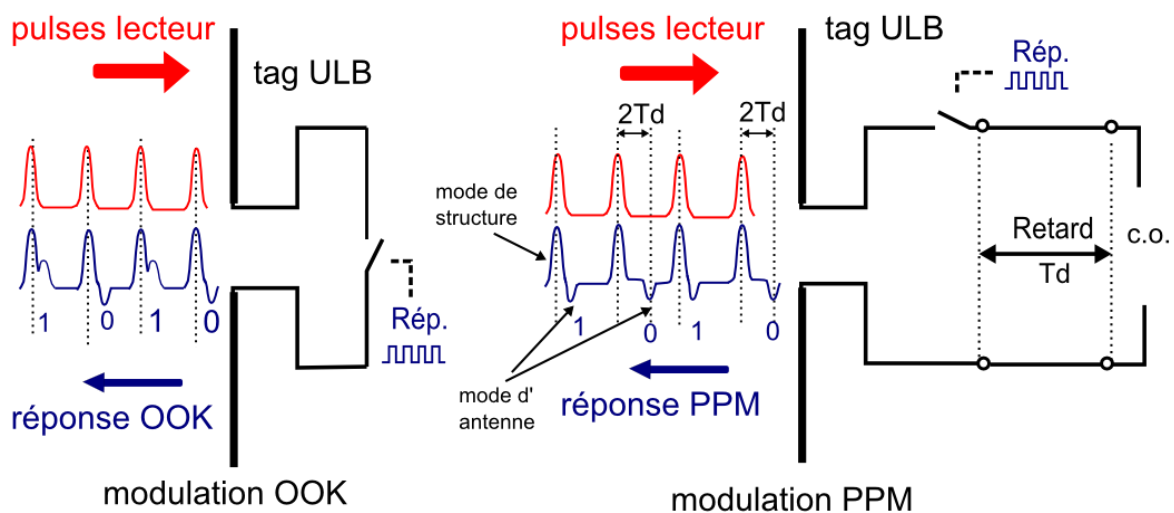


Fig. 1.9 Architecture d'un tag passif ULB.

Dans un système passif, le lecteur ULB envoie des pulses à intervalles réguliers, ces pulses sont captés par le tag distant comme illustré sur la Fig. 1.9. Dans le cas d'un codage PPM, le pulse est réémis directement ou via une ligne à retard, commutée en fonction de l'état binaire à émettre. Dans le cas d'un codage OOK ou PAM, le pulse peut être réfléchi via un court-circuit (ou un circuit ouvert) ce qui donne une différence de phase de 180 degrés (ou 0 degrés) entre les deux états réfléchis.

En réalité, nous devons définir de manière plus précise le mécanisme de retro diffusion du tag dans le cas de signaux ULB. Indépendamment de la charge reliée à ses bornes, un signal est dans tous les cas réfléchi par l'antenne du tag. Ce mode de réflexion est structurel, il dépend uniquement de la géométrie de l'antenne. Une autre partie de la réflexion appelée mode d'antenne est liée à la charge reliée à l'antenne. C'est donc ce mode de réflexion qui varie en fonction de la configuration de la charge (voir Fig. 1.9). Pour des antennes ULB, la réflexion liée au mode de structure est même prépondérante par rapport au mode d'antenne.

Les tags semi-passifs ULB donnent de bonnes performances en termes de portée de lecture. Rappelons que le terme semi-passif signifie qu'un principe de rétro modulation passif est utilisé pour générer la réponse, la partie logique du tag étant alimentée par une batterie. Ainsi il est reporté qu'une distance de 20 m peut être atteinte pour un débit de 1 kbits/s avec une puissance moyenne d'émission de 0.09 mW [1.17].

Les solutions commerciales de système RFID ULB sont aujourd'hui toutes basées sur l'utilisation de tags actifs. Dans la majorité des cas, le tag est alimenté par batterie [1.19]-[1.20]. Le tag actif DartTag de Zebra Technologies [1.19] permet une détection jusqu'à 100 m de distance en espace libre avec un taux de lecture de 3500 tags/s. L'autonomie des tags est de

l'ordre de 7 ans à raison d'une lecture par seconde. De plus, il est possible de localiser un tag avec une précision de 30 cm. Quant au tag DW1000 de decaWave [1.20], des portées de lecture de 450 m en espace libre et de 45 m en intérieur sont reportées en garantissant un transfert des données à 6.8 Mb/s. La localisation d'un tag à 10 cm près est possible.

De même que pour les tags RFID en bande étroite, pour calculer les portées de lecture d'un tag ULB, nous pouvons utiliser l'équation de Friis (1.4) et obtenir la relation (1.16) [1.15].

$$R = \frac{\lambda}{4\pi \sqrt{\frac{N_0 \cdot N_F \cdot PI \cdot SNR_{bit} \cdot PRF}{DSP_{eirpmax} \cdot BP \cdot G_{rx}}}}} \quad (1.16)$$

La largeur de bande de fréquence utilisée, la puissance du bruit liée à la densité spectrale de puissance du bruit blanc N_0 et le facteur de bruit N_F de l'étage de réception (amplificateur faible bruit) vont définir le seuil de sensibilité. Le rapport signal à bruit théorique requis au niveau d'un bit SNR_{bit} est fonction du taux d'erreur BER (Bit Error Rate) souhaité et du codage utilisé. Par exemple, pour un codage OOK, et un BER de 10^{-3} , un SNR_{bit} de 12.5 dB est nécessaire [1.15]. Des pertes d'implémentation PI peuvent être ajoutées pour prendre en compte les imperfections de l'étage de détection. La puissance d'émission correspond à la densité spectrale de puissance autorisée $DSP_{eirpmax}$ multipliée par la bande passante BP de l'impulsion. Les paramètres qui peuvent être modifiés afin d'améliorer la distance de lecture sont le gain de l'antenne de réception G_{rx} , la fréquence de répétition du pulse PRF , ainsi que la bande passante du pulse BP . Il faut cependant noter que les normes imposent une limite quand à l'énergie maximum contenue dans un pulse. La FCC définit ainsi une PRF min de 1 MHz pour une BP maximum de 7500 MHz. Le Tabl. 1.5 présente des valeurs de portées théoriques pour plusieurs valeurs de PRF et de BP calculées selon les normes FCC. La densité spectrale de puissance est définie à -41.3 dBm/MHz sur toute la bande ULB entre 3.1 et 10.6 GHz. Les paramètres IF et NF correspondent à l'étage de réception définie dans [1.15].

Tabl. 1.5 Portées de lectures théoriques pour des tags ULB actifs utilisant l'étage de réception définie dans [1.15] ($N_0 = -174$ dBm/Hz, $N_F = 10$ dB, $PI = 5$ dB, $SNR_{bit} = 12.5$ dB, $G_{rx} = 1$)

Bande Passante (MHz)	Portée théorique (PRF=1MHz)	Portée théorique (PRF=10MHz)	Portée théorique (PRF=100MHz)
500	29m	9.2m	2.9m
2000	47m	15m	4.7m
7500	55m	17.4m	5.5m

Toutefois, il existe des solutions où le tag est alimenté à distance [1.21][1.22][1.23] et dans ce cas, le schéma diffère légèrement (voir Fig. 1.10 (a) et (b)). Dans la solution Tagent, pour alimenter le tag, une source de champ électromagnétique de fréquence UHF ou SHF contenue dans une bande ISM est utilisée. Des balises de télé alimentations proches des tags (1 m max) sont utilisées pour les alimenter avec une onde CW à 5.8 GHz. Le tag emmagasine l'énergie pour alimenter son électronique et émettre des réponses vers la station de base sous

la forme d'impulsions ULB. Avec ce procédé, une portée de détection de 10 m est possible à condition que le tag soit proche d'une source de télé alimentation. La puce développée par Tagent intègre une antenne dans une surface de 2.3x2.3 mm². Ceci réduit les problèmes de connexion de l'antenne avec la puce lors de l'encapsulation du tag avec son support (ticket...). Un coût unitaire du tag de l'ordre de 0.3 US \$ est reporté, ce qui en fait une solution plutôt compétitive moyennant un investissement sur le système de lecture plus lourd (2000 \$ pour le lecteur, 50 \$ par balise de télé alimentation) que pour un système RFID classique. D'autres solutions [1.22][1.23] utilisent un lien ULB à la fois pour alimenter le tag et pour communiquer dans les deux sens (voir Fig. 1.10 (b)). A la différence d'un système RFID classique, la phase d'émission d'une commande ou de réception de la réponse est séparée de la phase d'alimentation du tag. Pour alimenter le tag, le lecteur envoie un train de pulses à intervalle constant. Le dispositif de récupération d'énergie est une pompe de charge d'énergie qui stocke l'énergie dans une capacité. Une alternance entre phase de récupération d'énergie et envoi de données s'opère.

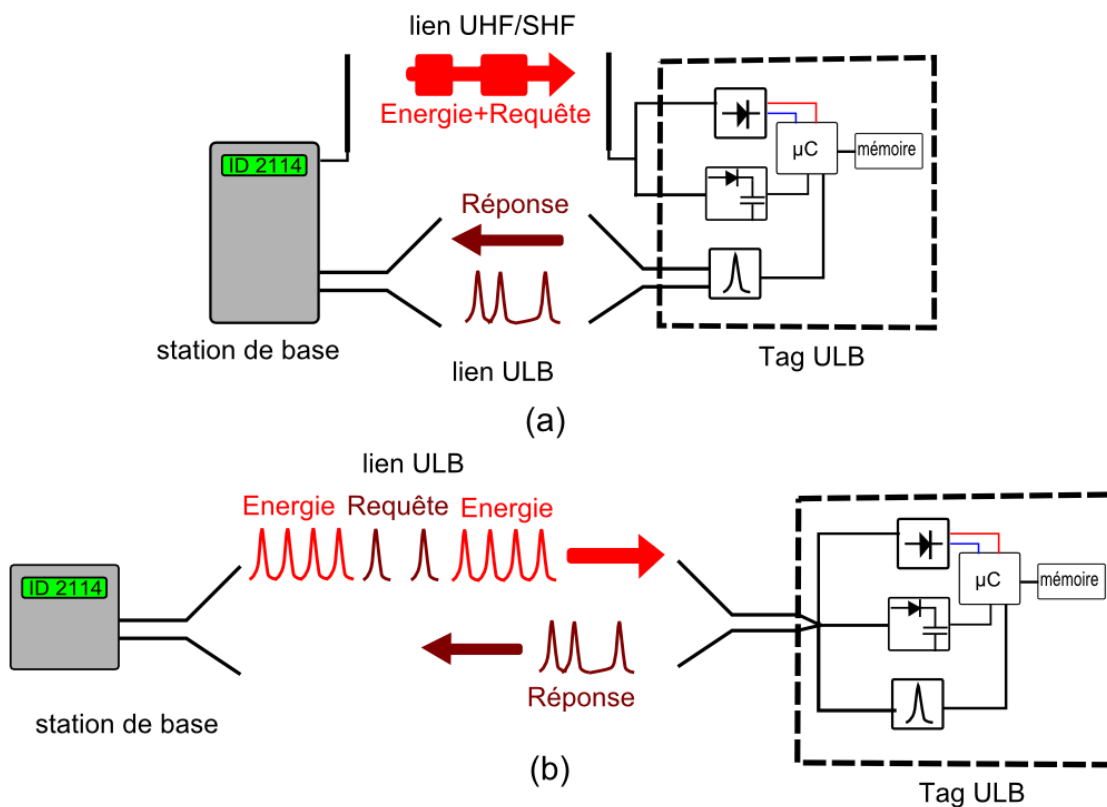


Fig. 1.10 Architecture de tag actif ULB alimenté à distance. (a) Les commandes du lecteur et l'énergie sont fournies via un lien bande étroite UHF / SHF, la réponse du tag est en ULB. (b) La communication et l'énergie du lecteur vers le tag sont fournies via le lien ULB, la réponse du tag est en ULB.

Bien qu'intéressante pour les performances atteintes en termes de portée (tag actifs) et de localisation, la technologie ULB n'est pas encore très répandue. La sévérité des normes de régulations, notamment en Europe, concernant l'utilisation de fréquence couvrant la bande 3.1 à 10.6 GHz ainsi que la relative jeunesse de la discipline « radio impulsionnelle » en sont peut-être les raisons.

1.3 Conclusion

Cette partie a permis d'introduire les différentes familles de technologies RFID. Suivant les applications, les solutions peuvent être différentes. Lorsqu'une portée de lecture supérieure à 1 m est nécessaire, les tags UHF et SHF sont utilisés alors que dans le cas contraire ce sont les tags HF qui sont omniprésents notamment pour des applications de contrôle d'accès. Les technologies passives ou semi-passives sont majoritairement utilisées contrairement aux technologies actives. Les technologies RFID UWB, sont encore très peu utilisées même si elles présentent de meilleures performances en termes de vitesse de transfert des données et de localisation. La technologie majoritairement utilisée aujourd'hui est la technologie HF notamment dans le domaine du transport où elle a su s'imposer. Pour les technologies UHF, on les retrouve majoritairement dans les plateformes logistiques pour augmenter les cadences de tris et les chargements. Ces technologies sont utilisées avec succès lorsque le coût du tag devient négligeable par rapport à la valeur du bien qu'il identifie. Par exemple un abonnement de transport est relativement cher (30 à 200 euros/mois) comparé au prix d'une carte sans contact (40 centimes). Le prix d'un tag UHF de l'ordre de 20 centimes est également bien inférieur à la valeur d'une palette de marchandises. Ceci limite le déploiement de masse des tags RFID conventionnels, notamment pour identifier les produits de grande consommation qui ont un coût trop faible par rapport au prix tags. C'est en faisant ce constat que l'idée de réaliser des tags RFID sans puce est apparue comme une évidence. Nous allons le voir dans les chapitres suivant que les technologies RFID sans puce ont des arguments de poids pour adresser ces marchés de masse. En effet des tags bas coût (inférieur au centime d'euro) peuvent être réalisés sur des substrats papier ou plastique. Des portées de lecture de l'ordre du mètre sont possibles, avec des systèmes de détection qui s'approchent de ceux développés pour la RFID ULB. En outre, du fait de l'absence de puce, cette technologie peut être très robuste sur le plan mécanique. Elle est capable, par exemple, de fonctionner dans des environnements d'utilisation très sévères soumis à de fortes variations de température, à des rayonnements intenses, ou encore à des décharges électrostatiques.

Bibliographie

- [1.1] GLINSKY A. *Theremin: ether music and espionage*. Univ of Illinois Pr. 2000.
- [1.2] STOCKMAN H. Communication by means of reflected power. *Proceedings of the IRE*, 1948 , vol. 36, p.1196-1204.
- [1.3] LANDT J. The history of rfid. *Potentials, IEEE*, 2005 , vol. 24, p.8-11.
- [1.4] HARRINGTON R. Theory of loaded scatterers. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of* , 1964 , vol. 111, p.617-623.
- [1.5] FINKENZELLER K. *Rfid handbook: fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near-field communication*. Wiley. 2010.
- [1.6] VENA A & ROUX P. Near field coupling with small rfid objects. *Proceedings of PIERS 2009 Moscow*, 2009, p.535-539.
- [1.7] NXP. www.nxp.com.
- [1.8] ST MICROELECTRONICS. www.st.com.
- [1.9] PERRET E, TEDJINI S, NAIR R. Design of antennas for uhf rfid tags. *Proceedings of the IEEE special issue on Wireless Communication Antennas*, 2012 (à paraître) , , .
- [1.10] IMPINJ. www.impinj.com.
- [1.11] PARET D. *Rfid at ultra and super high frequencies: theory and application*. Wiley. 2009.
- [1.12] BALANIS C. *Antenna theory: analysis and design*. Wiley. 2005.
- [1.13] NIKITIN P & RAO K. Performance limitations of passive uhf rfid systems. *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Symposium*, 2006, p.1011-1014.
- [1.14] SAVI. www.savi.com.
- [1.15] ZHUO Z. Impulse radio uwb for the internet-of-things:a study on uhf/uwb hybrid solution. KTH, Sweden. 2011.
- [1.16] GUIDI F, DARDARI D, ROBLIN C & SIBILLE A. Backscatter communication using ultrawide bandwidth signals for rfid applications. *The Internet of Things*, 2010, p.251-261.
- [1.17] DARDARI D, D'ERRICO R, ROBLIN C, SIBILLE A & WIN M. Ultrawide bandwidth rfid: the next generation?. *Proceedings of the IEEE*, 2010 , vol. 98, p.1570-1582.
- [1.18] DARDARI D & D'ERRICO R. Passive ultrawide bandwidth rfid. *Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE*, 2008, p.1-6.

[1.19] ZEBRA TECHNOLOGIES. www.zebra.com.

[1.20] DECAWAVE. www.decawave.com.

[1.21] TAGENT. www.tagent.com.

[1.22] MUCHKAEV A. Carrierless rfid system. *Patent WO/2007/123849*, 2008

[1.23] REUNAMÄKI J. Ultra wideband radio frequency identification techniques. *Patent WO/2006/070,237*, 2006

Chapitre 2 : Etat de l'art des technologies RFID sans puce

Dans le chapitre 2, un état de l'art des technologies RFID sans puce est réalisé. Une classification des différents tags est proposée en présentant leurs performances en termes de portée de détection, de capacité de codage et de surface d'encombrement. Le résultat d'études de marché récentes concernant l'essor des différentes technologies RFID sans puce sera présenté. Un état des lieux sur les différentes limitations actuelles des technologies sans puce va permettre d'établir les problématiques étudiées dans cette thèse.

Sommaire – Chapitre 2

2	Chapitre 2 : Etat de l'art des technologies RFID sans puce	32
2.1	Etat de l'art des technologies RFID sans puce	34
2.1.1	Tags temporels.....	36
2.1.2	Tags fréquentiels	40
2.1.3	Tags à imagerie 2D.....	51
2.1.4	Tags TFTC.....	52
2.2	Comparaison des technologies RFID sans puce actuelles.....	53
2.3	Etude de marché concernant les technologies RFID sans puce et imprimables.....	55
2.3.1	Applications actuelles.....	57
2.3.2	Applications futures.....	58
2.4	Problématique étudiée dans cette thèse	59
2.5	Conclusion.....	61
	Bibliographie	62

2.1 Etat de l'art des technologies RFID sans puce

La RFID sans puce est une discipline de recherche récente. Les premiers articles mentionnant la conception de tags sans puce sont apparus en 2002 [2.1] avec les tags à Onde Acoustique de Surface, connue également par SAW (Surface Acoustic Wave). Toutefois, il faut noter que le concept de base fut élaboré un demi-siècle plus tôt avec l'un des tous premiers systèmes RFID imaginés par Léon Theremin en 1945. Ce dispositif décrit dans le chapitre 1 constitue probablement le premier système RFID sans puce.

Les différentes technologies RFID introduites précédemment peuvent paraître très différentes les unes des autres. Pourtant dans tous les cas, nous retrouvons les deux éléments clefs constituant un tag RFID, c'est-à-dire une puce électronique connectée à une antenne. La RFID sans puce est donc une variante technologique qui fait une rupture avec le schéma de communication utilisé par les systèmes d'identification radiofréquence. En effet dans un système RFID sans puce, le tag n'embarque aucun composant électronique. Aucun protocole de communication n'est donc envisageable à la différence des technologies RFID conventionnelles. Une modulation d'amplitude, ou de phase faisant appel à une synchronisation basée sur une horloge précise n'est donc pas possible. Un tag sans puce doit donc se passer de tout système de séquençement d'opérations qui permet la commutation entre deux charges complexes à des instants précis.

Tabl. 2.1 Positionnement de la technologie sans puce par rapport aux autres technologies d'identification.

Famille	Portée	Capacité de codage	Accès	positionnement	coût
Code barre optique	qq. cm en visibilité directe	>43bits	Lecture	précis	>0.005 euros
Magnétique	Contact	192bits	Lecture/Ecriture	précis	>0.1 euros
RFID UHF passive	0m-7m	qq. kbits	Lecture/Ecriture	quasi-quelconque	>0.1 euros
RFID HF passive	<1m	qq. kbits	Lecture/Ecriture	quasi-quelconque	>0.4 euros
Sans puce imprimable	<1m	qq dizaines de bits	Lecture	quasi-quelconque	>0.005 euros

L'élément clef qui a initié le développement de cette technologie est avant tout la possibilité de diminuer les coûts de réalisation des tags. Ceci est particulièrement attendu aujourd'hui dans la mesure où ce point freine le développement à grande échelle des systèmes RFID. En effet dans le prix d'un tag RFID classique, il y a le coût de la puce qui ne cesse de diminuer, le coût de l'antenne et de son support, et le coût lié à la connexion précise de l'antenne avec la puce. A contrario, le prix d'un tag sans puce est uniquement lié au dépôt métallique et à son support. En termes de procédé de réalisation, nous allons voir par la suite qu'il est possible

d'imprimer le tag sur son support comme pour un code à barre, à condition d'utiliser de l'encre conductrice [2.2]. Ainsi le coût de réalisation dans ce cas est quasi similaire à celui d'un code à barre. Le Tabl. 2.1 permet de positionner la technologie sans puce parmi d'autres technologies d'identification en fonction de plusieurs critères essentiels tels que la portée de lecture, la capacité mémoire, ou encore le coût de réalisation. En termes de coût unitaire, un tag sans puce peut devenir aussi compétitif qu'un code à barres. Il peut être lu à distance comme un tag RFID moyennant un positionnement peu précis contrairement au code à barres optique. En revanche, un tag sans puce peut seulement être lu car il ne contient pas de mémoire. En effet son identifiant est lié à sa géométrie. La Fig. 2.1 permet de classer les différentes technologies sans puce au sein des RFID. Les technologies sans puce sont donc passives, et peuvent être imprimables ou non en fonction du substrat utilisé. Bien entendu, les tags les moins coûteux sont ceux qui peuvent être imprimés.

Classification des technologies RFID

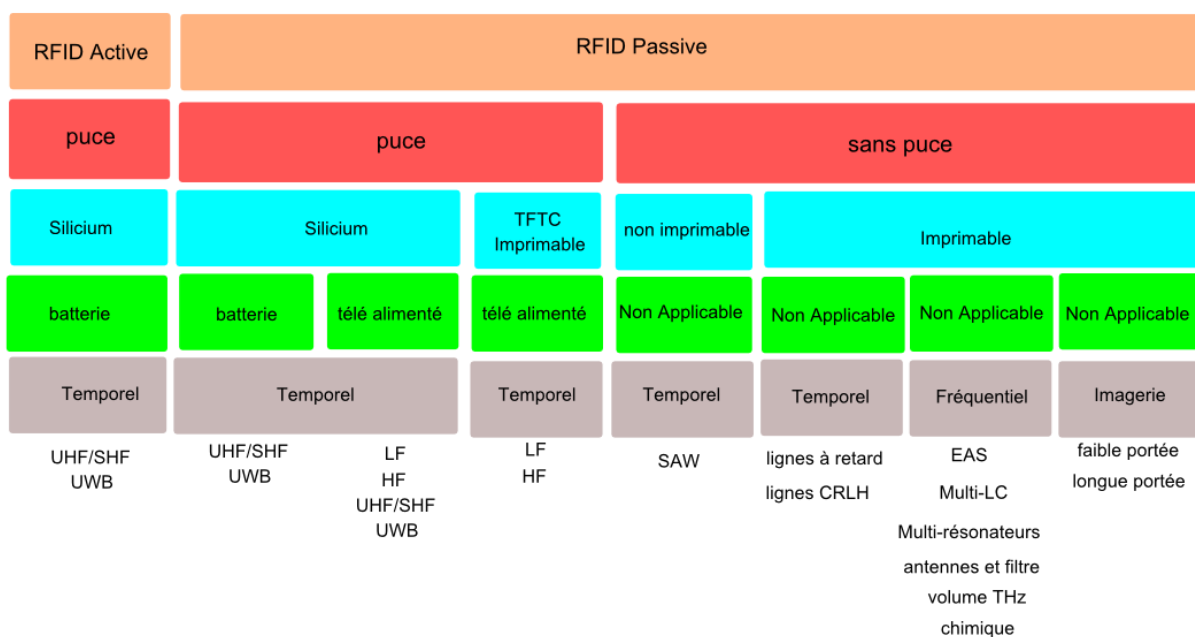


Fig. 2.1 Classification des différentes technologies RFID suivant les critères, de haut en bas, actifs/passif, avec ou sans puce, imprimable / non imprimable, mode d'alimentation et technique de génération des données ou de l'identifiant.

Les principes physiques mis en œuvre pour la conception de tags RFID sans puce sont variés et peuvent être classés en fonction de la manière dont leurs signatures électromagnétiques sont utilisées. Les approches utilisées sont le plus souvent temporelles, fréquentielles ou basées sur un principe d'imagerie radar. Dans tous les cas, le codage d'un tag RFID sans puce dépend directement de sa géométrie. Cette dernière va donner une signature particulière, voire unique. Nous pouvons donc distinguer trois catégories de tags sans puce :

- Dans le cas de l'approche temporelle, la charge complexe connectée à l'antenne est généralement constituée d'une ligne de transmission sur laquelle des éléments parasites sont positionnés (capacités...) pour créer des réflexions à des instants précis. La position de chaque réflecteur varie d'une configuration à une autre pour réaliser un codage PPM (Pulse Position Modulation).

- L'approche spectrale ou fréquentielle consiste à coder l'information en créant des pics de résonance à certaines fréquences. Elles nécessitent donc un spectre très large. Le codage utilisé est une transposition du codage OOK (On Off Keying) ou PPM (Pulse Position Modulation) temporel dans le domaine fréquentiel. Ainsi la présence (ou l'absence), ou encore le décalage d'une résonance à une fréquence particulière constitue un élément de codage.
- L'imagerie 2D peut être utilisée lorsque les longueurs d'onde des fréquences utilisées sont petites devant la taille de l'objet à détecter. Son image en 2D peut être obtenue à condition de disposer d'une diversité spatiale suffisante. Des systèmes de détection de tags fonctionnant à 60 GHz peuvent être conçus suivant cette idée.

Quant au système de lecture, là encore des différences majeures distinguent cette technologie de la technologie conventionnelle. En effet un tag RFID sans puce peut être vu comme une cible radar statique avec une signature électromagnétique spécifique. La conception d'un lecteur RFID sans puce est donc très proche d'un radar aérien qui permet de détecter la signature d'engins volants, à un rapport d'échelle et de puissance près.

Une alternative possible qui permettra dans un avenir plus lointain de diminuer les coûts de fabrication d'un tag RFID n'est autre que l'électronique imprimée. Les tags réalisés en électronique imprimée TFTC sont à mi-chemin entre la RFID classique et la RFID sans puce. D'un point de vue conceptuel, il n'y a pas de différence majeure avec le principe de fonctionnement utilisé en RFID conventionnel, par contre le procédé de fabrication par impression et le coût de réalisation devrait se rapprocher de la RFID sans puce.

2.1.1 Tags temporels

Les premiers développements effectués en RFID sans puce se sont inspirés du fonctionnement des tags RFID conventionnels qui codent l'information en fonction du temps. Du fait de l'absence de tout séquenceur logique dans un tag sans puce, la démarche qui a été entreprise pour coder l'information a consisté à adapter le type de codage impulsif utilisé dans certaines télécommandes radio. Pour cela il suffit d'acheminer l'onde incidente du lecteur vers une ligne à retard sur laquelle des discontinuités sont disposées afin de réfléchir une partie du pulse à des instants précis. Toute la difficulté des tags sans puce basés sur une approche de codage temporel, réside dans la miniaturisation de la ligne à retard afin de coder le maximum d'information dans une surface réduite.

2.1.1.1 Tags SAW

Les premières conceptions de tag sans puce, codés en temporel se sont très vite orientées vers l'utilisation de substrats piézo-électriques tels que le Quartz (SiO_2) ou le Niobate de Lithium LiNbO_3 . En effet les filtres SAW sont généralement utilisés pour réaliser des filtres RF de taille réduite et d'ordre important. Dans un filtre SAW l'effet piézoélectrique est mis à contribution afin de transformer une onde électromagnétique en onde acoustique. Pour cela une paire de conducteurs véhiculant l'onde électromagnétique est reliée à un transducteur formé d'électrodes inter digitées déposées sur le substrat piézoélectrique. La vitesse de propagation de l'onde acoustique est de l'ordre de 3000 à 4000 m/s [2.3], soit 100000 fois moins rapide que la vitesse de la lumière. Ceci en fait le composant idéal pour réaliser une ligne à retard.

Les tags SAW sont donc composés d'une antenne, souvent de type dipôle, directement connecté à un transducteur électro-acoustique. Le principe de fonctionnement est le suivant. Une onde sous la forme d'une impulsion électromagnétique courte est envoyée par le lecteur et est captée par l'antenne du tag. L'onde devenue acoustique, se propage ensuite à vitesse lente dans le substrat. Des réflecteurs sont positionnés tout au long de son chemin afin de générer des réflexions en direction de l'antenne. Ces réflexions seront donc converties en ondes électromagnétiques et re-rayonnées vers le lecteur. Les réflecteurs sont des éléments métalliques déposés sur le substrat piézo-électrique et peuvent se présenter sous différentes formes et association géométriques.

Le design de tag SAW proposé par Nysen *et al.* [2.4] utilise plusieurs transducteurs en guise de réflecteurs, tous connectés à l'antenne (voir Fig. 2.2 (a)). Ainsi dès que l'onde acoustique atteint un des réflecteurs, elle est convertie en une onde électromagnétique et renvoyée à l'antenne. La modification de l'identifiant du tag se fait en changeant l'espacement entre les différents transducteurs. Cette solution permet de réduire les pertes d'insertion par rapport au second design présenté ci-après (voir Fig. 2.2 (b)).

Le second principe des tags SAW le plus couramment rencontré utilise un seul transducteur et plusieurs réflecteurs en circuit ouvert (voir Fig. 2.2 (b)). Contrairement aux tags multi transducteurs, les réflexions doivent parcourir le chemin effectué par l'onde incidente en sens inverse pour être ensuite réémises par l'antenne. C'est notamment sur ce principe que fonctionne le tag SAW commercialisé par RFSAW [2.1]. Le codage utilisé repose sur une modulation en position d'impulsion combinée à une information de phase qui permet entre autre d'augmenter l'efficacité de codage sur une surface équivalente. Le codage se fait donc en modifiant le placement des réflecteurs sur le substrat. Ce système s'avère performant, une capacité de codage de l'ordre de 256 bits est possible et ses dimensions peuvent être relativement réduites ($1 \times 10 \text{ mm}^2$ hors antenne). L'antenne utilisée est typiquement un monopôle, ce qui donne une longueur proche de 30 mm à 2.45 GHz.

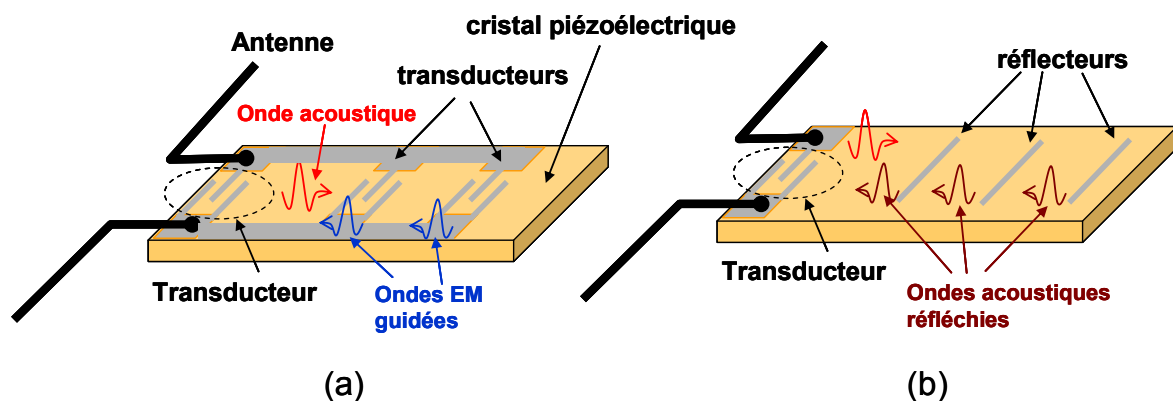


Fig. 2.2 (a) Tag SAW proposé par Nysen *et al.* [2.4] (b) Tag RFSAW développé par Clinton *et al.* [2.1].

Enfin des fonctionnalités de capteurs sont possibles avec un tag SAW [2.3]. Pour cela il suffit d'ajouter un transducteur directement connecté à un capteur présentant une charge résistive ou capacitive sensible à un paramètre environnemental. Il est ainsi possible de détecter la température avec une thermistance. Un autre procédé utilise un résonateur dont la fréquence est fonction de la température ambiante.

Malgré leurs performances intéressantes, aujourd'hui les tags SAW ne sont pas compétitifs en termes de coût, avec un coût unitaire de l'ordre de 10 à 20 cents. Cependant un brevet assez récent étudie la possibilité de remplacer le substrat piézoélectrique par une cellulose spécifique [2.5] où l'arrangement des fibres a été modifié de telle sorte que des ondes acoustiques peuvent être créées. A côté de ça, l'utilisation de tag SAW peut s'avérer délicate en fonction de l'environnement de travail. En effet, les substrats piézoélectriques sont très susceptibles aux décharges électrostatiques.

2.1.1.2 Tags à ligne de transmission

D'autres solutions, encore au stade de recherche, sont proposées dans le domaine temporel. Le principe de lecture reste identique dans le sens où le lecteur envoie une onde ultra courte et le tag répond par des réflexions multiples comme un écho radar. Les substrats utilisés sont plus classiques, et surtout potentiellement bas coût.

En 2006 Zhang *et al.* [2.6] proposent une ligne à retard sur laquelle des discontinuités peuvent être induites par des éléments localisés ou distribués afin de créer des réflexions (voir Fig. 2.3 (a)). La ligne à retard est du type micro-ruban et forme des méandres de manière à réduire au maximum la surface totale du tag. Une antenne (non représentée sur la Fig. 2.3 (b)) doit être connectée à cette ligne à retard pour réaliser le tag. Chaque réflexion occupe un slot de 2 ns, donc un espacement minimum de 180 mm entre chaque discontinuité est nécessaire pour éviter le recouvrement des pulses. Les discontinuités sont apportées par des éléments capacitifs localisés. En fonction de leur présence, une réflexion va avoir lieu ou pas. Ainsi dans une surface de 8.2x3.1 cm² comme nous pouvons le voir Fig. 2.3 (b), 4 tronçons de ligne à retard sont présents ce qui représente une capacité de codage de 4 bits. Le pulse d'émission utilisé pour la mesure a une largeur de 0.5 ns mais les auteurs mentionnent également un pulse d'une durée de 2 ns pour un hypothétique système de lecture.

En 2008, Zheng *et al.* [2.7] ont fait évoluer le concept en remplaçant les éléments localisés qui permettent de créer des discontinuités par des éléments distribués rendant la structure compatible avec un procédé de réalisation par impression. Les auteurs présentent un concept de configuration des tags par ajout de matière localisé à l'aide d'une imprimante jet d'encre conductrice. Une capacité de codage de 8 bits est reportée ce qui est deux fois plus élevé que celle annoncée dans [2.6], mais en contrepartie la surface nécessaire est également doublée. Ce design reste donc trop volumineux pour être utilisé dans le cadre d'une application de traçabilité de produits de grande consommation.

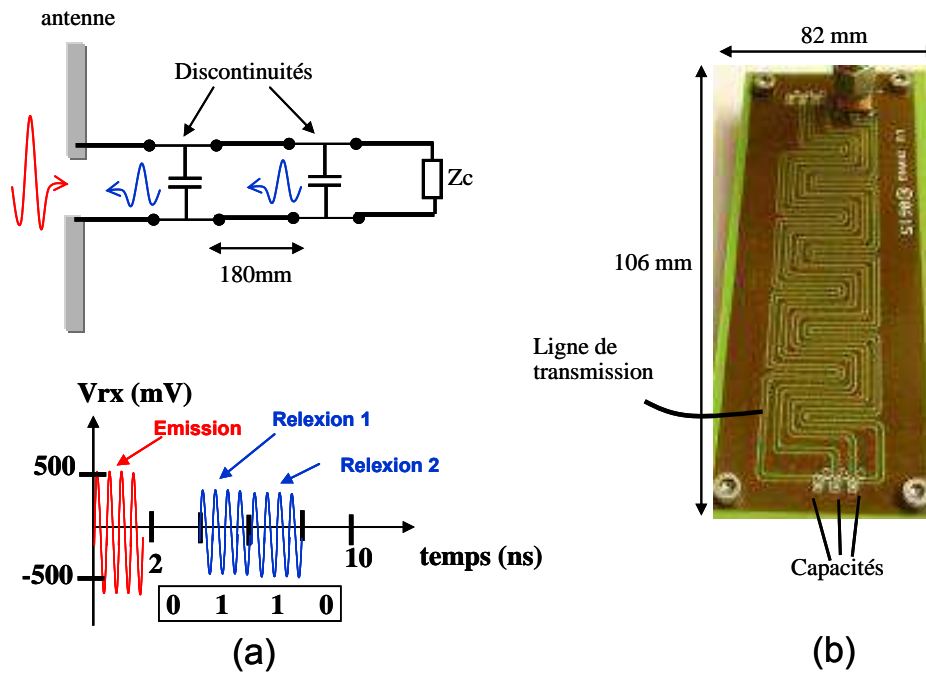


Fig. 2.3 (a) Principe de fonctionnement du tag de Zeng et al. [2.6]. (b) Vue de la ligne à retard configurable avec des capacités localisées [2.6].

En conservant ce principe, en 2009, de nouveaux travaux [2.8][2.9] ont présenté une solution pour réduire la longueur des tronçons de lignes à retard. Pour ralentir la propagation des ondes, des lignes de transmission dites main gauche (LH pour Left Handed) sont utilisées. Cependant les lignes de transmission LH ne peuvent pas être réalisées simplement. En effet, par rapport au modèle des télégraphistes, dans une ligne LH, les composants série et parallèle sont inversés. Le tag présenté dans [2.8][2.9] utilise des capacités en série et des inductances en parallèle reliées au plan de masse. La diminution de la longueur de ligne est donc possible en augmentant sa complexité de réalisation, ce qui pèse au final sur le coût de réalisation du tag. Un concept intéressant introduit dans ces articles concerne le principe de codage utilisé basé sur une modulation de phase dans le temps. Au final une capacité de codage de 6.1 bits est reportée pour une structure faisant 26 cm de long. Le travail spécifique décrit dans [2.9] reprend la même structure de ligne en y ajoutant une discontinuité pouvant jouer le rôle de capteur si un composant capacitif ou inductif sensible à un paramètre environnemental est utilisé tel qu'une capacité BST (Barium Strontium Titanate) sensible à la température.

En 2006, Chamarti *et al.* [2.10] proposent une ligne à retard permettant de créer un identifiant pour des tags et des capteurs RFID sans puce. La différence notable par rapport aux designs précédents vient du fait que la ligne est utilisée en transmission. Deux ports sont utilisés, un à chaque extrémité de la ligne. Le signal entrant est divisé en 2 parties entre une ligne à retard et une ligne directe non retardée. La ligne directe achemine le pulse d'entrée sans délai. Un isolateur vient connecter la ligne retardée à la ligne non retardée pour aiguiller un second pulse à un instant précis. Suivant la position de l'isolateur la position du second pulse varie également, ce qui constitue une technique de codage en position d'impulsion. En 2007, ce concept est appliqué pour la réalisation d'un tag sans puce fonctionnant à une fréquence de 915 MHz [2.11] (voir Fig. 2.4 (a)). Un circulateur connecté d'un côté à l'antenne patch et de l'autre côté aux ports d'entrée / sortie du filtre est utilisé pour isoler les signaux d'émission / réception. Une capacité de codage de 2 bits permet de démontrer la preuve du concept. Enfin en 2009, les auteurs proposent un design plus conventionnel [2.12], illustré

Fig. 2.5 (b) utilisant une ligne à retard (de type méandre) en réflexion comme pour [2.6][2.7][2.8][2.9]. Le codage reste cependant basé sur une approche en position d'impulsion. En outre, une fonctionnalité de capteur d'éthylène gazeux est ajoutée au tag en ajoutant en bout de ligne une capacité sensible à l'environnement. La modification de sa valeur introduit un changement de phase au niveau de la réponse du mode d'antenne du tag, avec une sensibilité de l'ordre de $26.5^\circ/\text{pf}$.

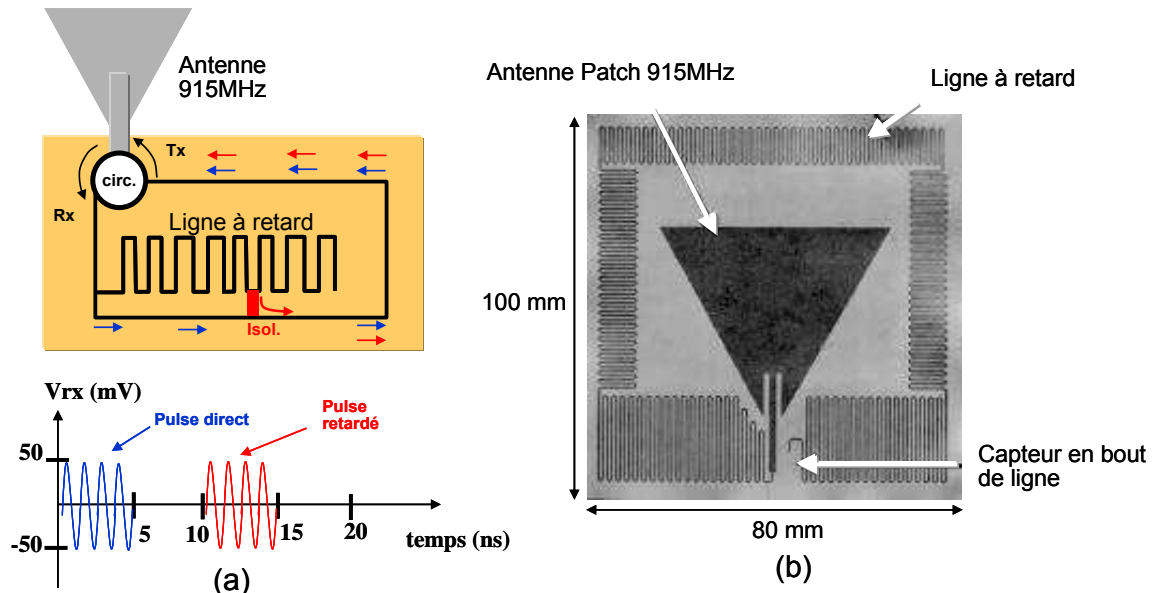


Fig. 2.4 (a) Principe de fonctionnement du tag de Vemagiri et al. [2.11] (b) Vue du tag sans puce de Shrestha et al. [2.12] intégrant un capteur au niveau de sa terminaison.

2.1.2 Tags fréquentiels

La seconde approche utilisée s'appuie sur la signature fréquentielle du tag pour coder des informations. A la différence d'un système temporel, les informations contenues dans les tags sont basées sur une variation d'amplitude ou de phase en fonction de la fréquence et non plus en fonction du temps. Cette approche semble être la plus prometteuse en ce qui concerne la quantité d'informations qu'il est possible d'implémenter dans un tag sans puce. La densité d'information surfacique semble être également plus appropriée que pour l'approche temporelle. En contre partie la bande passante requise pour coder un nombre important de bits est problématique par rapport aux normes d'émission imposées par la FCC (Federal Communications Commission) aux Etats-Unis et l'ECC (Electronic Communications Committee) en Europe. Différentes techniques ont été explorées pour obtenir des signatures spectrales de tags sans puce.

Les tags 1 bits utilisés dans les systèmes antivols EAS (Electronic Article Surveillance) opérants à des fréquences HF et UHF / SHF sont sûrement les précurseurs des tags sans puce à signature spectrale. Ce n'est que très récemment (depuis 2005), que les premiers tags fréquentiels sans puce proposant une capacité de codage supérieure à 1 bit ont été proposés. Différentes variantes ont été introduites depuis. Nous pouvons classer de la manière suivante :

Premièrement les tags fréquentiels à circuit passif sont constitués d'une antenne de réception ULB et d'une antenne d'émission ULB reliées à un circuit filtrant. Le filtre réalisé à

l'aide d'éléments distribués, agit comme un multi réjecteur de bande. L'identification du tag est dans ce cas liée à la réponse spectrale du filtre utilisé.

Une variante au concept évoqué précédemment utilise une ou plusieurs antenne(s), qui fonctionnent à la fois en émission et en réception, connectées à une charge complexe. Dans ce cas la modification de la charge complexe va permettre de modifier l'identifiant du tag.

Ensuite, viennent les tags fréquentiels basés sur l'association de plusieurs antennes filtrantes qui jouent à la fois le rôle de l'antenne de réception, de l'antenne d'émission et du circuit filtrant. C'est notamment cette approche que nous avons développée de manière approfondie dans cette thèse.

Enfin, nous pouvons trouver une dernière variante de tags fréquentiels dans les gammes de fréquence THz dont la spécificité est de coder l'identifiant non plus en surface avec des arrangements métalliques 2D mais dans le volume du tag, notamment avec des structures multicouches.

2.1.2.1 Tags 1 bit pour systèmes antivols

Les tags 1 bits utilisés dans les systèmes EAS pour « Electronic Article Surveillance », constituent la technologie chipless qui a connu le premier succès commercial au niveau mondial. Les développements qui ont lieu aujourd'hui autour de la RFID sans puce peuvent être considérés comme étant une généralisation du concept pour des applications qui requièrent non plus une information binaire « vol / pas de vol » mais un identifiant unique ou pseudo unique sur des dizaines de bits. Le principe de fonctionnement d'un tag 1 bit est fréquentiel, et les fréquences d'opération peuvent varier depuis la bande HF jusqu'aux fréquences microondes.

En HF, de la même manière que pour un système RFID conventionnel, le mode d'interaction entre le détecteur et le tag est basé sur un couplage inductif [2.3]. Le tag est constitué d'une antenne boucle connectée en parallèle avec une capacité pour que l'ensemble constitue un circuit résonant à une fréquence très précise (1.1) comme présenté Fig. 2.5 (a).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

Suivant le facteur de qualité du circuit résonant, une sélectivité en fréquence plus ou moins prononcée sera obtenue. Pour détecter ce genre de tag, le lecteur doit faire un balayage autour de la fréquence de résonance. Un récepteur sensible situé au niveau du détecteur va capter le signal ré-émit par la boucle en fonction de la fréquence. Si le tag est présent, un pic de résonance suivi d'un creux, est détecté [2.3]. La société TagSense propose un système de détection antivol basé sur ce principe. Le lecteur LC-10 [2.13] effectue un balayage en fréquence entre 1 et 50 MHz. Il peut potentiellement détecter jusqu'à 64 résonances dans cette bande de fréquence, qui peuvent être issues de plusieurs tags 1 bit ou d'un tag multi bits possédants plusieurs résonateurs.

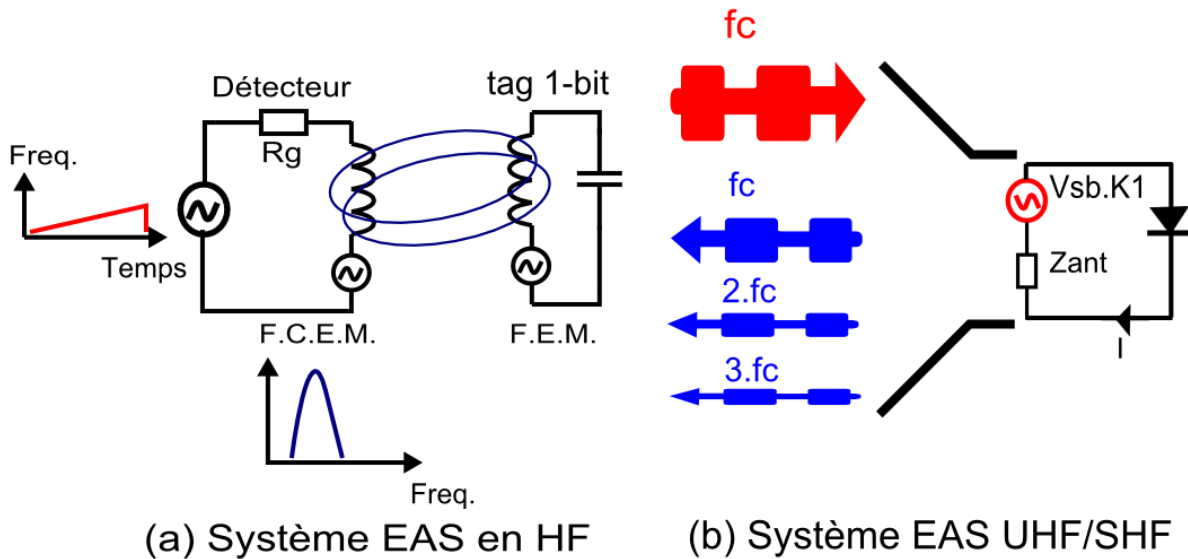


Fig. 2.5 Principe de fonctionnement d'un tag 1 bit, (a) fonctionnant dans les fréquences HF, (b) fonctionnant dans les fréquences UHF / SHF.

D'autres principes physiques ont été utilisés pour la conception de tags 1 bit, notamment pour les fréquences micro-ondes, où dans ce cas, le mode d'interaction entre le tag et le détecteur est basé sur la rétrodiffusion de l'onde propagée émise par le lecteur comme dans le cas de la RFID UHF / SHF. Pour séparer le signal du détecteur avec celui du tag, la solution utilisée est de générer au niveau du tag des harmoniques de la fréquence porteuse en utilisant un composant non linéaire tel qu'une diode [2.3] (voir Fig. 2.5 (b)). La fréquence classiquement utilisée est 2.45 GHz. Dans ce cas, un signal peut être récupéré à la seconde et la troisième harmonique, c'est-à-dire à 4.9 GHz et 7.35 GHz si le tag 1 bit se trouve à proximité du détecteur. En effet, en réception nous pouvons modéliser l'antenne du tag par une résistance de rayonnement en série avec une source de tension monochromatique (2.2) dont l'amplitude va dépendre du niveau de puissance capté par l'antenne (voir Fig. 2.5 (b)). Ce générateur est connecté à une diode dont la caractéristique courant tension $I(V)$ peut être approchée par un polynôme du troisième degré (2.3). Le courant traversant la résistance de rayonnement peut être exprimé en fonction de la tension du générateur comme suit (2.4).

$$V(t) = U \cdot \cos(\omega t) \tag{2.2}$$

$$I(V) = a \cdot V^3 + b \cdot V^2 + c \cdot V \tag{2.3}$$

$$I(t) = \frac{b \cdot U^2}{2} + \left[c \cdot U + \frac{3 \cdot a \cdot U^2}{4} \right] \cdot \cos(\omega t) + \frac{b \cdot U^2}{2} \cdot \cos(2\omega t) + \frac{a \cdot U^3}{4} \cdot \cos(3\omega t) \tag{2.4}$$

Nous voyons donc apparaître dans l'équation un signal à 2 et 3 fois la fréquence émise par le lecteur. Les termes a et b du polynôme dépendent du type de diode utilisé, et suivant leurs valeurs, les harmoniques seront plus ou moins prononcées. De part sa compacité, ce principe de détection peut être adapté pour détecter les personnes victimes d'avalanche (système RECCO) ou encore suivre des animaux, voire même des insectes [2.14].

2.1.2.2 Tags utilisant deux antennes et un circuit passif filtrant

Ce concept de tag sans puce a été introduit par Preradovic *et al* à partir de 2008 [2.15]. L'idée de base consiste à utiliser une antenne de réception qui va capter un signal ultra large bande (ULB). Ce signal est ensuite transmis vers un filtre réjecteur de bande configurable. La sortie du filtre est finalement connectée à une antenne d'émission pour renvoyer le signal filtré par le tag vers le lecteur. En fonction de la configuration choisie, le filtre va permettre de générer une signature électromagnétique « unique ». Les antennes sont dans ce cas invariantes. Afin de réduire le couplage entre l'antenne d'émission et de réception au niveau du lecteur et du tag, ces dernières sont positionnées en polarisation croisée comme on peut le voir sur la Fig. 2.6 (a). Ainsi le signal d'émission est verticalement polarisé et le signal de réception est horizontalement polarisé. Ceci permet en outre de diminuer les interférences liées aux réflexions de l'environnement de détection. Les antennes du tag sont des monopoles ULB qui sont conçus pour travailler pour des fréquences allant de 2 GHz à 2.5 GHz. Le filtre réjecteur multi-bandes est réalisé à l'aide d'éléments distribués en utilisant une ligne de transmission micro ruban [2.15] ou coplanaire [2.16]. Pour rejeter certaines fréquences, des résonateurs en forme de spirale sont placés de part et d'autre de la ligne de transmission. Ces résonateurs agissent comme des court-circuits à la masse à leurs fréquences de résonance. L'identification d'un tag particulier est fonction de la présence d'une réjection à une fréquence particulière. Pour varier la signature spectrale d'un tag à un autre, il suffit donc d'ajouter ou de retirer des résonateurs. La solution utilisée dans ce design consiste à retirer les résonateurs en plaçant des courts circuits métalliques sur les spirales afin de repousser leurs fréquences de résonance en dehors de la bande passante du système de détection comme illustré sur la Fig. 2.6 (b). Les Fig. 2.6 (c) et Fig. 2.6 (d) représentent l'amplitude et la phase en sortie du filtre pour deux configurations différentes. Le terme S_{21} représente un ratio de racine de puissance complexe entre la puissance émise par la source et la puissance mesurée en réception. Ce paramètre peut être mesuré par l'analyseur de réseau vectoriel qui est l'élément de base du banc de test radar bi statique fréquentiel décrit dans le chapitre 5. Ainsi, dans le cas d'un filtre, la valeur absolue du paramètre S_{21} représente directement les pertes d'insertion. Le codage utilisé dans ce cas permet simplement d'associer un bit à un résonateur, ce qui donne une capacité de codage de 6 bits dans ce cas précis. Ainsi, lorsque le résonateur ne possède pas de court-circuit métallique, un creux est visible dans le spectre, ce qui correspond avec la convention utilisée au '1' logique. Au contraire lorsque un élément métallique vient shunter une partie du résonateur, le creux n'est plus visible ce qui correspond au '0' logique.

Le système de lecture proposé [2.17][2.18] pour détecter ces tags reprend le principe de fonctionnement d'un analyseur de réseau vectoriel, détaillé dans le chapitre 5. Un signal sinusoïdal non modulé dont la fréquence varie par pas constant est envoyé par une antenne d'émission en polarisation verticale. Le tag capte ce signal et en réfléchit une partie avec un niveau qui dépend de la configuration du filtre réjecteur multi bandes. Cette fraction de signal est émise en polarisation croisée et est captée par l'antenne de réception du système de détection. Un détecteur en puissance et en phase est utilisé afin d'obtenir les caractéristiques d'amplitude et de phase en fonction de la fréquence. Nous le verrons par la suite, cette approche de détection conduit à émettre des signaux CW qui ne respectent pas les normes.

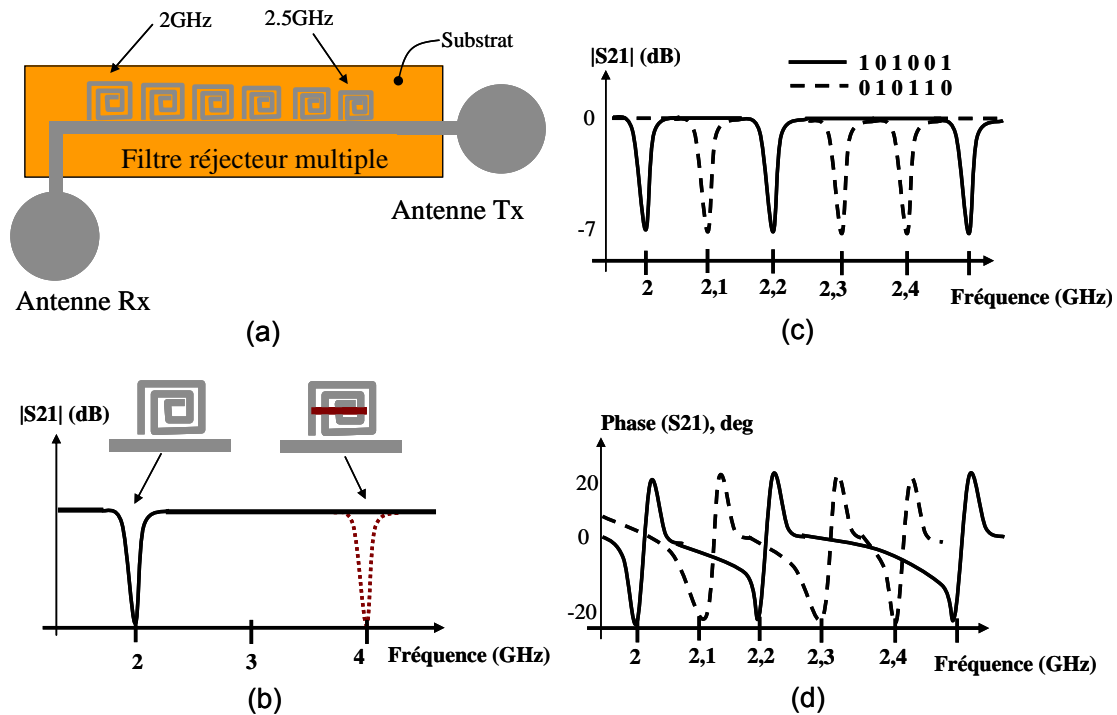


Fig. 2.6 Principe de fonctionnement du tag à double antennes en polarisation croisée introduit par Preradovic et al. [2.15]. (a) Vue d'un tag 6 bit. Un plan de masse est présent sous le substrat. (b) Méthode de configuration des résonateurs spirales à l'aide d'un court-circuit. (c) Pertes d'insertion du filtre réjecteur multi bandes pour plusieurs configurations. (d) Comportement en phase du filtre.

Pour faire suite à la structure à 6 résonateurs, Preradovic a proposé de nouvelles structures mais toujours en conservant le même principe de fonctionnement. Ainsi, une structure à 35 résonateurs codant 35 bits dans une surface de $88 \times 65 \text{ mm}^2$ (voir Fig. 2.7 (a)) a été publiée en 2009 [2.19]. Cette publication fait référence car la capacité de codage reportée a permis de donner une nouvelle dimension à la technologie sans puce en la mettant pratiquement au niveau du code à barres optique en termes de quantité d'informations atteignable Rappelons que le code à barres optique EAN 13 a une capacité de codage de 43 bits. Afin de réduire la surface du tag qui croît proportionnellement avec le nombre de résonateurs, la ligne de transmission n'est plus en ligne droite mais se présente sous la forme de méandres. De plus, les résonateurs de forme spirale sont répartis des deux côtés de la ligne de transmission. La bande passante du filtre nécessaire pour coder 35 bits est comprise entre 3 et 7 GHz. Ceci permet d'être compatible avec la régulation FCC qui autorise des communications ULB qui s'étalent entre 3.1 et 10.6 GHz.

Les différents designs évoqués jusqu'ici possèdent un plan de masse. Afin de rendre ce concept potentiellement imprimable directement sur les objets à identifier, Preradovic a proposé en 2009 une variante utilisant des lignes de transmission coplanaires type CPW (Co Planar Waveguide) [2.16] comme présenté Fig. 2.7 (b). Ainsi un tag de capacité 23 bits dans une surface de $108 \times 64 \text{ mm}^2$ antennes incluses, a été conçu notamment pour une application d'identification de billets de banque Australiens. Pour démontrer la faisabilité du concept d'identification de billets, le tag a été réalisé sur un substrat souple de $90 \mu\text{m}$ d'épaisseur. La bande passante du filtre s'étale entre 5 et 11 GHz. Le fait de démarrer à 5 GHz au lieu de 3 GHz comme précédemment, permet de compenser l'augmentation de la surface nécessaire

pour les résonateurs spirales qui ne peuvent plus être répartis de part et d'autre de la ligne comme dans le cas d'une ligne micro ruban (voir les Fig. 2.7 (a) et (b)).

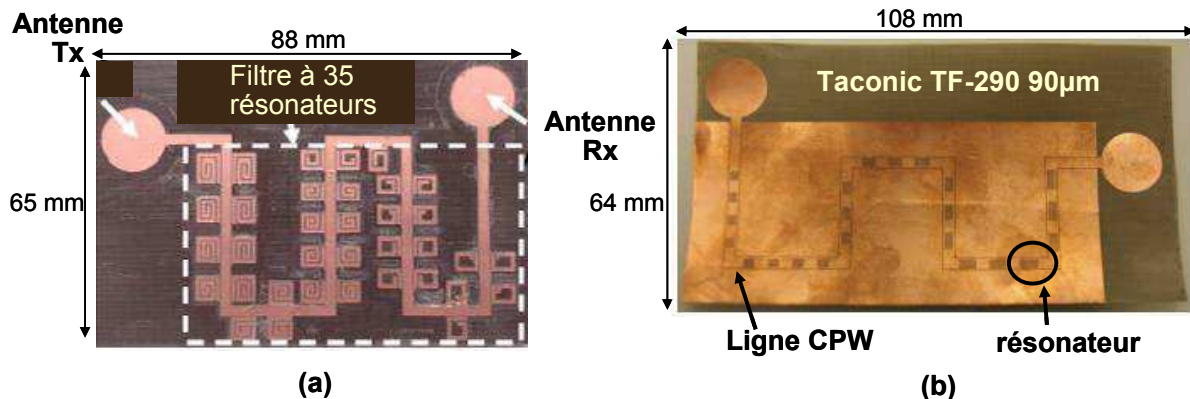


Fig. 2.7 Photos des dispositifs développés par Preradovic et al.. (a) Tags 35 bits avec plan de masse [2.19]. (b) Tags 23 bits sur substrat souple sans plan de masse [2.16].

La dernière génération de tags proposés par Preradovic permet d'utiliser une seule antenne en émission / réception [2.20] notamment pour rendre le système moins sensible à l'orientation du tag et afin de réduire sa surface. Mais ces travaux sont moins aboutis que les précédents, et à ce jour, seule une capacité de 6 bits est reportée.

D'autres travaux reprenant le principe de base introduit par Preradovic ont été réalisés, notamment dans le but de miniaturiser le filtre réjecteur multi bandes. Ainsi, Balbin propose en 2009 [2.21] un tag possédant une antenne de réception ULB, sous la forme d'un monopole connecté à plusieurs antennes de type dipôles repliés à bande étroite, de fréquences de résonance différentes (voir Fig. 2.8).

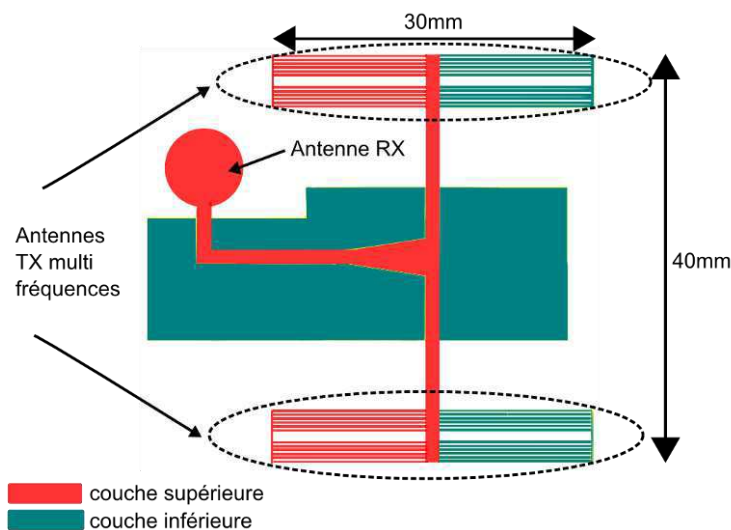


Fig. 2.8 Tag sans puce fréquentiel développé par Balbin et al. [2.21]

Ces antennes dipôles jouent donc à la fois le rôle d'antenne d'émission et de filtre. Pour modifier la signature spectrale du tag, il suffit de retirer une ou plusieurs antenne(s) dipôle(s). Une capacité de codage de 6 bits contenu dans une surface de l'ordre de 40x40 mm² est

reportée. La structure nécessite deux faces de cuivre structurées, ce qui la rend moins compétitive en termes de coût de réalisation.

2.1.2.3 Tags utilisant une ou plusieurs antennes connectée(s) à une charge complexe

La séparation de l'antenne de réception et de celle d'émission au niveau du tag présente l'avantage de limiter les interférences entre le signal reçu et la réponse électromagnétique du tag notamment en utilisant deux polarisations orthogonales. Cependant dans certains cas, cette solution reste coûteuse en termes de surface et le nombre de résonateurs maximum, est limité par les pertes d'insertion du filtre. D'autres conceptions ont été proposées dans lesquelles une, voire plusieurs antennes sont utilisées à la fois en réception et en émission. Là encore les antennes ne participent pas à la fonction codage de l'information mais c'est la charge complexe connectée à leurs bornes qui va permettre de différencier la signature spectrale du tag.

Ainsi en 2007, Mukherjee [2.22][2.23] introduit un concept de tag sans puce composé d'une antenne et d'une charge complexe paramétrable (voir Fig. 2.9 (a)), permettant de modifier l'allure de la phase du signal réfléchi en fonction de la fréquence comme présenté Fig. 2.9 (b).

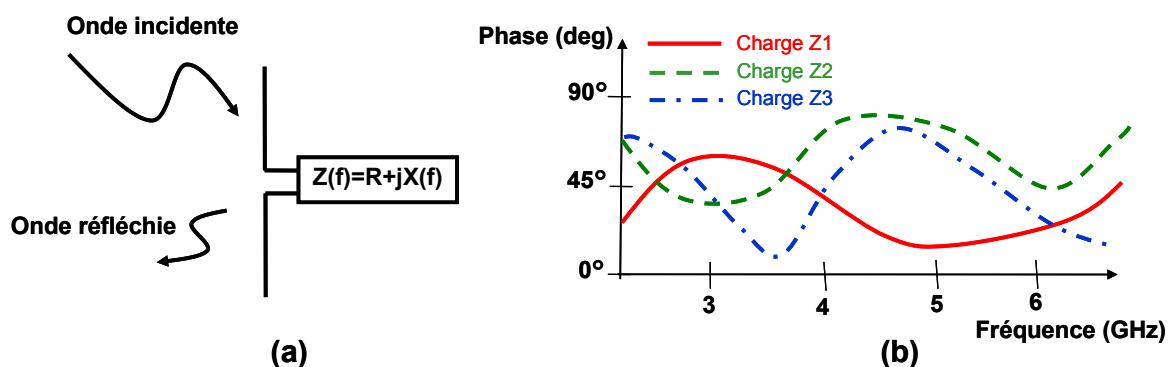


Fig. 2.9 Concept d'antenne connectée à une charge complexe introduit par Mukherjee [2.22][2.23].

Dans la solution proposée, la bande fréquentielle utilisée se situe entre 6.9 et 7.9 GHz ce qui implique l'utilisation d'une antenne ULB. La charge complexe envisagée est un filtre LC distribué réalisé avec une ligne micro ruban. La dimension de la charge est de $5 \times 12 \text{ mm}^2$ à laquelle il faut ajouter la surface de l'antenne ULB, de l'ordre $20 \times 20 \text{ mm}^2$, ce qui donne une dimension relativement réduite par rapport aux designs précédents. En revanche, la capacité de codage n'est pas clairement définie, car les auteurs ont du mal à quantifier le nombre de signatures différentes qu'il est possible d'obtenir avec ce concept de charge.

Un autre concept développé par Balbin *et al.* [2.24] utilise également la variation de phase pour coder l'information. A la différence de Mukherjee qui utilise une seule antenne ULB connectée à une charge complexe, Balbin utilise plusieurs antennes à bandes étroites connectées à des stubs en circuit ouvert de longueurs variables. Pour chaque antenne, en fonction de la longueur du stub, une variation relative de phase par rapport au cas où aucun stub n'est connecté est visible à la fréquence de résonance de l'antenne. Pour valider ce

concept, trois antennes patch de fréquence 2.15 GHz, 2.3 GHz et 2.45 GHz ont été utilisées comme on peut le voir sur la Fig. 2.10 (a).

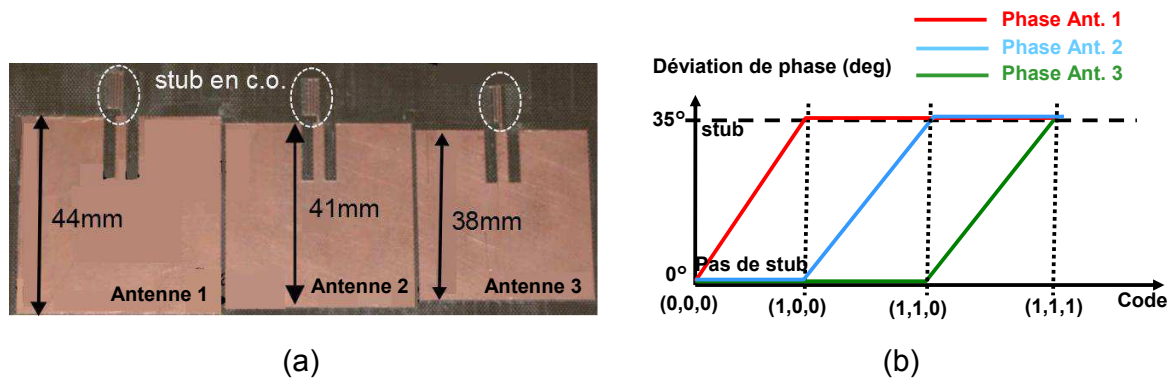


Fig. 2.10 (a) Vue du tag multi antennes en bandes étroites connectées à des stubs de longueur variable. (b) Principe de génération d'un identifiant en fonction de la phase.

Pour détecter une variation de phase relative, il faut une référence. Ainsi la mesure de la réponse électromagnétique du tag en polarisation horizontale permet d'obtenir cette référence de phase. En revanche la phase de la réponse du tag en polarisation verticale dépend des charges ou stubs, connectés aux antennes. C'est donc l'écart de phase entre polarisation verticale et horizontale qui peut être utilisé pour remonter à l'identifiant du tag (voir Fig. 2.10 (b)). Ce principe de détection semble apporter une certaine robustesse de lecture, puisqu'une mesure différentielle tirant partie de la diversité en polarisation est effectuée. En revanche les dimensions de ce tag restent relativement importantes par rapport à sa capacité de codage (3 bits).

2.1.2.4 Tags ULB à multiples antennes filtrantes

L'étape ultime pour minimiser la surface des tags sans puce est de rassembler la fonction antenne de réception, antenne d'émission et filtre dans un seul élément que nous pouvons appeler antenne filtrante (Signal Processing Antenna) ou plus simplement résonateur.

En 2005, Jalaly *et al.* [2.25] ont proposé une solution très simple, faisant appel à des dipôles multiples chargés par des capacités de valeurs variables afin de créer des résonances multiples dans le spectre. Une variante à la première solution proposée, fait appel à des résonateurs de type dipôle avec plan de masse de longueurs variables, en court-circuit [2.26] comme illustré Fig. 2.11 (a). Cette variante est plus intéressante car elle autorise un procédé de fabrication faible coût par impression jet d'encre conductrice. Ces dipôles sont toutefois déposés sur un substrat possédant un plan de masse. Ils se comportent donc comme des antennes « patches » court-circuitées qui résonnent à la demi longueur d'onde. Un modèle de ce type de résonateur peut être obtenu en considérant une ligne micro ruban en circuit ouvert à ses deux extrémités. C'est précisément au niveau de ces ouvertures que le re-rayonnement va s'opérer, chaque ouverture pouvant être modélisée par une antenne à fente [2.27]. Comme le montre la signature électromagnétique reçue par le système de détection, Fig. 2.7, à chaque résonance, nous pouvons observer un creux et non pas un pic de résonance comme on pourrait l'imaginer. En réalité ce creux est le résultat d'une interférence destructive entre la réponse du plan de masse seul et celle du dipôle à la résonance [2.28]. Ce phénomène est donc visible avec d'autres designs de tags sans puce possédant un plan de masse. Ce point sera développé de manière approfondie dans le chapitre 4.

La capacité de codage atteinte par la structure proposée par Jalaly [2.26] est de l'ordre de 5 bits en utilisant 5 résonateurs pour une surface relativement réduite de l'ordre de $25 \times 30 \text{ mm}^2$. La bande passante nécessaire s'étale entre 5.45 GHz et 5.85 GHz, soit 1 bit pour 100 MHz. Les mesures effectuées montrent qu'il est possible de détecter ce tag à une distance allant jusqu'à 2 m, pour une puissance d'émission de 500 mW.

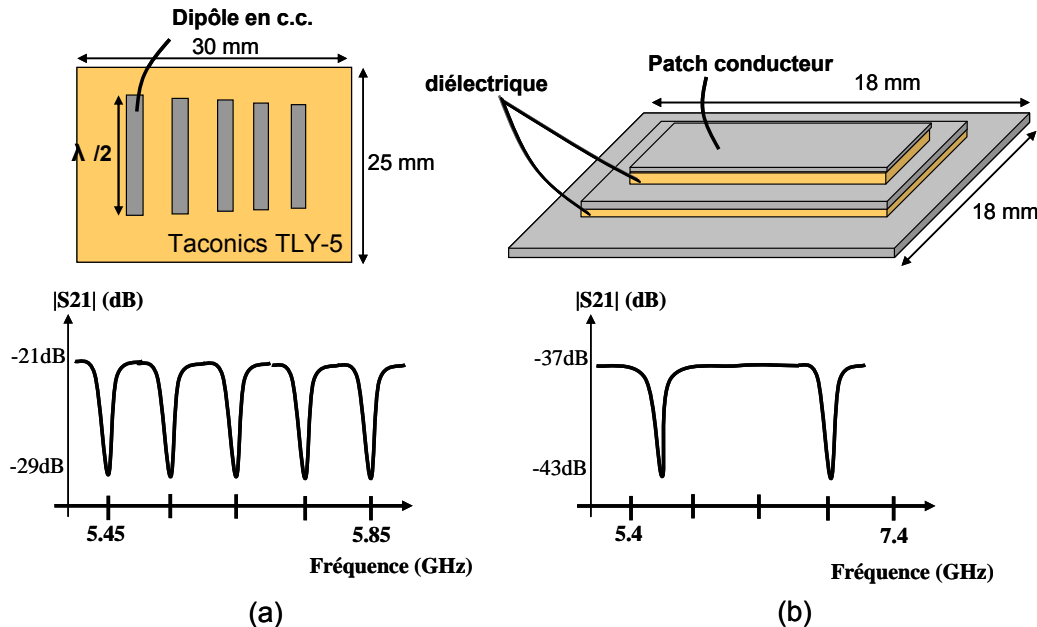


Fig. 2.11 (a) Dipôles en court-circuit avec plan de masse [2.29]. (b) Patch multicouche bi-bande [2.29].

Dans la même idée, Mukherjee en 2009 a transposé le concept d'antennes patches résonantes de Jalaly sous une forme 3D [2.29]. Plutôt que de positionner les dipôles côte à côte au dessus d'un plan de masse, l'idée a été de superposer plusieurs antennes « patch » (voir Fig. 2.11 (b)). Ainsi suivant la fréquence, un rectangle métallique peut résonner ou jouer le rôle de plan de masse pour un résonateur situé au dessus de lui. Ainsi un patch constitué de 3 couches peut résonner à deux fréquences différentes. L'aspect capacité de codage n'est pas abordé dans le papier, mais la possibilité de transformer ce tag en capteur de température pour environnement sévère est discutée. La surface du tag est de l'ordre de $18 \times 18 \text{ mm}^2$ pour des fréquences d'utilisation comprises entre 5.4 GHz et 7.4 GHz.

Nous observons ainsi que les designs précédents nécessitent au moins deux couches conductrices pour générer une signature électromagnétique présentant des pics de résonance relativement sélectifs. Toutefois, il y a un intérêt à se passer d'un plan de masse, notamment pour simplifier le procédé de fabrication des tags. Ainsi, dans un article datant de 2006, McVay *et al.* [2.30], présentent un tag RFID sans puce et sans plan de masse basé sur l'association de 5 résonateurs comme on peut le voir Fig. 2.12 (a). La bande fréquentielle utilisée s'étale entre 0.7 GHz et 0.9 GHz. Afin de diminuer la taille des résonateurs qui deviennent conséquents à ces fréquences, les courbes fractales de Peano et Hilbert sont utilisées respectivement à l'ordre 2 et 3. Ainsi la plus grande dimension des résonateurs est 0.07λ . La surface occupée pour contenir les 5 résonateurs est de l'ordre $150 \times 30 \text{ mm}^2$. Dans cet article est menée une étude de sensibilité du tag par rapport au support sur lequel il est positionné. Les auteurs montrent qu'un tag sans plan de masse peut être utilisé pour identifier un objet perturbateur tel qu'un rouleau de papier ($\epsilon_r=2.6$, $\tan\delta=0.08$).

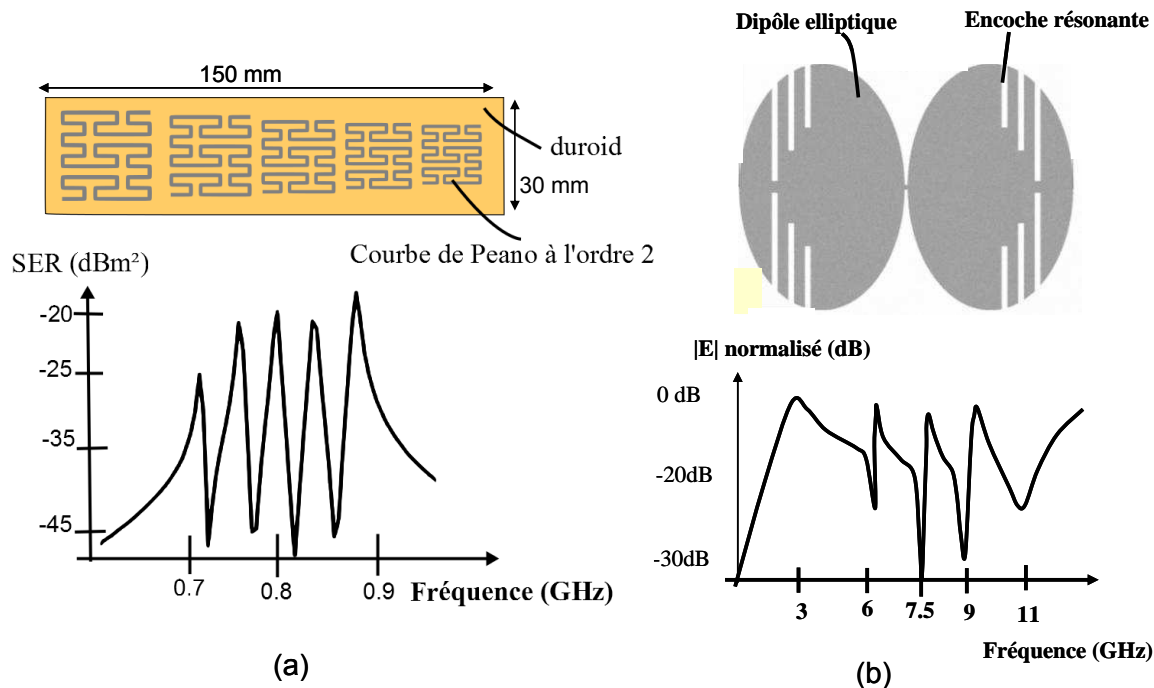


Fig. 2.12 Tag à multi résonateurs basé sur les courbes de Peano à l'ordre 2 [2.30]. (b) Dipôle elliptique à encoche de Blischak [2.31].

Un autre design, sans plan de masse fonctionnant dans la gamme de fréquence ULB a été proposé en 2009 [2.31]. La structure développée est un dipôle de forme elliptique qui présente une signature en bande ULB (voir Fig. 2.12 (b)). Des encoches sont réalisées dans les bras du dipôle afin de réaliser des filtres réjecteurs de bandes intégrés à l'antenne. La signature électromagnétique du tag présente des creux à certaines fréquences qui dépendent de la longueur des encoches. Dans l'exemple étudié, 3 encoches sont utilisées, ce qui donne une capacité de codage de 3 bits. Une grande partie du travail présenté consiste à la modélisation de la signature électromagnétique du tag sous la forme de pôles et de résidus. L'hypothèse de base tient du fait que toute réponse impulsionnelle $h(t)$ peut être modélisée par une somme d'exponentielles amorties caractérisées par des pôles et des résidus (2.5). Chaque pôle d'indice k contient l'information sur la fréquence ω_k et l'amortissement m_k alors que le résidu contient l'information sur l'amplitude A_k et la phase Φ_k .

$$h(t) = \sum_{k=1}^p A_k e^{j\phi_k} \cdot e^{-m_k t} \cdot e^{j\omega_k t} \quad (2.5)$$

Pour déterminer les pôles et les résidus associés à un tag, une technique d'extraction de pôles nommée « Matrix pencil » est appliquée sur sa réponse impulsionnelle. Un aspect intéressant de ce modèle est que l'amortissement et la pulsation du pôle sont indépendants du point d'observation et du niveau des champs électromagnétiques [2.31][2.32] contrairement à l'amplitude et la phase contenues dans le résidu. Une telle technique peut donc s'avérer utile pour extraire l'information propre au tag dans un environnement de détection qui est la plupart du temps variable (distance de lecture, positionnement du tag ...).

Enfin, plus récemment, en 2011, un papier mentionnant l'utilisation de résonateurs de type SRR (Split Ring Resonator) pour réaliser un tag sans puce est paru [2.33]. La démarche

utilisée dans ce travail est de considérer un tag sans puce comme un Surface Sélective en Fréquence multi-bandes. Un réseau de 10 SRR de taille identique est utilisé pour rejeter jusqu'à 4 fréquences. En fonction de l'orientation des gaps des différents SRR, les fréquences de réjection varient, et on peut observer jusqu'à 4 creux dans le spectre fréquentiel. Les auteurs estiment donc une capacité de codage équivalente de l'ordre de 4 bits contenue dans une surface de 10x20 mm. Le réseau de SRR a été réalisé par impression sur un support plastique au format carte de crédit (85x53 mm²). Pour lire l'identifiant du tag, un système de lecture, de fréquence 8 à 12 GHz, basé sur l'utilisation d'un guide d'onde ouvert a été expérimenté. L'intérêt de cette technique est que le signal d'émission est confiné dans le guide d'onde, ce qui règle le problème des puissances d'émission autorisées par la FCC ou l'ECC. En revanche, la lecture de l'identifiant du tag se fait au contact. Ce principe peut donc être utilisé pour des applications d'identification des personnes (titre de transport, ticket...) mais sera difficilement transposé à l'identification des objets, où une portée de lecture de l'ordre du mètre est préférable.

2.1.2.5 Tags THz codés en volume

La plupart des tags sans puce proposés fonctionnent dans les gammes de fréquences UHF (0.3-3 GHz) et SHF (3-30 GHz). Le codage en jeu est avant tout basé sur des phénomènes de résonance, la taille des éléments conducteurs étant de l'ordre de la demi longueur d'onde. En augmentant la fréquence de travail, les dimensions des tags deviennent bien plus grandes que la longueur d'onde du signal incident, ainsi des phénomènes de réflexion peuvent être utilisés pour de nouvelles formes de codage de l'information. L'autre intérêt de monter en fréquence est de pouvoir échapper aux normes d'émissions RF, notamment dans les gammes de fréquences THz (0.1-100 THz). Ainsi les premiers travaux de recherche concernant le développement d'un tag RFID sans puce dans les gammes de fréquences THz est apparu en 2010 [2.34][2.35]. Ce tag sans puce opère suivant le principe des cristaux photoniques qui permettent de rejeter des bandes fréquentielles, dites bandes interdites, de la même manière que les filtres réjecteurs de bandes énoncés précédemment. La structure proposée Fig. 2.13 (a) est composée d'une alternance de couches de matériaux ayant des indices optiques différents, ce qui constitue finalement un miroir de Bragg. La fréquence centrale et la largeur de la bande interdite dépendent à la fois de la largeur des couches, des indices des matériaux, et du nombre de couches.

Pour différencier les signatures électromagnétiques, la technique utilisée est de créer un ou des défauts dans la structure périodique (voir Fig. 2.13 (b)). Ils vont créer un ou plusieurs pics dans la bande interdite. En effet, l'apparition de ces défauts nécessite de casser la périodicité du miroir de Bragg en modifiant la couche d'air centrale, ou en la remplaçant par un autre matériau. Dans l'exemple étudié dans [2.34], 11 couches sont utilisées. Les matériaux sont du silicium d'indice optique 3.415 et de l'air, d'indice optique égal à 1. Leurs épaisseurs respectives sont 75 μm et 255 μm . La première bande interdite mesurée s'étale entre 150 et 350 GHz. Des résultats de mesures observés pour 4 configurations de défauts différents montrent le potentiel de cette technologie. La capacité de codage annoncée est de l'ordre de 15 bits.

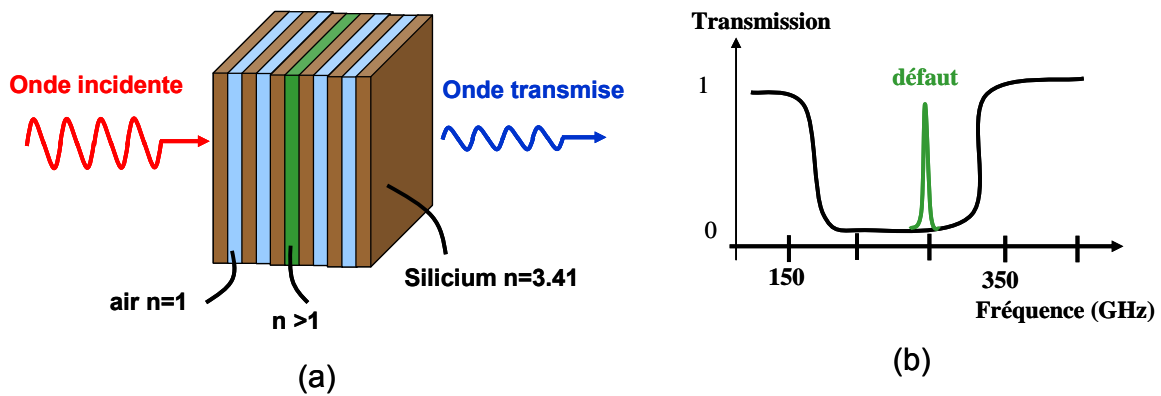


Fig. 2.13 (a) Structure périodique basée sur une alternance de couches de Silicium et d'air produisant une bande interdite dans les fréquences THz [2.34] [2.35]. (b) Caractéristique de transmission en fonction de la fréquence avec apparition d'un pic dans la bande interdite.

2.1.3 Tags à imagerie 2D

Les tags basés sur des approches temporelles ou fréquentielles font appel à des systèmes de détection qui n'ont pas besoin de diversité spatiale pour être détectés. Les mesures sont donc effectuées suivant une seule direction d'émission / réception. Afin d'augmenter la quantité d'informations, certains travaux ont cherché à transposer les techniques d'imagerie radar pour la détection de tags RFID sans puce. Ainsi avec cette technique, il est possible de remonter à la géométrie des tags et par la suite à son identifiant. La société InkSure Technologies [2.36] a développé un tag sans puce nommé SARcode en 2007 [2.37] capable d'être détecté jusqu'à une distance de 2.5 m. Le système de lecture fonctionne comme un radar à synthèse d'ouverture à 60 GHz pour remonter à la géométrie des éléments métalliques déposés sur le tag. Pour cela un réseau d'antennes positionnées en arc de cercle est utilisé (voir Fig. 2.14). Le tag est composé de petits éléments métalliques imprimés les uns à côté des autres (voir Fig. 2.14). La modification de l'identifiant du tag est réalisée en faisant varier la position verticale de chaque élément métallique. Les motifs imprimés sont très proches et génèrent des taches de diffraction qui se recouvrent. Un logiciel de traitement d'images permet de les séparer en se basant sur le fait que les phénomènes d'étalement liés à la diffraction sont prédictibles. Ainsi une capacité de codage de 96 bits est atteinte avec une surface de $108 \times 15 \text{ mm}^2$. Du fait que le tag peut être imprimé directement sur le produit et que la capacité de codage est relativement importante, cette solution est prometteuse. Toutefois, un point négatif vient du fait que le tag doit être positionné assez précisément en face de l'antenne pour que les figures de diffraction puissent être analysées. En outre, le coût d'un système de lecture est relativement élevé (plusieurs dizaines de kilos euros) par rapport aux systèmes RFID sans puce fonctionnant en RF (< 4 kilos euros).

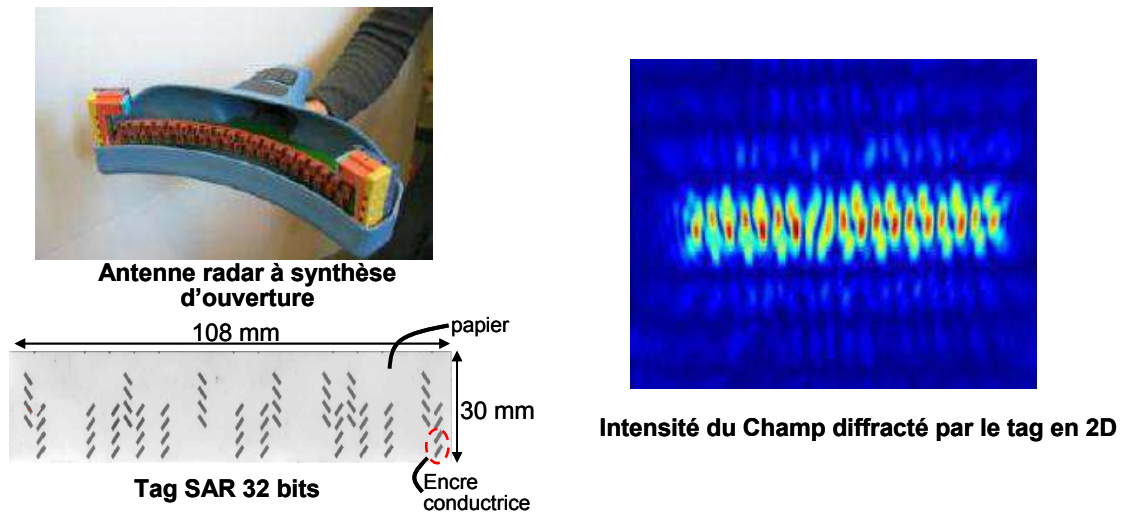


Fig. 2.14 Système SARCode développé par Inksure [2.36][2.37].

2.1.4 Tags TFTC

L'électronique imprimée suscite également l'intérêt des industriels car elle est une alternative à la RFID sans puce et pourrait potentiellement permettre de baisser de manière importante les coûts de réalisation des tags RFID conventionnels. L'idée dans ce cas consiste à transposer la puce d'un tag conventionnel au format électronique imprimée TFTC (Thin Film Transistor Circuit) [2.38]. L'intérêt étant de pouvoir détecter les tags TFTC avec les mêmes lecteurs et les mêmes protocoles utilisés pour la RFID conventionnelle. En contrepartie, dans ce cas, la puce réalisée est rudimentaire, car elle ne possède pas de microcontrôleur ou de mémoire reprogrammable. La taille mémoire est de l'ordre de quelques bits. Les transistors sont donc directement imprimés sur le support du tag. Depuis 2007, des compagnies comme PolyIC ou Kovio [2.37] proposent des tags RFID totalement imprimés fonctionnant dans la gamme HF à 13.56 MHz (voir Fig. 2.15 (a) et (b)).

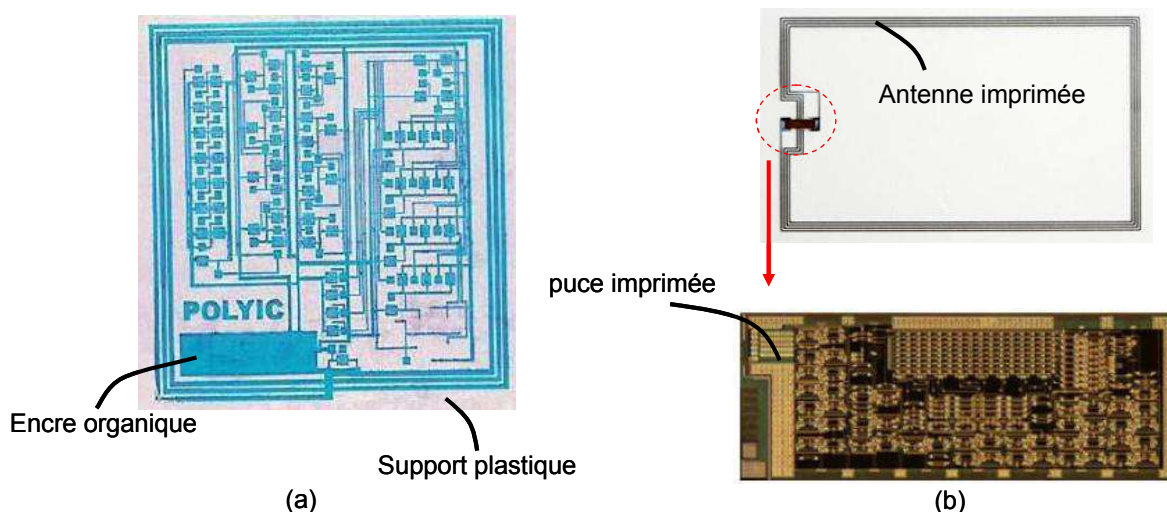


Fig. 2.15 (a) Tag HF PolyIC imprimé avec des encres organiques [2.37]. (b) Tag HF Kovio imprimé avec des encres inorganiques à base de nano-silicium [2.37].

Le tag PolyID commercialisé par PolyIC fonctionne suivant la norme actuelle ISO/IEC 14443, ce qui est très intéressant pour les utilisateurs car ils peuvent conserver leur système de détection existant. Les tags ont une capacité mémoire de quelques bits. De plus, cet espace mémoire n'est pas accessible en écriture. Les fréquences de fonctionnement utilisables avec l'électronique imprimée organique sont limitées par la mobilité des porteurs de charge dans les plastiques conducteurs (de l'ordre de $0.3 \text{ cm}^2/\text{Vs}$). A titre de comparaison une mobilité de $5000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ caractérise le semi-conducteur InGaAs. En conséquence, seuls des tags RFID opérant à 125 kHz et 13.56 MHz ont été actuellement réalisés avec des matériaux organiques. Pour surpasser les limitations des matériaux organiques, la compagnie Kovio développe un procédé d'impression faisant appel à une encre inorganique à base de nano silicium. Ainsi la mobilité des porteurs de charge obtenue est actuellement de $80 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, avec comme objectif $250 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ atteignable dans un futur proche. Ceci devrait rendre possible l'impression de tags UHF. Mais à l'heure actuelle (en 2012) de nombreux défis restent encore à relever, comme l'amélioration de la conductivité des encres et la diminution de leur coût, ainsi que la miniaturisation de la surface des tags. Il semble donc que la RFID sans puce, ne faisant pas appel à la TFTC, soit aujourd'hui la solution à adopter pour des applications d'identification bas coût dans un avenir proche.

2.2 Comparaison des technologies RFID sans puce actuelles

Pour conclure sur la partie précédente, nous pouvons dresser un comparatif des principales technologies RFID sans puce qui ont été proposées à ce jour et dont la plupart sont encore au stade de recherche. Ceci nous permettra d'identifier les technologies les plus prometteuses et de répondre aux attentes des futurs marchés potentiels qui seront évoqués dans la partie suivante. Le Tab. 2.2 rassemble toutes les technologies évoquées dans la partie 2.1 de ce chapitre. Les critères de performance des tags définis ici sont : la capacité mémoire, la capacité de lecture / écriture, la surface nécessaire, la bande passante requise, le coût de fabrication, la distance de lecture et la gestion des collisions. Les lignes surlignées dans ce tableau représentent les technologies potentiellement imprimables en totalité avec des procédés simples permettant d'atteindre des coûts de fabrication les plus bas. Malheureusement, il n'existe pas de solution sans puce universelle qui nous permette aujourd'hui d'obtenir à la fois une capacité mémoire importante, une surface réduite et un coût modéré. Certaines solutions offrent pourtant un compromis et nous en avons retenus quelques unes fonctionnant dans les gammes de fréquence ULB ou inférieures. Ceci permet entre autres de limiter le prix d'un potentiel lecteur chipless adapté.

Tabl. 2.2 Comparatif des technologies RFID sans puce et imprimables

Technologie	Mémoire	Accès	Surface	BP	Fabric.	Portée	Anticol.
SAW [2.1][2.4]	256 bits	Lecture	10x10mm ² + ant.	2.45GHz	Non impr.	30m	Oui
Ligne à retard [2.6] [2.7]	8 bits	Lecture	82x106mm ² +ant.	ULB	Impr.	NR	Non
Ligne à retard CRLH [2.8][2.9]	6.1 bits	Lecture	260x30mm ² +ant.	ULB	Non impr.	NR	Non
Ligne à retard E/S [2.10] [2.11]	2 bits	Lecture	NR	ULB	Non impr.	NR	Non
Tag LC EAS [2.13]	1bit	Lecture	NR	1-50MHz	Impr.	1m	Spectrale
Tag à double antennes et circuit passifs [2.15] [2.16] [2.19]	35 bits	Lecture	88x65mm ²	ULB	Impr.	1m	Non
Tag à dipôles repliés [2.21]	6 bits	Lecture	40x40mm ²	ULB	Impr. (2 couches)	NR	Non
Charge complexe [2.22][2.23]	NR	Lecture	5x12mm ² +20x20mm ²	ULB	Impr.	NR	Non
Patchs avec stub [2.24]	3 bits	Lecture	125x50mm ²	2.15-2.45GHz	Impr.	NR	Non
Multi dipôles [2.25] [2.26]	5 bits	Lecture	25x30mm ²	5.45-5.85GHz	Impr.	2m (500mW)	Non
Patchs superposés [2.29]	2 bits	Lecture	18x18mm ²	ULB	Impr.	NR	Non
Peano/Hilbert [2.30]	5 bits	Lecture	150x30mm ²	0.7-0.9GHz	Impr.	NR	Non
Dipôle à fentes [2.31]	3 bits	Lecture	NR	ULB	Impr.	NR	Non
Multi SRR [2.33]	4 bits	Lecture	10x20mm ²	8-12GHz	Impr	Contact	Non
Tags THz [2.34][2.35]	15 bits	Lecture	NR	THz	Impr. (multi couches)	contact	Non
Imagerie SAR [2.36] [2.37]	96 bits	Lecture	108x15mm ²	60GHz	Impr.	2.5m	Spatiale
TFTC [2.38]	4 bits	Lecture	80x50mm ²	13.56MHz	Impr (multi couches)	< 1m	Oui

Avant d'énumérer les différentes applications actuelles et futures de la RFID sans puce, il semble judicieux de comparer ses caractéristiques avec le code à barres optique et la RFID conventionnelle. Par rapport au code à barres optique, la RFID sans puce démontre :

- une capacité de codage inférieure,
- un coût de réalisation du même ordre de grandeur si des techniques d'impression à encre conductrice sont utilisées,
- une robustesse de lecture améliorée,
- une portée de lecture supérieure,

Par rapport à la RFID conventionnelle, la RFID sans puce :

- est largement moins coûteuse, d'autant plus si des techniques d'impression à encre conductrice sont utilisées,
- est plus robuste aux environnements sévères (rayonnement nucléaire, gamme de température élargie, charges électrostatiques),
- est plus robuste aux contraintes mécaniques (pas de collage/soudure de l'antenne sur la puce),
- peut être détectée le plus souvent à une distance de lecture moins élevée (de l'ordre du mètre),
- a une capacité mémoire beaucoup plus réduite,
- possède une zone de données figées et non réinscriptible,
- n'a pas de mécanisme de gestion des collisions.

Nous voyons donc apparaître des caractéristiques hybrides issues des deux technologies d'identification majeures qui reprennent certains avantages et inconvénients de l'une et de l'autre. Nous allons voir dans la partie suivante quelles sont les applications actuelles et futures qui emploient ou qui sont susceptibles d'employer très prochainement des tags sans puce.

2.3 Etude de marché concernant les technologies RFID sans puce et imprimables

La part de marché de la RFID sans puce est aujourd'hui extrêmement faible face aux marchés de la RFID HF et UHF. Ceci est un peu moins vrai si l'on considère les systèmes antivol comme des tags RFID sans puce 1 bit. L'émergence des travaux de recherche sur la RFID sans puce est apparue dans l'idée de diminuer les coûts unitaires de tags RFID pour adresser notamment le marché de l'identification globale des objets de grande consommation qui est aujourd'hui dominé par le code à barres optique. Le marché des postes et des librairies pour l'identification de colis et des livres sont des débouchés potentiels. Cependant un coût unitaire de l'ordre de 1 centime [2.37] est la condition nécessaire fixée par les industriels pour pouvoir attaquer ces marchés. D'une manière générale, ce que peut apporter la RFID au monde de l'identification, c'est avant tout l'ajout de fonctionnalités de traçabilité, une lecture plus robuste et à distance. Ces caractéristiques ouvrent le champ aux systèmes d'identifications automatiques. Dans les années à venir beaucoup d'espoirs sont placés dans

les RFID sans puce, imprimables pour parvenir à détrôner le code à barres optique ou du moins, à le concurrencer. L'étude qui suit est basée sur quelques résultats issus d'une étude de marché réalisée par IdTechEx concernant les prévisions de croissance des RFID sans puce et imprimables de 2009 à 2019 [2.37].

Le nombre de tags RFID avec puce vendus en 2009 s'est élevé à 2,13 milliards contre 30 millions pour les technologies sans puce et imprimées. Cependant, il est attendu que la tendance s'inverse dans les prochaines années avec un équilibre en 2017 et un net avantage des technologies sans puce et imprimées en 2019 avec 533 milliards d'unités vendues contre 140 milliards pour les technologies à puce. Paradoxalement, les parts de marché des tags RFID sans puce et imprimés représenteraient le tiers de l'enveloppe globale avec 4 milliards de dollars contre 8 milliards pour les tags avec puce. Cela s'explique notamment par la diminution du coût des tags sans puce qui devrait atteindre en moyenne 0.4 centimes d'euro en 2019 contre 4 centimes pour les tags avec puce. Ces chiffres sont très importants mais doivent être comparés aux 10 000 milliards de codes à barres générés chaque année. Les Fig. 2.16 (a) et (b) montrent l'allure du nombre d'unités vendues et des parts de marché pour les technologies RFID avec et sans puce.

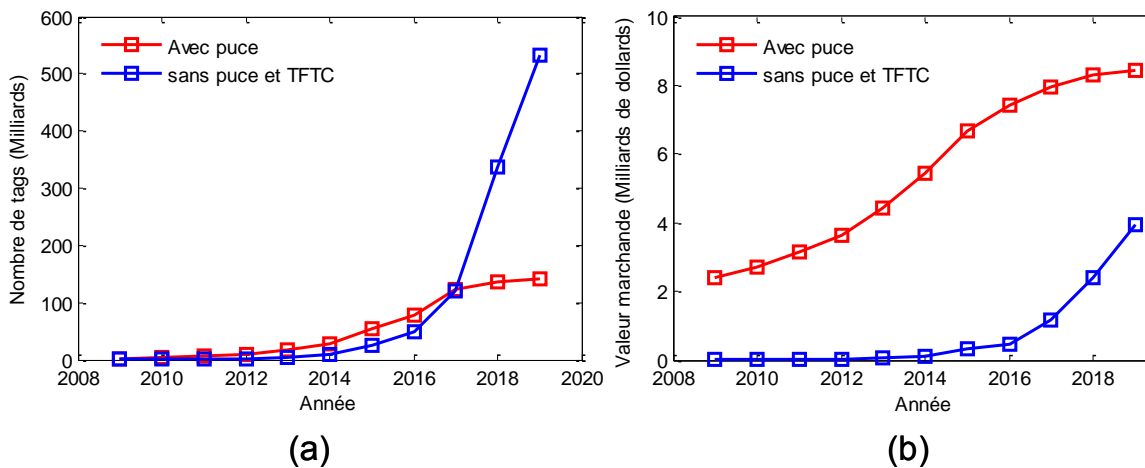


Fig. 2.16 Prévisions de croissance des technologies RFID jusqu'à 2019. (a) En nombre d'unités vendues, (b) en valeur marchande [2.37].

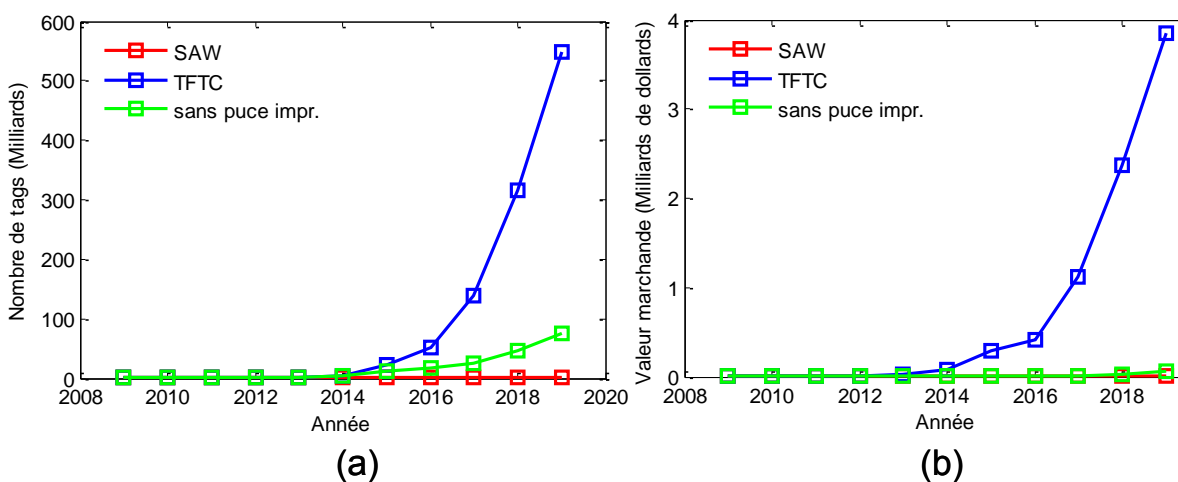


Fig. 2.17 Prévisions de croissance des différentes technologies RFID sans puce et imprimables jusqu'à 2019. (a) En nombre d'unités vendues, (b) en valeur marchande [2.37].

Si nous nous intéressons plus particulièrement aux technologies sans puce, un comparatif peut être réalisé. Les grandes familles sont les tags SAW non imprimables, les tags imprimables TFTC, et les tags imprimables sans puce.

La plus grande part de marché prédite pour 2019 est attribuée aux technologies TFTC dites électroniques imprimées avec 549 milliards d'unités vendues comme illustré Fig. 2.17 (a) et (b). Le fait de pouvoir remplacer des tags avec puces sans avoir à changer de lecteur et de conserver la fonctionnalité d'accès en lecture/écriture ainsi que la possibilité de désactiver les tags en sont les raisons principales. En effet les industriels sont prêts à payer plus cher que le coût de réalisation d'un code à barres afin de bénéficier des fonctionnalités que leur apportent aujourd'hui les tags RFID avec puce silicium. En revanche, il existe une part d'incertitude sur ces chiffres assez marketings, qui font l'impasse sur le fait que le développement de la technologie doit relever de nombreux défis d'ici 2019.

La technologie SAW qui a été la première solution de tags sans puce commercialisée restera sur des marchés très spécifiques et en 2019, le nombre de ventes est estimé à près de 200 millions d'unités.

Les technologies sans puce imprimables permettront d'adresser de nombreux marchés de niches (avec des quantités moindres que pour les tags TFTC et 75 milliards d'unités vendues prévues en 2019). Dans cette catégorie de tag bas coût que sont les tags RFID sans puces imprimés, les principaux travaux qui devront être accomplis dans les prochaines années seront :

- la définition de standard pour créer des systèmes d'identification ouverts comme pour le code à barres optiques,
- l'augmentation de la capacité mémoire
- la possibilité d'écrire des données ou du moins la capacité de désactivation des tags.

C'est à ces conditions que les tags sans puce imprimés pourront pleinement s'imposer.

2.3.1 Applications actuelles

Les applications actuelles de la RFID sans puce sont encore mal identifiées à l'exception de certaines comme les systèmes antivols EAS évoqués précédemment qui eux adressent des marchés colossaux. Les systèmes antivols utilisent en effet la version la plus simple des tags sans puce, c'est-à-dire les tags 1 bit fonctionnant dans les fréquences HF [2.13] (antennes boucles) et micro-ondes (dipôle connecté à une diode). Le nombre des ventes annuelles s'élève à 6 milliards d'euros et le coût unitaire des tags est de quelques centimes. Ce marché de masse est donc un exemple à suivre et toutes les conditions sont réunies pour réitérer ce succès avec des tags sans puce multi bits imprimés. Ceci à condition, bien sûr, de proposer des systèmes de lecture fiable et faible coût.

Les tags sans puce basés sur une technologie SAW de la société RFSAW [2.39] ont également rencontrés un succès, mais à bien moins grande échelle que pour les systèmes EAS. Dans ce cas ce n'est pas leur coût qui a permis leur déploiement mais plutôt leur

aptitude à fonctionner dans des environnements sévères et leur portée de lecture supérieure à celles pouvant être obtenues avec des tags passifs. En effet les tags SAW sont capables de fonctionner dans des gammes de température étendues (+/- 200°C) par rapport à ceux avec puces (-50 à +85°C). De plus, ils présentent une certaine robustesse aux rayonnements gamma, ce qui les rend compatibles avec une utilisation dans le domaine spatiale. La NASA (National Aeronautics and Space Administration) utilise ces tags pour faciliter le rangement des objets dans la station internationale. Dans le domaine des importations/exportations de nourriture, les stérilisations se font à l'aide de doses de rayonnement gamma qui en général suffisent pour détruire les puces des tags. Des études ont montré que les tags SAW ne sont pas détériorés par cette phase de stérilisation [2.37], ce qui ouvre la voie à une traçabilité des marchandises au niveau mondial. Les tags SAW de MicroDesign sont également utilisés pour le contrôle de véhicules dans les péages autoroutiers automatiques. Leur portée de lecture intéressante ainsi que leur coût unitaire plus faible que les tags RFID actifs leur ont permis de s'imposer sur les autoroutes de Norvège.

Globalement, les marchés actuels et potentiels pour les différentes technologies RFID sans puce commercialisées aujourd'hui sont des marchés de niche, très spécifiques, freinés essentiellement par le manque de standard et pour certains d'entre eux par le prix des tags. Ces critères sont fondamentaux pour attaquer des marchés plus globaux.

2.3.2 Applications futures

Avec les développements en cours notamment sur les procédés d'impression d'encres conductrices sur des substrats papiers ou plastiques, qui permettront probablement d'atteindre des coûts de l'ordre de 0.4 centimes en 2019 [2.37], de nouvelles perspectives sont envisageables. Harrop *et al.* [2.37] énoncent clairement dans leur étude qu'une capacité de 24 bits sera nécessaire pour attaquer des marchés volumineux et que 128 bits seront requis pour attaquer les marchés de la grande consommation.

Avec les tags sans puce, l'attente des compagnies spécialisées dans l'acheminement des marchandises ne se limite pas à l'identification des palettes mais bien d'aller jusqu'à l'identification de chaque produit. Cette fonctionnalité n'est actuellement pas mise en œuvre avec les codes à barres optiques, où un code identifie une famille de produit et non pas un produit unitaire. L'apport de la RFID par rapport au code à barres est l'ajout de cette nouvelle dimension en terme de traçabilité. Chaque produit pourra être tracé de manière indépendante à chaque étape de son acheminement.

De plus, les tags RFID sans puce, à l'image des tags avec puces peuvent se transformer en capteurs (voir chapitre 6). Ainsi des tags bas coût associés à des produits fragiles tels que de la nourriture pourront donner par exemple des indications sur la continuité ou non de la chaîne de froid. Une généralisation de l'utilisation de tags RFID sans puce sera possible uniquement si le coût d'un tag devient similaire à celui d'un code à barres, la barre étant fixée à un coût inférieur à 1 centime de dollar. Ce genre de marché pourra être adressé à des tags sans puce directement imprimés sur les produits. Actuellement il est dominé par les codes à barres et plusieurs milliers de milliards d'unités sont vendues par an. Toutefois, une capacité mémoire de 128 bits est le minimum requis pour adresser ce marché.

Les tags sans puce ont également un rôle à jouer dans le monde du transport et du contrôle d'accès. Aujourd'hui quasiment toutes les grandes villes du monde possèdent un réseau de transport urbain qui comporte des systèmes de contrôle automatisés faisant appel

aux technologies RFID. Dans ce marché, c'est la RFID HF qui s'est imposée, avec des millions de titres de transport vendus chaque année pour les plus grands réseaux. Le coût unitaire d'un tag RFID HF est de l'ordre de 40 centimes d'euros, il y a donc un réel intérêt à envisager l'utilisation de tags RFID sans puce en remplacement de ces technologies. Pour adresser ce marché, les principaux obstacles à surmonter pour la RFID sans puce sont la possibilité d'écrire des données dans le tag ainsi que la capacité mémoire supérieure qui devra être portée à 128 bits.

Enfin les centres d'acheminement des colis postaux sont contraints aujourd'hui d'utiliser des codes à barres 1D ou 2D pour l'identification des objets. La raison principale étant le coût trop élevé des tags RFID actuels. Et pourtant les systèmes RFID sont bien mieux adaptés à l'identification automatique que les codes à barres optiques ceci notamment grâce à une certaine robustesse de lecture, à grandes distances, apporté par les ondes RF. Ainsi il apparaît clairement que la RFID sans puce a un rôle à jouer dans le monde de l'acheminement des colis. Le marché est colossal, les postes américaines comptaient 650 milliards d'objets postés en 2009. En France, en 2010 selon une étude de l'ARCEP [2.40] (Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes) le nombre d'objets postés s'est élevé à presque 19 milliards.

2.4 Problématique étudiée dans cette thèse

Les deux parties précédentes nous ont permis de dresser un comparatif des différentes solutions existantes de RFID sans puce et de déterminer les performances requises suivant les marchés visés. Nous pouvons donc remarquer que pour la plupart, un grand écart sépare encore les performances atteintes de celles attendues pour un réel essor sur le plan industriel. Dans cette thèse, nous allons donc tenter de répondre à certaines limitations actuelles de la RFID sans puce, à savoir :

- D'après le comparatif, il apparaît clairement que les tags sans puces basés sur une approche spectrale s'approchent le plus des exigences techniques requises en terme applicatif. Nous avons donc décidé d'orienter nos recherches dans cette voie. De plus, l'aspect potentiellement imprimable de plusieurs designs proposés dans l'état de l'art nous conforte dans cette idée. Nous écarterons donc de notre étude les tags SAW, les tags TFTC et les tags basés sur une approche de codage temporel.
- Le premier travail, et non le moindre, consistera à rechercher des solutions pour diminuer la surface requise par les tags sans puce. Aujourd'hui le design proposant la plus grande capacité mémoire, c'est-à-dire 35 bits nécessite une surface relativement importante de l'ordre de 88x65 cm² supérieure au format carte de crédit (85x55 cm²).
- Nous travaillerons ensuite sur l'amélioration du codage des informations afin d'augmenter la capacité mémoire des tags. Nous l'avons vu précédemment, 24 bits est le minimum requis.
- Une étude sera menée pour tenter d'améliorer la robustesse de détection des tags sans puce. Ainsi les problèmes de positionnement, de polarisation, de portée de lecture et de perturbation du tag liés à son environnement proche seront adressés. Cette étude est d'autant plus importante car elle n'a encore jamais été réellement conduite par la communauté scientifique bien que la perturbation de l'environnement sur le tag reste une des limitations actuelles des tags RFID sans puce sans plan de masse.

- Dans l'état de l'art actuel sur la RFID, les systèmes de lecture proposés sont très peu nombreux et les systèmes évoqués sont loin de répondre aux exigences des autorités de régulation comme la FCC aux USA ou l'ECC en Europe. Nous tenterons d'y apporter une réponse notamment avec le développement d'un système de détection ULB basé sur l'émission d'impulsions radios.
- Les RFID sont préférables aux codes à barres optiques dans le monde de la traçabilité notamment parce que les tags sont capables d'être à la fois lus et écrits et que des fonctionnalités de capteur de température ou d'autres grandeurs peuvent être embarquées. Nous consacrerons donc une partie de ce travail de thèse pour tenter d'y apporter un début de réponse. Ceci permettra d'ouvrir les travaux menés durant cette thèse vers de nouvelles perspectives de recherche.

2.5 Conclusion

Ce chapitre a introduit les différentes formes de technologies RFID sans puce, qui comme pour la RFID conventionnelle, sont nombreuses et très variées. Une brève étude des marchés actuels et futurs a permis d'établir les conditions nécessaires pour que les tags sans puce puissent s'imposer en tant que technologie d'identification compétitive et fiable. Les conditions nécessaires étant un faible coût de réalisation, une robustesse de détection accrue, une capacité mémoire minimum de 24 bits (idéalement 128 bits), et la possibilité d'ajouter éventuellement des fonctionnalités de capteur de l'environnement. Partant de là, les technologies sans puce actuelles ont été identifiées et des axes d'amélioration proposés pour qu'à l'issue de ce travail de thèse, certains des points bloquants qui freinent le déploiement en masse des tags sans puce soient levés. Le chapitre qui suit traite des différentes techniques de codages utilisées en RFID sans puce et donne les directions à suivre pour augmenter les capacités mémoire pour une surface donnée.

Bibliographie

- [2.1] HARTMANN C. A global saw id tag with large data capacity. *Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE*, 2002, p.65-69.
- [2.2] SHAKER G, SAFAVI-NAEINI S, SANGARY N & TENTZERIS M. Inkjet printing of ultra-wideband (uwb) antennas on paper-based substrates. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2011 , vol. 10, p.111-114.
- [2.3] FINKENZELLER K. *Rfid handbook: fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near-field communication*. Wiley. 2010.
- [2.4] NYSEN P, SKEIE H & ARMSTRONG D. System for interrogating a passive transponder carrying phase-encoded information. *US Patent 4725841*, 1988
- [2.5] KIM J. Saw based chipless passive rfid tag using cellulose paper as substrate and method for manufacturing the cellulose paper. *WO Patent WO/2008/056,848*, 2008
- [2.6] ZHANG L, RODRIGUEZ S, TENHUNEN H & ZHENG L. An innovative fully printable rfid technology based on high speed time-domain reflections. *High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis, 2006. HDP'06. Conference on*, 2006, p.166-170.
- [2.7] ZHENG L, RODRIGUEZ S, ZHANG L, SHAO B & ZHENG L. Design and implementation of a fully reconfigurable chipless rfid tag using inkjet printing technology. *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, 2008, p.1524-1527.
- [2.8] MANDEL C, SCHUSSLER M, MAASCH M & JAKOBY R. A novel passive phase modulator based on lh delay lines for chipless microwave rfid applications. *Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID, 2009. IMWS 2009. IEEE MTT-S International Microwave Workshop on*, 2009, p.1-4.
- [2.9] SCHULER M, MANDEL C, MAASCH M, GIERS A & JAKOBY R. Phase modulation scheme for chipless rfid-and wireless sensor tags. *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, p.229-232.
- [2.10] CHAMARTI A & VARAHRAMYAN K. Transmission delay line based id generation circuit for rfid applications. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2006 , vol. 16, p.588-590.
- [2.11] VEMAGIRI J, CHAMARTI A, AGARWAL M & VARAHRAMYAN K. Transmission line delay- based radio frequency identification (rfid) tag. *Microwave and optical technology letters*, 2007 , vol. 49, p.1900-1904.
- [2.12] SHRESTHA S, BALACHANDRAN M, AGARWAL M, PHOHA V & VARAHRAMYAN K. A chipless rfid sensor system for cyber centric monitoring applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2009 , vol. 57, p.1303-1309.

- [2.13] TAGSENSE. www.tagsense.com.
- [2.14] KIRIAZI J, NAKAKURA J, LUBECKE V & HALL K. Low profile harmonic radar transponder for tracking small endangered species. *Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007. 29th Annual International Conference of the IEEE, 2007*, p.2338-2341.
- [2.15] PRERADOVIC S, BALBIN I, KARMAKAR N & SWIEGERS G. A novel chipless rfid system based on planar multiresonators for barcode replacement. *RFID, 2008 IEEE International Conference on, 2008*, p.289-296.
- [2.16] PRERADOVIC S, ROY S & KARMAKAR N. Fully printable multi-bit chipless rfid transponder on flexible laminate. *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific, 2009*, p.2371-2374.
- [2.17] PRERADOVIC S & KARMAKAR N. Design of short range chipless rfid reader prototype. *Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), 2009 5th International Conference on, 2009*, p.307-312.
- [2.18] PRERADOVIC S, KARMAKAR N & ZENERE M. Uwb chipless tag rfid reader design. *RFID-Technology and Applications (RFID-TA), 2010 IEEE International Conference on, 2010*, p.257-262.
- [2.19] PRERADOVIC S & KARMAKAR N. Design of fully printable planar chipless rfid transponder with 35-bit data capacity. *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European, 2009*, p.13-16.
- [2.20] PRERADOVIC S & KARMAKAR N. 4th generation multiresonator-based chipless rfid tag utilizing spiral ebgs. *Microwave Conference (EuMC), 2010 European, 2010*, p.1746-1749.
- [2.21] BALBIN I & KARMAKAR N. Novel chipless rfid tag for conveyor belt tracking using multi-resonant dipole antenna. *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European, 2009*, p.1109-1112.
- [2.22] MUKHERJEE S. Chipless radio frequency identification by remote measurement of complex impedance. *Wireless Technologies, 2007 European Conference on, 2007*, p.249-252.
- [2.23] MUKHERJEE S. Chipless radio frequency identification (rfid) device. *RFID Eurasia, 2007 1st Annual, 2007*, p.1-4.
- [2.24] BALBIN I & KARMAKAR N. Phase-encoded chipless rfid transponder for large-scale low-cost applications. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2009*, vol. 19, p.509-511.
- [2.25] JALALY I & ROBERTSON I. Capacitively-tuned split microstrip resonators for rfid barcodes. *Microwave Conference, 2005 European, 2005*, p.1-4.
- [2.26] JALALY I & ROBERTSON I. Rf barcodes using multiple frequency bands. *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 2005*, p.1-4.
- [2.27] BALANIS C. *Antenna theory: analysis and design*. Wiley. 2005.

- [2.28] KARMAKAR N. *Handbook of smart antennas for rfid systems*. Wiley Online Library. 2010.
- [2.29] MUKHERJEE S & CHAKRABORTY G. Chipless rfid using stacked multilayer patches. *Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2009*, 2009, p.1-4.
- [2.30] MCVAY J, HOORFAR A & ENGHETA N. Theory and experiments on peano and hilbert curve rfid tags. *Proceedings of SPIE*, 2006, p.624808.
- [2.31] BLISCHAK A & MANTEGHI M. Pole residue techniques for chipless rfid detection. *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09. IEEE, 2009*, p.1-4.
- [2.32] LEE J & KIM H. Radar target discrimination using transient response reconstruction. *Journal of electromagnetic waves and applications*, 2005 , vol. 19, p.655-669.
- [2.33] JANG H, LIM W, OH K, MOON S & YU J. Design of low-cost chipless system using printable chipless tag with electromagnetic code. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2010 , vol. 20, p.640-642.
- [2.34] TEDJINI S, PERRET E, DEEPU V, BERNIER M, GARET F & DUVILLARET L. Chipless tags for rf and thz identification. *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, 2010, p.1-5.
- [2.35] BERNIER M, GARET F, PERRET E, DUVILLARET L & TEDJINI S. Terahertz encoding approach for secured chipless radio frequency identification. *Appl. Opt*, 2011 , 50, p.4648-4655.
- [2.36] INKSURE TECHNOLOGIES. www.inksure.com.
- [2.37] HARROP P & DAS R. Chipless rfid forecasts, technologies & players 2009-2019. *IDTechEx*, 2009
- [2.38] SUBRAMANIAN V, FRECHET J, CHANG P, HUANG D, LEE J, MOLESA S, MURPHY A, REDINGER D & VOLKMAN S. Progress toward development of all-printed rfid tags: materials, processes, and devices. *Proceedings of the IEEE*, 2005 , vol. 93, p.1330-1338.
- [2.39] RFSAW. www.rfsaw.com.
- [2.40] ARCEP. Observatoire des activités postales 2010. 2011.

Chapitre 3 : Techniques de codage de l'information en RFID sans puce

Le codage de l'information est un élément essentiel en RFID sans puce, il influe directement sur les performances d'un tag sans puce. Ce chapitre propose de faire un état de l'art sur les différentes méthodes de codage qui peuvent être employées en RFID sans puce. Une introduction générale portant sur la manière d'affecter un identifiant à un signal quelconque précédera une étude plus détaillée sur les techniques employées dans le cas d'une approche temporelle, ou fréquentielle. Des critères de performance seront introduits pour comparer les différentes solutions possibles.

Sommaire – Chapitre 3

3	Chapitre 3 : Techniques de codage de l'information en RFID sans puce	65
3.1	Introduction	67
3.2	Principe de base du codage.....	68
3.2.1	Présence ou absence	68
3.2.2	Code en position	68
3.2.3	Codage sur la largeur d'un symbole	69
3.2.4	Codage sur la forme du signal	70
3.3	Codage temporel.....	70
3.3.1	Présence / Absence ou OOK	71
3.3.2	Position d'impulsions ou PPM	72
3.3.3	Principe d'anticollision.....	74
3.4	Codage fréquentiel.....	76
3.4.1	Amplitude	76
3.4.2	Phase.....	78
3.4.3	Principe d'anticollision.....	82
3.5	Amélioration de l'efficacité de codage.....	82
3.5.1	Diagramme de constellation et représentations graphiques	82
3.5.2	Utilisation de plusieurs états.....	83
3.5.3	Codage hybride.....	84
3.6	Comparaison du codage en amplitude et en phase	85
3.7	Critères de performance du codage	87
3.8	Conclusion.....	88
	Bibliographie.....	89

3.1 Introduction

Pour rendre un objet identifiable, il suffit de lui affecter un code unique. Pour cela des principes physiques basés sur l'utilisation des ondes électromagnétiques à la fois aux fréquences optiques et aux radios fréquences peuvent être utilisées. En effet, chaque objet matériel peut être identifié à distance car il génère un signal sous la forme d'une signature électromagnétique qui lui est propre lorsqu'il est soumis à une onde incidente. On parle alors d'écho radar. Dans le cadre d'un tag RFID classique, l'approche est différente et l'échange d'informations se fait dans les deux sens de communication à l'aide d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude.

Dans la Fig. 3.1, un signal quelconque Y fonction de X représente le panel des caractéristiques qui peuvent être utilisées pour affecter un code de manière à le distinguer d'autres signaux. Chaque irrégularité, niveau, rupture de pente peut être ainsi exploité.

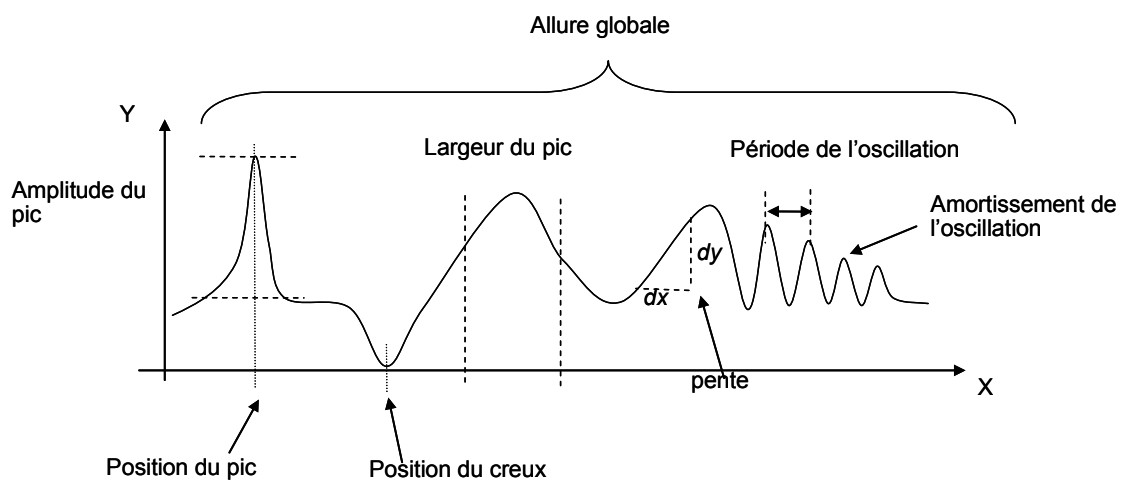


Fig. 3.1 Signal quelconque contenant des particularités exploitables pour une identification.

Ainsi l'absence ou la présence d'un pic ou d'un creux pour une abscisse X donnée peut coder une information binaire. On parle alors de codage ON/OFF (OOK) ou en amplitude (ASK).

Si ce même pic est toujours présent et qu'il peut se positionner à différents X , le codage se fait en position, l'information codée n'est plus binaire car plusieurs positions peuvent être définies dans une fenêtre donnée. On parle dans ce cas de codage en position d'impulsion (PPM).

Moduler la largeur d'un pic est également un moyen utilisable pour coder de l'information dans un signal. On parle de modulation en largeur d'impulsion (PWM). Enfin, un codage basé sur la modulation d'une période d'oscillation suivant X (FSK) ou de sa phase (PSK) peut être envisagé.

Classiquement les signaux utilisés pour coder une information sont :

- l'évolution de l'amplitude en fonction de la fréquence
- l'évolution de la phase en fonction de la fréquence

- l'évolution de l'amplitude du signal en fonction du temps
- l'évolution de la phase du signal en fonction du temps

Le codage en amplitude ou en phase d'un signal qui évolue dans le temps est très largement utilisé dans les systèmes de télécommunications. La quantité d'informations disponibles dépend du temps d'acquisition du signal. Un signal codé en temps peut être très bande étroite, c'est le cas des signaux modulés en amplitude. Au contraire un codage basé sur l'évolution de l'amplitude ou de la phase en fonction de la fréquence donne une information globale instantanée à un temps donné. Dans ce cas on parle de signature spectrale d'un objet.

3.2 Principe de base du codage

3.2.1 Présence ou absence

Ce type de codage est très répandu car il est facile à mettre en œuvre et il se veut robuste. Il s'agit de moduler la présence ou l'absence d'éléments remarquables, ou symboles, d'un signal aléatoire tel qu'un creux ou un pic à des positions X données. La robustesse de ce codage est liée au fait que l'amplitude du pic ne va pas modifier le code. Il suffit de fixer deux niveaux bien distants pour l'affectation d'un 0 ou d'un 1.

Pour une fenêtre X donnée, on peut affecter X symboles indépendants. Ceci donne un nombre de combinaisons N relativement important. Ce nombre croît en puissance de k comme le montre l'équation (3.1) avec k le nombre de symboles. Par contre dans ce cas l'efficacité de codage est faible avec 1 bit par symbole.

$$N = 2^k \quad (3.1)$$

La Fig. 3.2 montre ce principe de codage. Dans cet exemple, une capacité de 3 bits est atteinte.

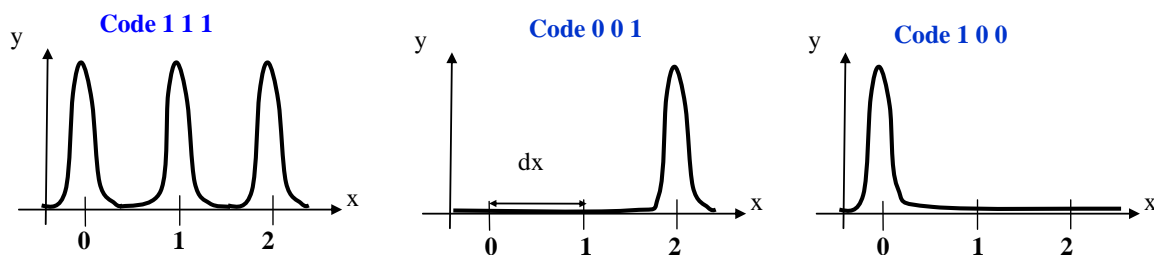


Fig. 3.2 Principe de codage en absence/présence de symbole (OOK) $k=3$, $N=8$ soit 3 bits.

3.2.2 Code en position

Le codage PPM consiste à faire varier la position d'un symbole, généralement un pic, dans une fenêtre X donnée. Ainsi un pic peut prendre plusieurs positions. Comme le montre la Fig. 3.3, la quantité d'informations qu'il contient est donc plus importante, par contre, il nécessite un étalement plus important sur X pour une résolution donnée. Ce code se veut également robuste car un pic est toujours présent et une variation sur son amplitude ne modifie pas l'information qu'il contient.

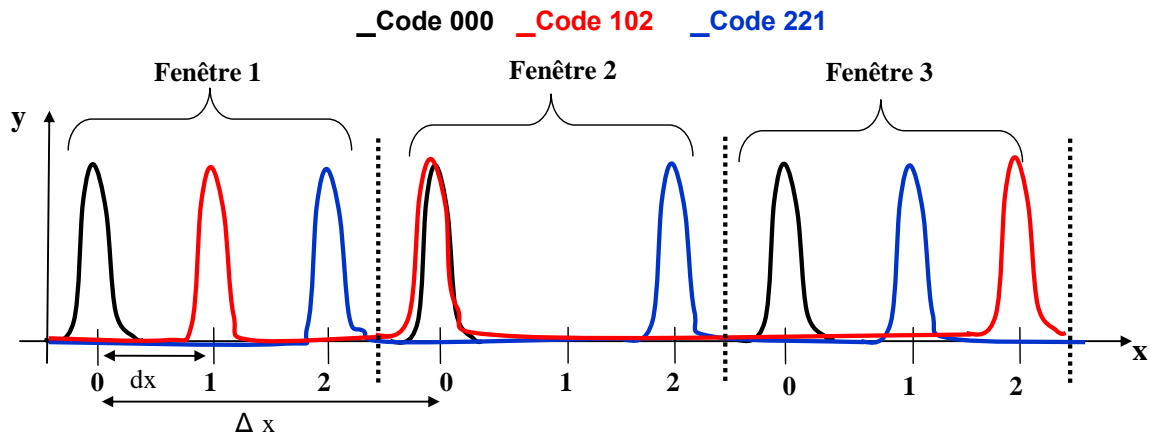


Fig. 3.3 Principe de codage en position. $\Delta X = 3$, $dx = 1$, $k = 3$, $N = 27$.

L'équation (3.2) peut être utilisée pour estimer la capacité de codage d'un tel dispositif :

$$N = \left[\frac{\Delta x}{dx} \right]^k \tag{3.2}$$

Dans cette équation, dx est la résolution fréquentielle, et Δx est la fenêtre dans laquelle le pic peut se positionner. Dans la Fig. 3.3 est présenté un exemple utilisant 3 fenêtres de codage. Dans chaque fenêtre un pic peut être positionné suivant 3 emplacements (de 0 à 2). Ce qui donne un nombre de combinaison $N = 3^3 = 27$ soit 4.75 bits.

Si en plus nous considérons le cas « absence de pic » dans ce cas (3.3) doit être adoptée :

$$N' = \left[\frac{\Delta x}{dx} + 1 \right]^k \tag{3.3}$$

3.2.3 Codage sur la largeur d'un symbole

Moduler la largeur d'un symbole est également un moyen possible pour coder de l'information de manière robuste. On parle parfois de modulation en largeur d'impulsion MLI (ou PWM en anglais).

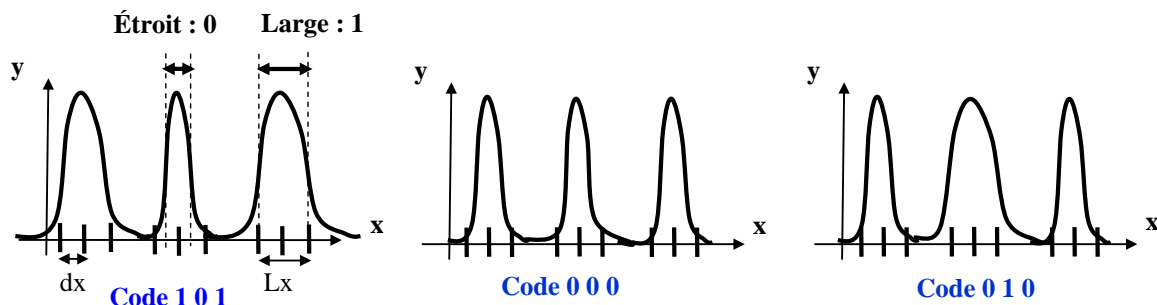


Fig. 3.4 Principe de codage en largeur de symbole, $Lx = 2$, $dx = 1$, $k = 3$, $N = 8$

Dans le graphique présenté Fig. 3.4, un exemple à 3 symboles est présenté. Chaque symbole peut varier suivant deux largeurs possibles codant ainsi une information binaire. Si la largeur peut prendre plus de deux valeurs alors de la même manière que pour un codage en

position de symbole, le nombre de combinaisons possibles peut être calculé en utilisant (3.4), avec Lx la fenêtre dans laquelle le pic peut s'étaler et dx la résolution fréquentielle :

$$N = \left[\frac{Lx}{dx} \right]^k \quad (3.4)$$

3.2.4 Codage sur la forme du signal

Un signal peut être modélisé de telle manière que c'est l'ensemble de son évolution sur X qui code de l'information et non pas un symbole localisé remarquable tel qu'un pic ou un creux. Nous pouvons donc affecter un code à une forme de signal donné (voir Fig. 3.5). Dans ce cas le nombre de combinaisons est limité par la résolution en X et en Y , et par les fenêtres observables en X et en Y .

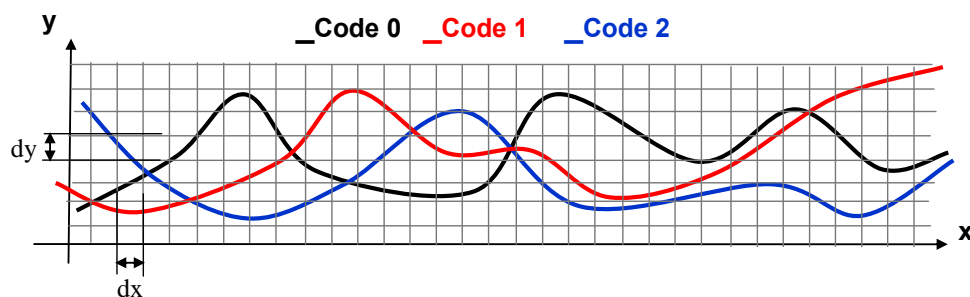


Fig. 3.5 Principe de codage suivant la reconnaissance de forme du signal.

Ainsi la formule suivante permet d'obtenir une estimation de l'information donnée par ce type de codage

$$N = \frac{(Y_{\max} - Y_{\min})(X_{\max} - Y_{\min})}{dy \cdot dx} \quad (3.5)$$

Dans un cas réaliste, toutes les combinaisons décrites par l'équation (3.5) ne peuvent pas être obtenues, car le signal à générer est difficilement réalisable et peut ne correspondre à aucun modèle physique. Par exemple, si l'on utilise de multiples résonateurs en parallèle pour générer une signature particulière, nous serons limités par le facteur de qualité de chaque résonateur, ce qui réduit la largeur minimum des pics.

3.3 Codage temporel

Dans les systèmes de communications classiques, c'est l'évolution du signal en fonction du temps qui est utilisée pour coder de l'information. C'est notamment le cas pour la RFID classique qui utilise des modulations en amplitude et en phase en fonction du temps.

En ce qui concerne la RFID sans puce, dans le domaine temporel, la conception de dispositifs similaires repose avant tout sur la notion de réflexion entre différents milieux. Ceci se traduit dans le domaine des micro-ondes par la présence de discontinuités ou encore de variations d'impédance caractéristique tout au long de la propagation de l'onde. Ainsi une approche rudimentaire consiste à placer un certain nombre de discontinuités à différentes distances afin d'obtenir un signal dont l'information est codée par la position des réflexions, ces discontinuités pouvant être des capacités localisées [3.1] ou distribuées [3.2]. Le codage

utilisé peut se faire soit en absence/présence d'impulsion (OOK), soit en position d'impulsion (PPM). Contrairement à un système de transmission conventionnel, dans le cas de tags RFID sans puce, la configuration est figée, donc la signature temporelle extraite du tag est toujours la même quelque soit l'instant d'interrogation. Ce principe de codage est le premier qui a été mis en œuvre en RFID sans puce et il est notamment à l'origine des premiers tags sans puce utilisant la technologie SAW. Dans le cas d'un codage temporel, la capacité de codage est liée aux nombres de réflexions, à la résolution temporelle et à la fenêtre d'observation temporelle. La limitation principale de ce type de codage est due aux pertes engendrées sur l'onde incidente guidée dans la structure, pour chaque nouvelle réflexion. La Fig. 3.6 illustre le principe de codage temporel dans le cas OOK.

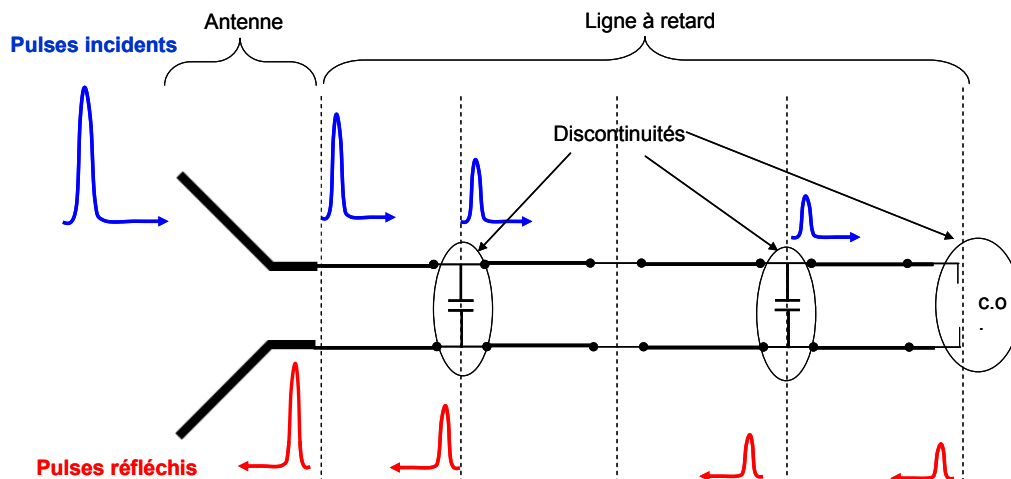


Fig. 3.6 Principe de codage temporel OOK. Le niveau des pulses réfléchis est diminué à chaque nouvelle réflexion.

3.3.1 Présence / Absence ou OOK

Le codage OOK pour ON/OFF Keying consiste à moduler la présence d'un symbole au cours du temps. La structure présentée dans [3.1] utilise ce principe de codage. Elle permet d'obtenir une capacité de 4 bits, pour une taille de 8.2x3 cm². Elle est composée d'une ligne de transmission coplanaire, sur laquelle des discontinuités, correspondant à des capacités parallèles, sont positionnées. Les Fig. 2.3 (a) et (b) du chapitre 2 montrent la structure réalisée. En fonction de la présence de ces discontinuités, des ondes réfléchies sont créées et réémises vers un récepteur. La présence d'une réflexion pourra être considérée comme un état logique '1', tandis qu'une absence de réflexion sera vue comme un '0'. La durée d'un symbole doit être détectable par le système de lecture qui va fixer la résolution temporelle dt . Le nombre de combinaisons que l'on peut obtenir est donc lié à la fenêtre d'observation ΔT et à la résolution temporelle dt avec (3.6).

$$N = 2^{\frac{\Delta T}{dt} + 1} \quad (3.6)$$

Prenons un échantillonneur à 40 Gs/s. Sa résolution temporelle est donc de 25 ps. Pour reconnaître correctement un pulse, on va fixer une résolution de l'ordre de 100 ps. Pour une fenêtre d'observation de 1 ns on peut donc voir 10 pulses, c'est-à-dire 10 bits. Et pour 6.4 ns, on peut encoder 64 bits. Voici les dimensions nécessaires en fonction de la permittivité des matériaux utilisés :

- Air ($\epsilon_r = 1$) : 192 cm
- FR4 ($\epsilon_r = 4.6$) : 89.5cm.
- Céramique ($\epsilon_r = 50$) : 27.15cm.

3.3.2 Position d'impulsions ou PPM

Dans le cas d'un codage du type modulation de position d'impulsion ou PPM, il s'agit de changer la position temporelle d'une impulsion dans une fenêtre donnée. Ce type de codage se veut être plus étalé dans le temps qu'un codage du type OOK pour une capacité équivalente. Par contre il présente l'avantage de nécessiter un nombre plus faible de réflecteurs. Ceci se traduit par des pertes d'insertion moins élevées. Car chaque discontinuité à l'origine d'une réflexion induit des pertes. Les tags SAW de RFSAW utilisent ce principe de codage [3.3], de même que le tag de Vemagiri et al. [3.4] dont une représentation graphique est donnée dans le chapitre 2, Fig. 2.4 (a).

La Fig. 3.7 représente la capacité de codage en bits en fonction du nombre de réflecteurs pour une fenêtre d'observation de 10 ns et une résolution temporelle de 100 ps. Dans le cas d'un codage PPM classique, la formule (3.7) doit être utilisée et pour le codage PPM étendu au cas d'absence de pic, la formule utilisée est la (3.8)

$$N = \left[\frac{\Delta t}{dt} \right]^k \quad (3.7)$$

$$N = \left[\frac{\Delta t}{dt} + 1 \right]^k \quad (3.8)$$

Les deux extrêmes étant :

- 1 pulse pour 10 ns : dans ce cas, on peut coder 100 positions soit 6.6 bits.
- 100 pulses pour 10 ns : on retombe dans le cas d'un codage OOK avec 100 bits pour 100 pulses.

Dans la Fig. 3.7, on peut voir clairement que le codage PPM étendu augmente la capacité de codage de 50 à 64 bits pour 32 réflexions.

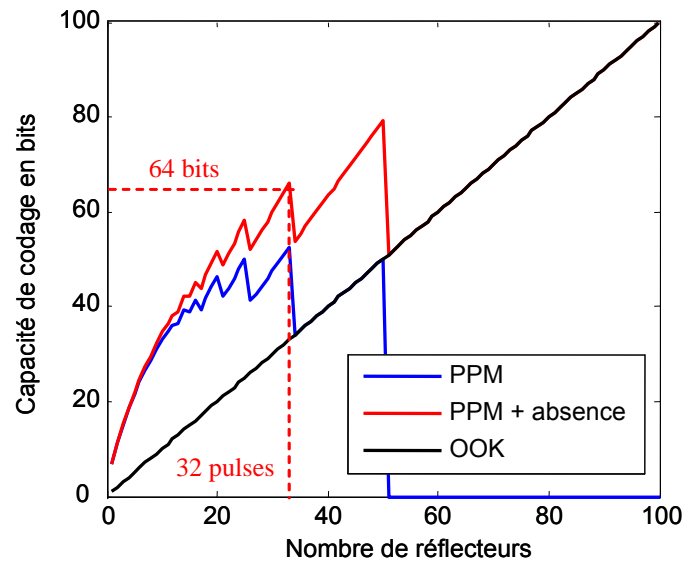


Fig. 3.7 Capacité de codage en fonction du nombre de réflecteurs pour une résolution de 100 ps et une fenêtre d'observation de 10 ns.

3.3.2.1 Saut de phase ou QSPK

Pour augmenter l'efficacité de codage des lignes à retard présentées précédemment, une solution possible utilisée par Mandel *et al.* [3.5] consiste à moduler la phase des pulses réfléchis selon plusieurs états. Dans ce travail qui a été présenté en partie dans le chapitre 2, une ligne CRLH permet de réduire la longueur de ligne nécessaire pour séparer les pulses dans le temps. Au lieu d'utiliser des capacités parasites pour créer des réflexions, des charges complexes de différentes valeurs sont utilisées afin de modifier la phase des pulses réfléchis comme le montre la Fig. 3.8. Ainsi en disposant de 4 charges différentes nous pouvons obtenir 4 valeurs de phase distinctes. Cette technique se rapproche d'un codage QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) largement utilisé dans les systèmes de communication classiques. La capacité totale de codage est donnée dans l'équation (3.9). Dans l'exemple de la Fig. 3.8, avec 4 réflecteurs, nous obtenons le code « 2.1.3.0 ». Le nombre total d'identifiant que l'on peut obtenir avec $k=4$ réflecteurs est $N=256$ soit 8bits.

$$N = 4^k \quad (3.9)$$

Avec $k=5$ réflecteurs, la capacité de codage sera de 10 bits. Dans le cas d'un codage temporel, il est très intéressant de mettre en œuvre une telle approche car dans ce cas, le facteur limitatif pour N , est le nombre de maximum de réflecteurs k . En effet, le fait d'augmenter leur nombre de réflecteurs implique nécessairement une augmentation de la longueur de ligne et donc une augmentation des pertes d'insertion.

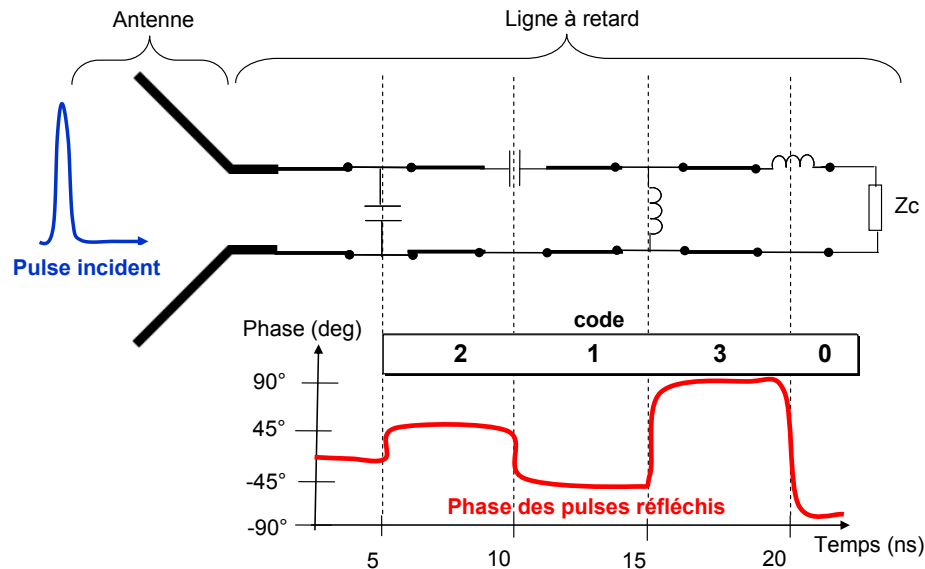


Fig. 3.8 Principe de codage temporel QPSK. Le code généré par les réflecteurs est « 2.1.3.0 »

3.3.3 Principe d'anticollision

Le codage dans le domaine temporel permet de mettre en place des principes d'anticollision. Contrairement à la RFID classique, dont le principe d'anticollision est basé sur une gestion au niveau du protocole de communication, dans le cas de la RFID sans puce, il s'agit de s'assurer que les réponses des différents tags soient suffisamment séparées de manière spatio-temporelle.

Les tags SAW utilisent plusieurs principes d'anticollision. Le premier est basé sur une séparation temporelle [3.6]. En effet ces tags sont conçus de telle manière qu'ils peuvent répondre dans plusieurs fenêtres ou « slot » temporels (voir Fig. 3.9 (a)). Ce paramètre est figé lors de la fabrication des tags. Ils utilisent des substrats piézoélectriques qui transforment une onde électromagnétique en onde acoustique se propageant très lentement. Ceci permet d'obtenir des retards très importants. Un grand nombre de slots est donc envisageable sur une surface compacte. Nous pouvons également ajouter que si les tags sont suffisamment séparés dans l'espace, et que leur distance par rapport aux antennes est différente, leurs réponses électromagnétiques peuvent être séparées sans faire appel à une ligne à retard supplémentaire.

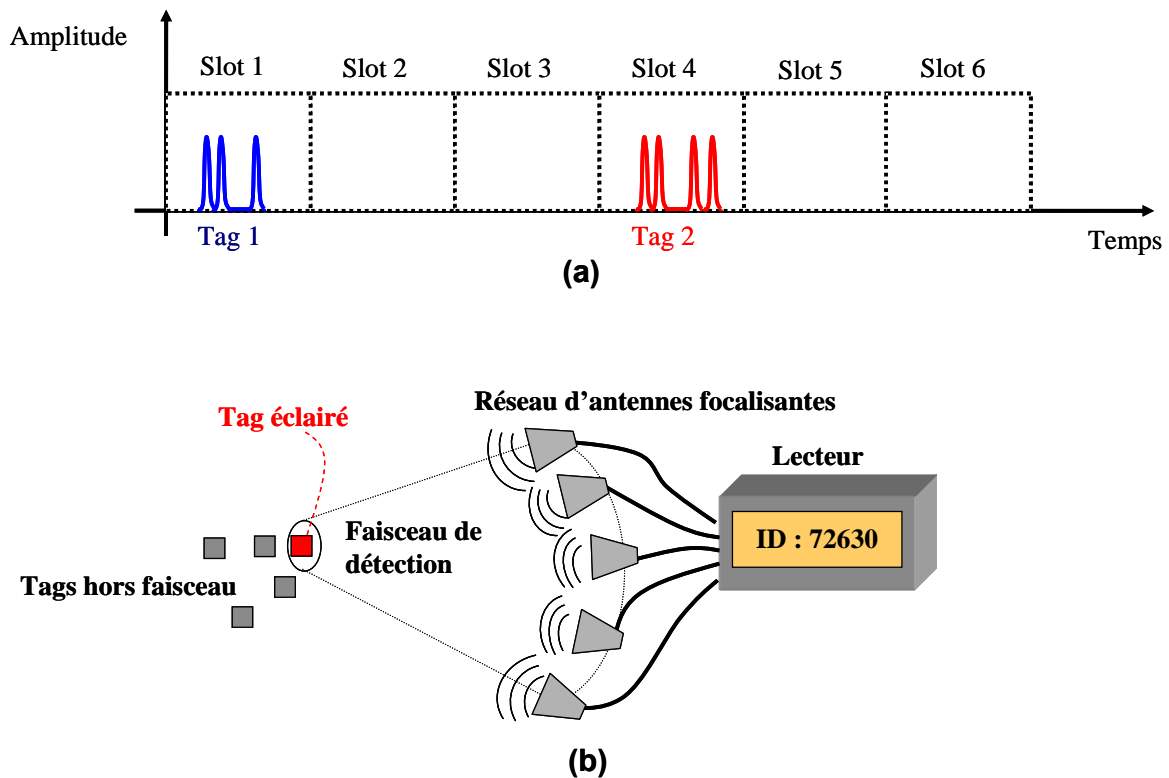


Fig. 3.9 (a) Principe d'anticollision basé sur l'ajout d'un retard avant réflexion de la réponse. (b) Principe d'anticollision spatiale utilisant un réseau d'antennes focalisantes. Les tags sont suffisamment séparés dans l'espace pour que le spot de détection ne détecte qu'un seul tag à la fois.

Une autre technique d'anticollision consiste à utiliser des antennes à faisceaux étroits. De cette manière, dans un groupe de tags rapprochés, un seul va recevoir l'onde incidente et réémettre sa signature. L'avantage supplémentaire de cette technique est de disposer d'antennes à fort gain, de cette manière la portée de lecture est augmentée. Pour réduire la taille du faisceau de détection, un réseau d'antennes focalisant (voir Fig. 3.9 (b)) peut être utilisé. Ainsi un point focal de l'ordre de 12 cm pour une distance de 1 m à 2.2 m est possible [3.6].

Un autre aspect important du codage concerne la possibilité de mettre en place des corrections d'erreur. Ainsi, le codage peut être choisi de telle manière qu'une erreur sur un ou plusieurs bits liée à une collision puisse être corrigée. On utilise pour cela des codes correcteurs d'erreur. Ainsi des codes linéaires sont utilisés dans [3.6] pour améliorer le système d'anticollision des lecteurs de tags SAW.

Un autre principe d'anticollision qui peut être utilisé pour lire plusieurs tags en même temps, est d'assurer une séparation spatiale suffisamment importante. Ce concept est utilisé par la solution Inksure [3.7] fonctionnant dans des fréquences de l'ordre de 60 GHz.

3.4 Codage fréquentiel

3.4.1 Amplitude

Dans le domaine fréquentiel, il est possible de coder des informations en s'intéressant aux variations en fréquence de l'amplitude de l'onde réémise vers le lecteur. De tels travaux ont été menés en plaçant des éléments résonnants près d'une ligne [3.8][3.9][3.10] ou encore en jouant sur la fréquence de résonance de dipôles constitués en réseaux [3.11][3.12]. Les codages envisageables sont similaires à ceux utilisés dans le domaine temporel à la différence près que l'on ne va plus parler de pulse dans le temps mais de résonance dans le spectre. Un codage du type OOK se traduit dans ce cas par l'absence/présence de résonance pour une fréquence donnée comme le montre la Fig. 3.10 (a). Dans cet exemple, des résonateurs demi-onde tels que des dipôles en court-circuit sont utilisés. Nous considérons qu'ils sont excités par une onde continue avec un balayage en fréquence compris entre 4 et 7 GHz. Pour un codage de type PPM, c'est le décalage fréquentiel de la résonance qui permettra d'obtenir l'information.

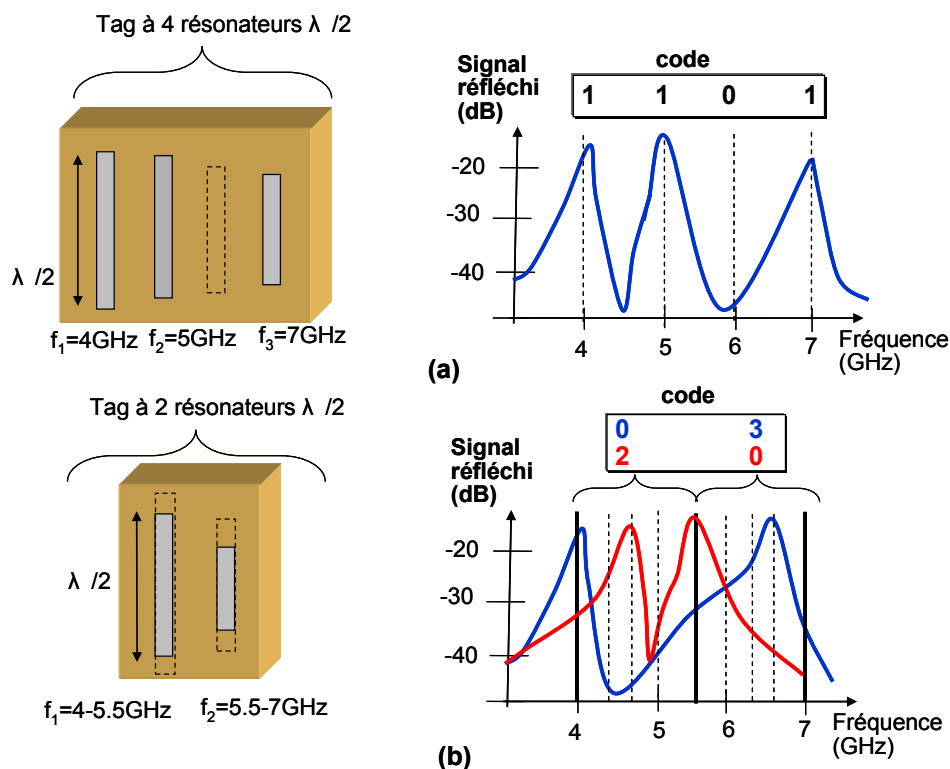


Fig. 3.10 (a) Principe de codage fréquentiel OOK avec un tag à 4 résonateurs du type dipôle en court-circuit, $\Delta f=3$ GHz, $df=1$ GHz, $N=16$. Le code généré est « 1.1.0.1 ». (b) Principe de codage fréquentiel PPM avec un tag à 2 résonateurs, $\Delta f=3$ GHz, $df=0.375$ GHz, $N=16$.

3.4.1.1 Présence / Absence ou OOK

Dans la plupart des cas, le codage utilisé est du type présence/absence de résonance dans le spectre. C'est un codage de type OOK transposé dans le domaine fréquentiel. Ainsi 1 résonance équivaut à 1 bit. Dans l'exemple de la Fig. 3.10 (a), 3 résonateurs du type dipôle en court-circuit sont visibles, générant 3 pics de résonance. Le résonateur associé à la fréquence

6 GHz n'est pas présent, ce qui donne le code « 1.1.0.1 ». La formule ci-dessous peut être utilisée pour calculer la capacité de codage d'un tel dispositif :

$$N = 2^{\frac{\Delta f}{df} + 1} \quad (3.10)$$

Cette formule est très proche de (6), à la différence près que l'on parle ici de résolution fréquentielle df et de fenêtre fréquentielle disponible Δf .

Dans un travail récent,[3.8] un tag à 35 résonateurs codés en absence/présence de résonance est présenté. La bande de fréquence utilisée se situe entre 3 GHz et 7 GHz c'est-à-dire une bande compatible avec l'ULB. Des mesures fréquentielles en espace libre permettent d'atteindre des résolutions minimales de l'ordre de 50 MHz. Ainsi les capacités de codage que l'on peut atteindre en fonction de la bande passante allouée peuvent être :

- 2.5-7.5 GHz : 101 bits
- 3-9 GHz : 121 bits
- 4-12 GHz : 161 bits

En pratique, ces capacités mémoires nécessitent la présence d'un grand nombre de résonateurs, ce qui augmente de manière considérable, la surface des tags. En outre, les pertes d'insertion du filtre multi-réjecteur de bandes utilisé limitent le nombre de résonances qu'il est possible de créer dans le spectre. Enfin, certains résonateurs génèrent des modes d'ordres supérieurs qui peuvent interférer avec les résonances situées aux plus hautes fréquences.

3.4.1.2 Saut de fréquence ou PPM

Dans le domaine fréquentiel, un codage de type PPM présente le gros avantage de réduire la taille des tags par rapport à un codage OOK pour une capacité de codage équivalente. En effet dans le cas d'un codage OOK classique, une résonance équivaut à un résonateur et donc 1 seul bit. La capacité en bits augmente donc de façon linéaire avec le nombre de résonateurs. Dans le cas d'un codage en décalage fréquentiel, on peut associer à un résonateur plusieurs bits comme le montre la Fig. 3.10 (b). En contrepartie, on observe un étalement dans le spectre à capacité de codage égale et pour une résolution fréquentielle équivalente. A partir de là il est intéressant d'introduire les notions de densité de codage surfacique (DCS) et de densité spectrale de codage (DSC). Dans le cas d'un codage de type PPM, la DCS est améliorée au détriment de la DSC. Les équations (3.11) et (3.12) peuvent être utilisées pour calculer la capacité de codage respectivement dans le cas de l'utilisation d'un codage PPM et d'un codage PPM avec absence/présence de symbole. Il faut noter que le simple fait de rajouter un état supplémentaire dans (3.12) peut augmenter considérablement la capacité de codage pour un nombre de résonateurs identique.

$$N = \left[\frac{\Delta f}{df} \right]^k \quad (3.11)$$

$$N = \left[\frac{\Delta f}{df} + 1 \right]^k \quad (3.12)$$

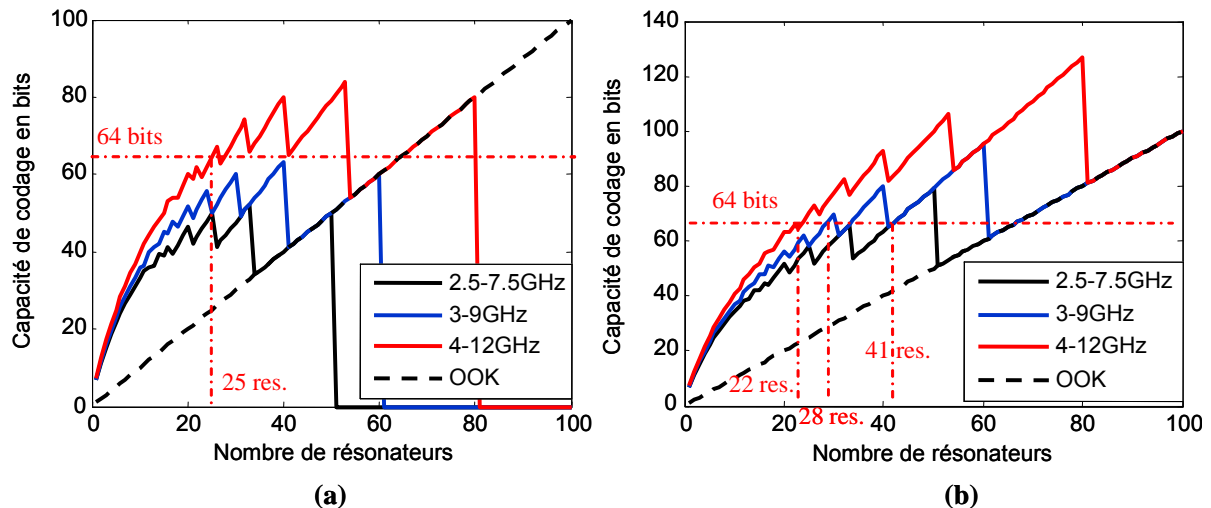


Fig. 3.11 Capacité de codage pour une résolution de 50 MHz. (a) Codage PPM. (b) Codage PPM + Présence/absence.

Reprenons les bandes passantes précédentes pour estimer les capacités de codages atteignables en fonction du nombre de résonateurs. Nous considérerons que la résolution fréquentielle est toujours fixée à 50 MHz. La Fig. 3.11 présente les capacités de codage atteignables dans le cas d'un codage PPM classique (Fig. 3.11 (a)) et dans le cas d'un codage PPM étendu au cas d'absence de résonance (Fig. 3.11 (b)). On peut noter qu'une capacité de codage de 64bits est atteignable avec 28 résonateurs dans le cas du PPM étendu, pour une bande de fréquence de 3 à 9 GHz. Le codage PPM a été utilisé pour la conception de tags sans puces miniaturisés [3.13] d'une capacité de 10 bits utilisant 3 résonances pour des fréquences allant de 2 à 5.5 GHz. Ce design est traité de manière précise dans le chapitre 4.

3.4.2 Phase

Jusqu'à présent les méthodes de codage principalement utilisées en RFID sans puce sont basées sur les techniques de modulation de la présence/absence d'un pic dans le spectre [3.8][3.11]. Néanmoins, il semble que le codage en phase peut apporter une meilleure fiabilité pour la détection des tags sans puce [3.9]. En outre, une densité de codage par unité de surface plus importante peut être obtenue. Nous allons voir qu'un codage en phase peut même être combiné à un codage en amplitude pour améliorer son efficacité et ainsi réduire la surface nécessaire d'un tag pour une capacité mémoire équivalente.

3.4.2.1 Allure de la phase

Dans un travail réalisé par Mukherjee [3.14], il a été montré qu'il est envisageable et particulièrement intéressant de coder l'information sur la variation de la phase de l'onde en fonction de la fréquence. Pour cela une approche de codage en phase basée sur l'utilisation d'une charge complexe placée au niveau de l'antenne a été développée. Le système de lecture permet de remonter à cette charge complexe en fonction de l'évolution en fréquence de la phase. C'est donc la charge complexe qui joue ce rôle d'identifiant unique. Le codage dans ce cas se fait sur l'évolution globale de la phase en fonction de la fréquence. Dans ce travail, il est montré que 4 charges différentes produisent 4 profils de phase différents.

Pour remonter au nombre de combinaisons possibles il faudrait définir une résolution minimale et borner les différents paramètres de la charge complexe. Ces contraintes sont déterminées par les précisions de fabrication du tag et le système de lecture. Prenons par exemple les paramètres suivant qui sont tirés de [3.14] et des valeurs types mentionnées dans différentes publications sur les systèmes de détection de tags sans puce :

- Bande passante : 2 GHz (5.9-7.9 GHz)
- Résolution fréquentielle : 50 MHz
- Résolution en phase : 1° (ex : composant AD8302)
- Bornes de phase : +-40°

A partir de (3.5), nous pouvons obtenir un nombre total de combinaisons $N=3200$ soit 11.6 bits. Cette valeur est une limite théorique qui ne peut être obtenue que si la charge complexe est capable de générer toutes les allures possibles de phase dans les limites de résolution et les marges spécifiées.

3.4.2.2 Saut de phase

Un autre design utilisant la phase pour coder des informations a été proposé dans [3.15]. Dans ce cas, il s'agit de moduler la valeur du déphasage pour des fréquences précises. Une analogie peut être faite avec un codage de type OOK ou PPM. La structure proposée introduite précédemment dans le chapitre 2, Fig. 2.10 ; utilise trois antennes « patch » chargées par un stub de longueur variable. Dans cet exemple la capacité de codage est de 1 bit par résonateur car la phase peut évoluer uniquement entre deux valeurs (0 à 35°). Mais les structures utilisées sont potentiellement capables de coder plus de deux états par résonateur si des longueurs de stub intermédiaires sont utilisées. Pour calculer le nombre de combinaisons avec ce principe de codage nous pouvons utiliser l'équation 3.13 avec φ_{max} et φ_{min} les limites hautes et basses de la phase, $d\varphi$ la résolution du système de détection et k le nombre de fréquences utilisées.

$$N = \left[\frac{\varphi_{max} - \varphi_{min}}{d\varphi} \right]^k \quad (3.13)$$

Dans une publication de 2011 [3.16], nous avons démontré qu'il était possible d'utiliser la largeur d'un saut de phase en fréquence pour coder des données. En effet, le résonateur en C présenté Fig. 3.12 (a) se comporte comme un déphaseur large bande avec une bande passante qui peut être modulée en fonction du gap g (voir Fig. 3.12 (a)). L'allure de l'amplitude et de la phase du signal réfléchi sont présentées Fig. 3.12 (b) et (c) pour deux valeurs de gap g différents. Dans le cas le plus simple, une bande passante étroite donne un état logique '0', tandis qu'une bande passante plus large donne un état logique à '1'. Dans cette étude, nous avons démontré que quatre largeurs de bandes passantes peuvent être discriminées sans erreur pour remonter à l'identifiant du tag, ce qui conduit à une efficacité de codage de 2 bits par résonateur. Nous donnerons davantage de détails concernant ce travail dans le chapitre 4.

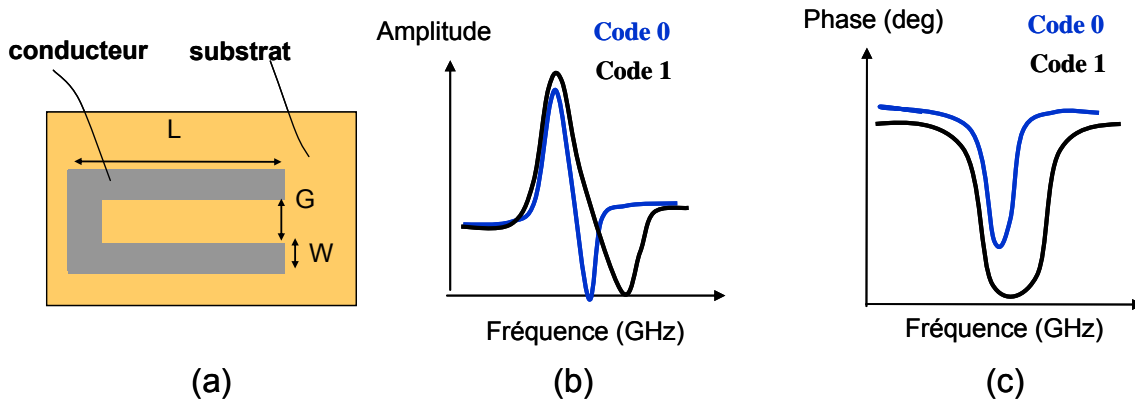


Fig. 3.12 (a) Résonateur en C. (b) Variation de l'amplitude en fréquence. (c) Variation de la phase en fréquence.

3.4.2.3 Vitesse de groupe

Dans bon nombre d'applications, les structures les moins dispersives possibles sont préconisées afin notamment d'éviter de déformer les signaux transmis. Toutefois, il est possible de tirer partie de cette caractéristique pour coder l'information. Ainsi nous pouvons moduler pour chaque fréquence le temps de groupe, qui de plus a l'avantage d'être un paramètre physique plus robuste que l'amplitude notamment dans des environnements favorisant les trajets multiples et les échos parasites [3.17]. Le retard de groupe renseigne sur la durée d'un trajet aller-retour de chaque composante fréquentielle d'un signal. On peut le mesurer directement à partir de la réponse temporelle du tag ou le calculer en dérivant la phase en fonction de la fréquence en utilisant l'équation (3.14).

$$\tau_d = -\frac{\partial \phi}{\partial \omega} \quad (3.14)$$

Dans la Fig. 3.13 (a) nous pouvons voir une ligne de transmission composée de cellules en C qui permet de générer l'effet dispersif souhaité. La Fig. 3.13 (b) présente le concept de codage faisant appel au temps de groupe du signal en sortie de la ligne dispersive.

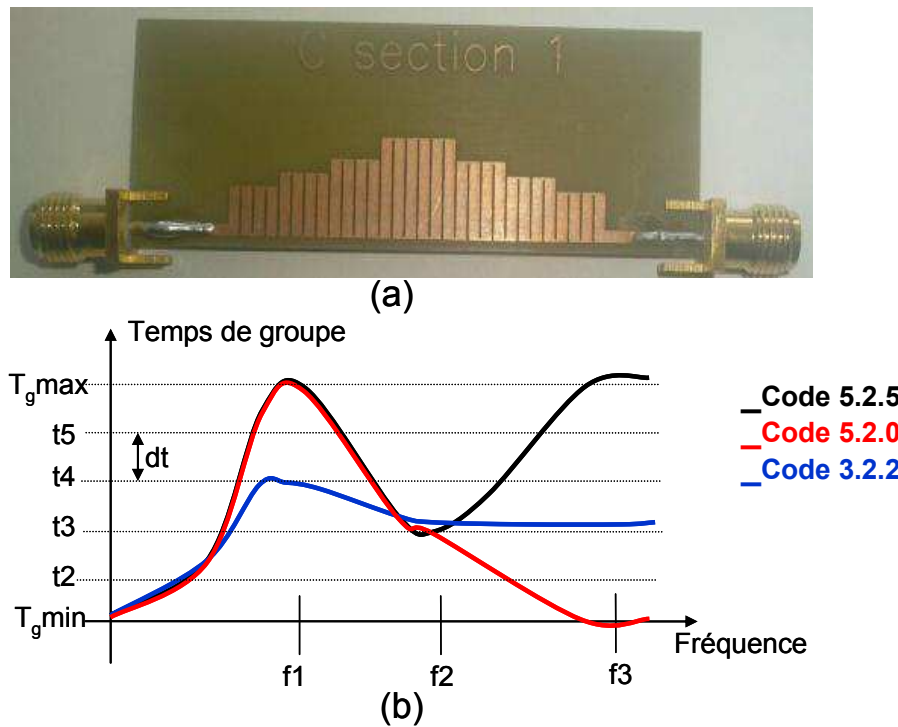


Fig. 3.13 (a) Ligne de transmission dispersive. (b) Principe de codage en temps de groupe.

Dans cet exemple, nous utilisons 3 fréquences f_1 à f_3 et pour chaque fréquence, 6 valeurs de temps de groupe sont envisageables. Ainsi le nombre de combinaisons possibles est de $6^3=216$ soit 7.7 bits. L'équation (3.15) peut être utilisée pour estimer la capacité de codage.

$$N = \left[\frac{T_g \max - T_g \min}{dt} \right]^k \quad (3.15)$$

$T_g \max$ et $T_g \min$ sont les valeurs min et max des temps de groupe mesurables pour une fréquence donnée, dt est la résolution temporelle. La structure expérimentale composée de cellule en C [3.18], présentée dans la Fig. 3.13 (a) a permis d'obtenir des premiers résultats. Ainsi, en pratique des résolutions temporelles de l'ordre de 400 ps sont envisageables et des temps de groupe variant entre 1 ns et 3 ns ont été mesurés. Les résonances doivent être séparées d'à peu près 1 GHz pour garantir un bon découplage des modes. Tenant compte de ces paramètres, voici les capacités de codage atteignables en fonction de la bande passante :

- 2-6 GHz : 4 résonances avec 5 valeurs possibles pour chacune → 9.2 bits
- 3-9 GHz : 6 résonances avec 5 valeurs possibles pour chacune → 13.9 bits

Les travaux de conception en cours [3.19] concernant cette structure utilisent, pour l'instant, deux pics de résonance et mentionnent une capacité de codage de l'ordre de 3 bits.

3.4.3 Principe d'anticollision

Dans l'état de l'art, les travaux sur les tags RFID sans puce codant l'information en fréquence n'évoquent pas clairement de principe d'anticollision. En revanche, de la même manière qu'en temporel, le principe d'anticollision spatiale introduit par Hartmann *et al.* [3.6] basé sur l'utilisation d'un réseau d'antennes focalisant (voir Fig. 3.9 (b)) peut également être utilisé. D'autre part une anticollision temporelle pourra être considérée à condition de ne pas utiliser d'onde continue pour le signal d'émission mais plutôt des impulsions très brèves occupant le spectre ULB. Dans ce cas et à condition que les tags soient suffisamment séparés, un fenêtrage temporel permettra d'isoler les réponses électromagnétiques des différents tags. Enfin, dans les systèmes RFID sans puce, qui ne requièrent qu'un nombre restreint d'identifiants, il est possible de mettre en œuvre un principe d'anticollision spectrale en réservant des bandes fréquentielles différentes pour chaque tag. C'est en quelque sorte une transposition de la solution de séparation temporelle (voir Fig. 3.9 (b)) évoquée par Hartmann *et al.* [3.6] dans le domaine fréquentiel.

3.5 Amélioration de l'efficacité de codage

3.5.1 Diagramme de constellation et représentations graphiques

Pour aller plus loin dans l'amélioration de l'efficacité de codage nous devons maintenant introduire des techniques de codage hybride. Le terme hybride signifie que le codage va être généré par plus d'un paramètre, l'amplitude pourra être combinée à la phase par exemple. De la même manière que pour les systèmes de télécommunication utilisant des principes de modulation classiques, un diagramme de constellation peut être établi afin de définir l'efficacité de codage pour une fréquence donnée, ou un résonateur donné au lieu d'un temps donné. Dans l'exemple de la Fig. 3.14 (a) les deux paramètres utilisés sont l'amplitude et la phase pour une fréquence donnée. Cette approche est très similaire à un schéma de modulation IQ transposé au domaine fréquentiel.

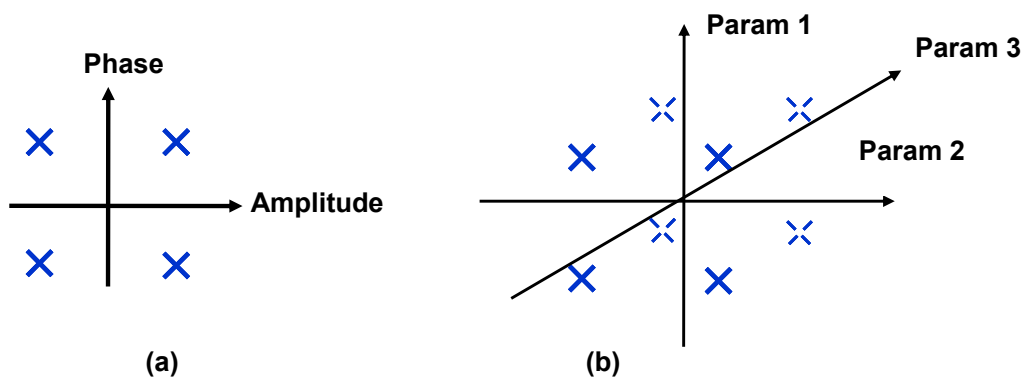


Fig. 3.14 (a) Diagramme de constellation 2D fréquentiel. (b) Généralisation, diagramme de constellation à 3, voire N dimensions.

Dans certains cas particuliers, plus de 2 paramètres peuvent être modifiés pour un symbole donné (dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel), de sorte qu'un schéma de constellation à N dimensions peut être adopté pour représenter N paramètres indépendants, pour une fréquence donnée, comme indiqué dans la Fig 3.14 (b).

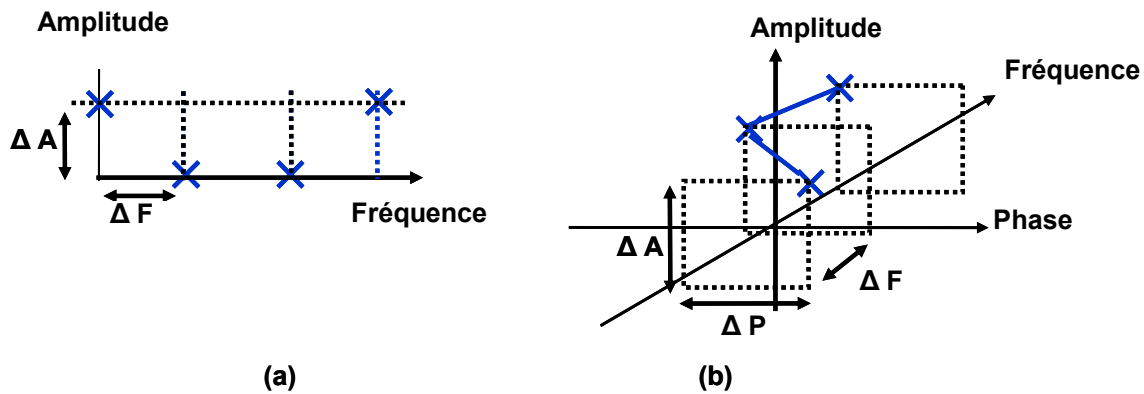


Fig. 3.15 Représentation graphique d'un identifiant (a) en 2D, à 4 résonateurs, dont seule l'amplitude A varie. (b) En 3D, à 3 résonateurs, dont l'amplitude et la phase varient.

Les constellations précédentes donnent des informations sur l'efficacité de codage pour un symbole donné dans le domaine temporel ou plus précisément ici, dans le domaine fréquentiel. Une variante peut être utilisée en intégrant l'axe des fréquences ou l'axe des temps suivant le type de codage afin de visualiser graphiquement l'identifiant généré. Dans ce cas, la constellation ne donne pas le nombre total de combinaisons possibles pour chaque intervalle de fréquence ou de temps, mais l'ensemble du code étalé sur plusieurs fréquences (ou dans le temps). Une telle représentation peut être utile pour comparer les différents identifiants générés par les tags afin de déterminer les interférences possibles. On peut imaginer qu'une technique de reconnaissance de code peut être implémentée à l'aide d'une méthode graphique en comparant la constellation modifiée avec les réponses attendues. D'autre part, dans le cas où une robustesse de détection accrue est nécessaire, un sous-ensemble de codes peut être sélectionné pour limiter les éventuelles erreurs de reconnaissance entre deux codes semblables. Pour ce faire, une sorte de distance de Hamming minimale doit être définie.

A titre d'exemple, la technique de codage classique la plus utilisée dans le domaine fréquentiel consiste à moduler la présence ou l'absence d'un pic de résonance dans le spectre. Ceci est similaire à un codage OOK et la constellation modifiée qui représente le code est donnée Fig. 3.15 (a). Maintenant, si la phase est également utilisée, une constellation modifiée 3D doit être utilisée pour représenter le code Fig. 3.15 (b). La courbe 3D ainsi générée représente un identifiant unique.

Avant de définir un diagramme constellation, il faut tenir compte de plusieurs paramètres pratiques liés au système de détection. Les facteurs limitatifs à l'augmentation du nombre d'états de codage sont avant tout liés à la résolution du système de lecture, ainsi qu'au niveau de bruit généré par l'électronique de l'étage de réception. Concrètement, une constellation ayant des points très proches nécessite un système de lecture avec un plancher de bruit très bas et une très bonne résolution sur l'étage de conversion d'un signal analogique en signal numérique. A l'inverse, une constellation ayant des points éloignés est plus robuste en détection, mais l'efficacité de codage du tag est plus faible.

3.5.2 Utilisation de plusieurs états

La plupart des techniques de codage évoquées en RFID chipless utilisent seulement un axe d'une constellation donnée et deux états possibles comme le montre la Fig. 3.16 (a). C'est donc la plus petite constellation possible et par conséquent, la plus faible efficacité de codage

avec 1 bit par symbole. C'est le cas pour de nombreux designs sans puce qui utilisent la technique de codage par présence / absence [3.8][3.11]. Néanmoins ce codage est robuste en raison du fort contraste entre les deux états possibles de chaque symbole.

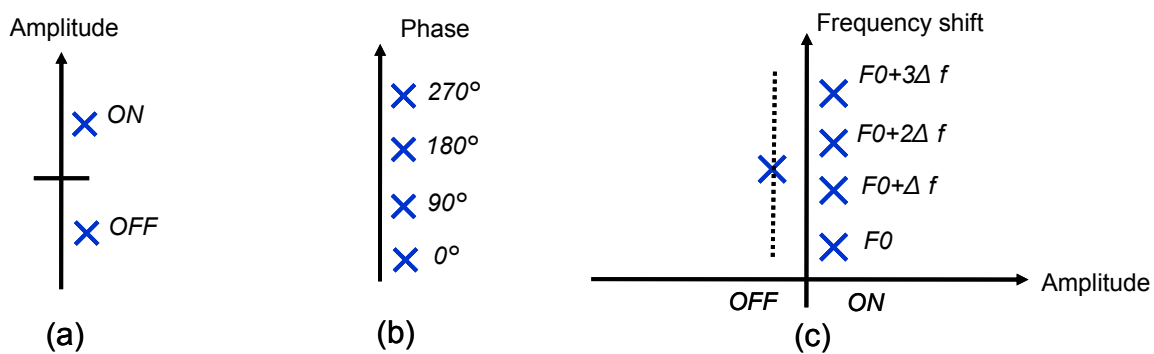


Fig. 3.16 (a) Constellation dans le domaine fréquentiel pour la technique de codage absence / présence. (b) Constellation dans le domaine temporel pour un codage QPSK. (c) Constellation dans le domaine fréquentiel pour la technique de codage en saut de fréquence (PPM) + présence / absence.

Les travaux de Mandel *et al.* [3.5] évoqués précédemment vont dans le sens de l'augmentation du nombre d'états selon un axe de codage. En effet, pour chaque réflecteur, la phase du pulse réfléchi peut varier suivant 4 états comme dans le cas d'un schéma de modulation classique QPSK. Le paramètre utilisé pour coder des données est la phase et des valeurs entre 0° et 270° sont possibles. L'efficacité de codage dans ce cas est de 2 bits par symbole (voir la Fig. 3.16 (b)).

3.5.3 Codage hybride

Les techniques de codage énoncées précédemment utilisent un seul axe de la constellation. Cela signifie que seule la phase, ou l'amplitude est utilisée dans le domaine fréquentiel ou temporel. Au cours de cette thèse nous nous sommes attachés à améliorer les densités de codage des tags et avons travaillé sur les techniques de codage hybride. Par exemple, dans le domaine fréquentiel, nous pouvons contrôler la position du pic de résonance dans une fenêtre donnée ainsi que moduler sa présence (voir Fig 3.16 (c)). Cette technique de codage que nous avons introduit en 2010 dans [3.20] permet d'augmenter de manière significative la capacité de codage associée à chaque résonance. Comme le montre la Fig. 3.11 (b), le fait de simplement rajouter le cas présence / absence aux différentes positions que peut prendre un pic de résonance dans une fenêtre fréquentielle donnée permet d'atteindre un objectif de 64 bits de capacité avec 28 résonateurs (entre 3 et 9 GHz).

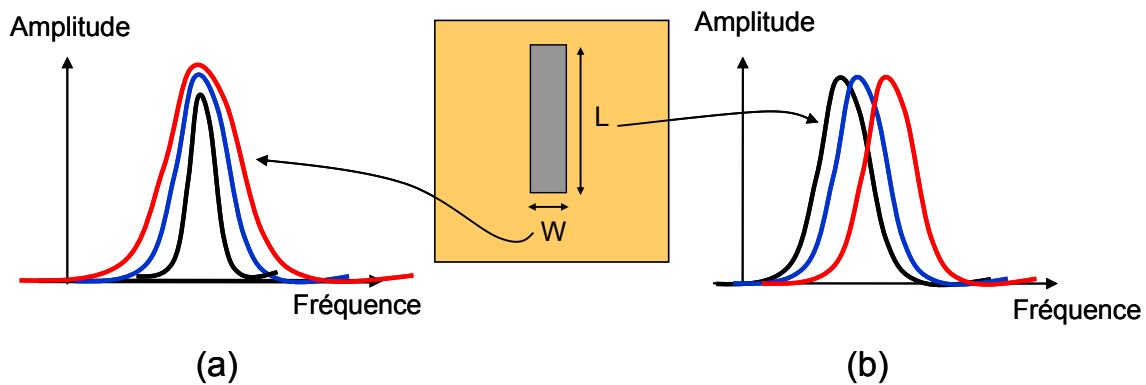


Fig. 3.17 Technique de codage hybride basée sur : (a) la sélectivité d'un résonateur en faisant varier sa largeur W , (b) la fréquence du pic en faisant varier sa longueur L .

D'autres paramètres tels que la phase ou le facteur d'amortissement d'un pic de résonance peuvent être utilisés [3.21] pour enrichir le diagramme de constellation associé. On peut imaginer par exemple utiliser un dipôle en court-circuit (sans aucun plan de masse) comme le montre la Fig. 3.17 (a) et (b), afin de combiner un codage PPM fréquentiel avec un codage en largeur de pic de résonance. Plus concrètement en 2011 [3.22] nous avons introduit un design de tags sans puce à multi-résonateurs qui permet de combiner un codage PPM fréquentiel à un codage utilisant des variations de phase comme illustré Fig. 3.12 (c). Nous reviendrons sur cette structure de manière plus précise dans le chapitre 4.

À l'heure actuelle, il n'existe pas de conception de tags chipless qui utilise 3 axes de codage pour une fréquence donnée. Mais, intrinsèquement, comme l'ont démontré Blischak *et al.* [3.21], la réponse analytique d'une cible radar peut être modélisée par une somme de p sinusoides amorties pour p modes résonants (3.15) (ou fréquence de résonance). Chaque mode possède 4 paramètres indépendants qui sont l'amplitude A_k , la phase Φ_k , l'amortissement m_k et la pulsation ω_k .

$$h(t) = \sum_{k=1}^p A_k \cdot e^{j\phi_k} \cdot e^{-m_k t} \cdot e^{j\omega_k t} \quad (3.15)$$

Un design capable de faire varier chacun de ces paramètres de manière indépendante, donnera la meilleure efficacité de codage qu'il est possible d'avoir avec un tag qui peut être considéré ici comme un cible radar passive.

3.6 Comparaison du codage en amplitude et en phase

La robustesse de détection est un aspect essentiel des systèmes RFID sans puce, car elle permet de définir ses performances notamment en termes de distance de lecture pour un environnement donné. Un canal de transmission peut être perturbé par différents phénomènes listés ci-après :

- L'atténuation du milieu : ce phénomène est fonction de la nature des objets et milieux traversés par les ondes électromagnétiques. Son effet a le plus souvent comme conséquence de déformer les signaux en amplitude et en phase. Un milieu dispersif peut même déformer les signaux avec une phase variable suivant la fréquence, chose

qui est très dommageable. L'effet d'atténuation et de dispersion n'évolue pas dans le temps à moins d'être plongé dans un environnement contenant des objets mobiles.

- Les trajets multiples. L'établissement d'une communication peut s'effectuer suivant un trajet direct (en ligne de vue) ou suivant des trajets générés par des réflexions des ondes sur des objets. Ce phénomène est toujours présent, notamment lorsque les systèmes de télécommunications fonctionnent à l'intérieur des bâtiments.
- Le bruit blanc. Il est omniprésent et est dû à l'agitation thermique des porteurs de charge dans tout conducteur électrique. Son effet a pour conséquence d'ajouter une composante aléatoire sur les signaux émis et reçus au niveau du système de détection. L'amplitude et la phase sont fortement affectées par le bruit blanc.
- Les interférences avec d'autres systèmes de télécommunication. Nous vivons dans un monde où les communications sans fil sont omniprésentes. La plupart des applications utilisent des bandes ISM. Si un tag sans puce opère dans les bandes ISM, les interférences avec les canaux adjacents doivent être prises en considération. La plupart des communications sont à bande très étroite par rapport aux tags sans puce qui sont plutôt voués à fonctionner dans l'ULB. Néanmoins, la communication entre un tag et son lecteur peut être perturbée essentiellement aux alentours de 2.45 GHz et 5.8 GHz par des signaux modulés en ondes continues.

Les effets du bruit blanc et des trajets multiples affectent l'amplitude et la phase. Mais certaines techniques permettent d'éliminer ces effets indésirables. Par exemple, la suppression des trajets multiples consiste simplement à réaliser un fenêtrage temporel en considérant que le premier écho radar arrivant sur l'étage de réception est celui qu'il faut prendre en compte. Ceci évite toute interférence destructive entre le trajet direct et les autres trajets. Quant au bruit blanc, augmenter le temps d'acquisition en faisant la moyenne de plusieurs enregistrements permet de l'atténuer fortement.

En outre, l'effet filtrant du canal de transmission doit être pris en compte pour les communications en espace libre. Il affecte à la fois l'amplitude et la phase mais de manière déterministe. En effet, un canal de transmission en espace libre non bruité apporte un effet d'atténuation et de retard sur les signaux. L'expression (3.16) montre la façon dont une onde électromagnétique d'amplitude $|E(\omega)|$ et de phase $\varphi(\omega)$ se propageant en espace libre est affectée.

$$\underline{E} = |E(\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)} \underbrace{\times e^{(-\alpha + j\beta)z}}_{\text{effet du canal}} = \underbrace{|E(\omega)| \cdot e^{-\alpha \cdot z}}_{\text{Amplitude}} \times e^{\underbrace{j(\varphi(\omega) + \beta \cdot z)}_{\text{Phase}}} \quad (3.16)$$

$$\tau_d = -\frac{d(\varphi(\omega) + \beta \cdot z)}{d\omega} = -\frac{d(\varphi(\omega) + \frac{\omega}{c} \cdot z)}{d\omega} = \underbrace{-\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}}_{\text{temps de groupe}} - \frac{z}{c} \quad (3.17)$$

Nous pouvons constater que l'amplitude est atténuée en fonction de la distance z par le terme $e^{-\alpha z}$ et que la phase varie linéairement en fonction de la distance z avec le terme $e^{j\beta z}$. En revanche les variations de phase ne sont pas atténuées. Par conséquent si l'on dérive la phase en fonction de la fréquence (voir la relation (3.16)), on obtient le temps de groupe τ_d du

dispositif plus une constante liée à la distance z et la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu (c dans l'air). Donc, l'allure du temps de groupe en fonction de la fréquence n'est pas affectée contrairement à l'amplitude. La constante peut être supprimée quelque soit z par calcul d'une moyenne, afin d'obtenir le temps de groupe du dispositif à caractériser, ici le tag. Nous pouvons donc imaginer que le temps de groupe n'est pas modifié par la distance, et donc, que l'information embarquée conserve son intégrité jusqu'à ce que le rapport signal à bruit soit trop faible. Ceci confirme les résultats expérimentaux de Preradovic *et al.* [3.9] qui ont démontré qu'utiliser la phase pour l'identification des tags s'avère plus robuste car elle permet d'obtenir une distance de lecture plus importante. Ils confirment également bon nombre de résultats [3.23][3.24] qui seront présentés dans les chapitres suivants.

3.7 Critères de performance du codage

Comme nous l'avons vu, il y a plusieurs paramètres à prendre en compte pour définir l'efficacité de codage d'un dispositif sans puce. L'idéal étant de coder le maximum d'informations dans une surface la plus réduite possible et nécessitant la plus faible largeur de bande fréquentielle. Si l'on considère la capacité de stockage de données, la bande de fréquence, et les dimensions du tag, il est clair que ces trois paramètres sont intimement liés, même s'ils décrivent différents aspects. La réalité veut donc que des compromis soient faits entre ces différents critères de performance qui changent d'une application à l'autre. De là, il est intéressant d'établir des facteurs de mérite ou critères de performance afin d'évaluer les différents designs entre eux et de choisir le plus adapté en fonction des divers compromis à prendre en considération. C'est pourquoi comme nous l'avons vu, il est intéressant d'introduire les deux critères suivant :

- La Densité de Codage Surfaique (DCS) en nombre de bits par cm^2 .
- La Densité Spectrale de Codage (DSC) en nombre de bits par GHz.

Une fois ces deux critères définis nous pouvons comparer différents designs de tags sans puce codés selon une approche fréquentielle. Pour cela nous pouvons établir un graphique représentant sur un axe la DCS et sur l'autre la DSC comme présenté Fig. 3.18.

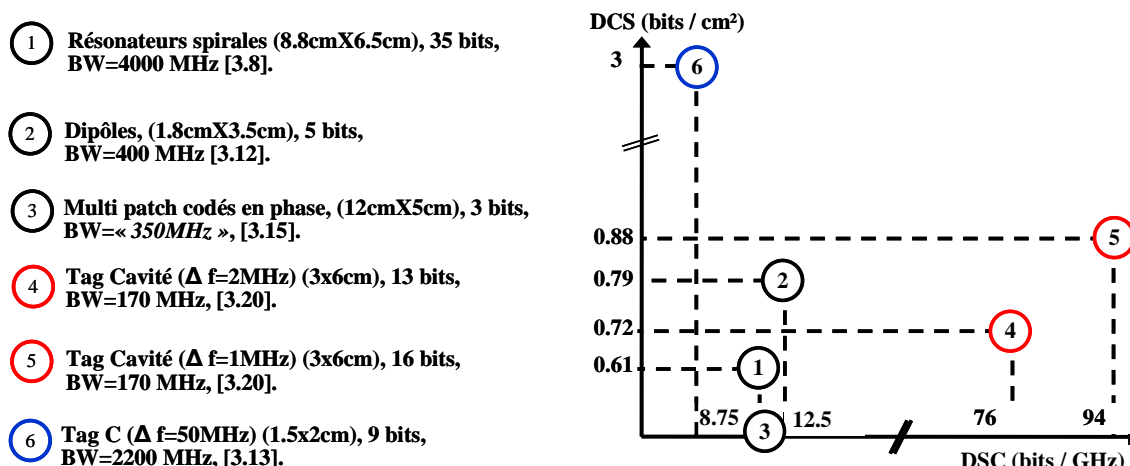


Fig. 3.18 . Densité de codage surfaique DCS en fonction de la densité spectrale de codage DSC pour différents designs de tags sans puce. Les références 4, 5 et 6 correspondent à des designs qui ont été développés dans le cadre de cette thèse et feront l'objet d'un descriptif détaillé dans les chapitres suivants.

Nous pouvons remarquer que plusieurs tendances se dégagent. Une approche axée sur la DCS [3.13] va permettre d'obtenir une densité de codage par unité de surface très élevée. D'autres approches favorisent plutôt la DSC [3.20] notamment en utilisant des systèmes permettant d'obtenir des résolutions fréquentielles très précises. Enfin, d'autres designs optent pour un compromis [3.12][3.8] entre la surface et la bande passante occupée.

3.8 Conclusion

Ce chapitre a permis d'introduire les différentes techniques de codage envisageables dans un système RFID sans puce. En faisant l'état de l'art, nous nous sommes aperçus qu'aucun des travaux n'a traité l'aspect « concept de codage » pour les technologies sans puce. Il nous est donc paru important de conceptualiser cette notion dans un cadre général d'abord, puis plus spécifique aux technologies RFID sans puce. Ceci nous a permis, d'une part, de classer l'ensemble des travaux réalisés et d'autre part de les comparer. Pour cela nous avons adapté des principes de modulations numériques empruntés aux systèmes de télécommunications classiques au monde de la RFID sans puce dont le codage se fait en fonction du temps ou en fonction de la fréquence. Un paragraphe a permis de donner les éléments clés qui permettent d'améliorer l'efficacité de codage. En effet, améliorer l'efficacité de codage est quelque chose d'attendu dans la mesure où il permettra de converger vers un tag sans puce de taille réduite avec une grande capacité mémoire. Des outils de représentations graphiques basés sur des diagrammes de constellations ont été proposés dans le but de mieux appréhender l'efficacité de codage et la robustesse de détection d'un système RFID sans puce. Enfin des critères de performance permettant de relier les 3 aspects essentiels des tags sans puce qui sont : la capacité mémoire, la surface et la bande passante requise, ont été introduit pour comparer les différents designs entre eux.

Nous pouvons donc poursuivre avec le chapitre 4 qui va présenter les différents concepts de tags sans puce que nous avons développés au cours de cette thèse, dont certains ont déjà été évoqués dans ce présent chapitre pour illustrer certaines notions. La ligne directrice des différents concepts proposés dans le chapitre 4 est avant tout d'augmenter la capacité de codage des tags par différents moyens. En effet, pour pouvoir rivaliser avec le code à barres, la première étape d'importance à atteindre est d'obtenir une capacité de codage au moins équivalente à celle de l'EAN 13, à savoir 43 bits. Les techniques de codage évoquées dans ce chapitre vont donc nous aider à réaliser cet objectif ambitieux à la vue de l'état de l'art dans ce domaine.

Bibliographie

- [3.1] ZHANG L, RODRIGUEZ S, TENHUNEN H & ZHENG L. An innovative fully printable rfid technology based on high speed time-domain reflections. *High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis, 2006. HDP'06. Conference on, 2006*, p.166-170.
- [3.2] ZHENG L, RODRIGUEZ S, ZHANG L, SHAO B & ZHENG L. Design and implementation of a fully reconfigurable chipless rfid tag using inkjet printing technology. *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on, 2008*, p.1524-1527.
- [3.3] HARTMANN C. A global saw id tag with large data capacity. *Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE, 2002*, p.65-69.
- [3.4] VEMAGIRI J, CHAMARTI A, AGARWAL M & VARAHRAMYAN K. Transmission line delay-based radio frequency identification (rfid) tag. *Microwave and optical technology letters, 2007*, vol. 49, p.1900-1904.
- [3.5] MANDEL C, SCHUSSLER M, MAASCH M & JAKOBY R. A novel passive phase modulator based on lh delay lines for chipless microwave rfid applications. *Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID, 2009. IMWS 2009. IEEE MTT-S International Microwave Workshop on, 2009*, p.1-4.
- [3.6] HARTMANN C, HARTMANN P, BROWN P, BELLAMY J, CLAIBORNE L & BONNER W. Anti-collision methods for global saw rfid tag systems. *Ultrasonics Symposium, 2004 IEEE, 2004*, p.805-808.
- [3.7] INKSURE. www.inksure.com.
- [3.8] PRERADOVIC S & KARMAKAR N. Design of fully printable planar chipless rfid transponder with 35-bit data capacity. *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European, 2009*, p.13-16.
- [3.9] PRERADOVIC S, ROY S & KARMAKAR N. Fully printable multi-bit chipless rfid transponder on flexible laminate. *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific, 2009*, p.2371-2374.
- [3.10] PRERADOVIC S, BALBIN I, KARMAKAR N & SWIEGERS G. A novel chipless rfid system based on planar multiresonators for barcode replacement. *RFID, 2008 IEEE International Conference on, 2008*, p.289-296.
- [3.11] JALALY I & ROBERTSON I. Capacitively-tuned split microstrip resonators for rfid barcodes. *Microwave Conference, 2005 European, 2005*, p.1-4.
- [3.12] JALALY I & ROBERTSON I. Rf barcodes using multiple frequency bands. *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 2005*, p.1-4.

- [3.13] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Novel compact rfid chipless tag. *PIERS Proceedings, Marrakesh, Morocco*, 2011, p.1062-1066.
- [3.14] MUKHERJEE S. Chipless radio frequency identification by remote measurement of complex impedance. *Wireless Technologies, 2007 European Conference on*, 2007, p.249-252.
- [3.15] BALBIN I & KARMAKAR N. Phase-encoded chipless rfid transponder for large-scale low-cost applications. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2009 , vol. 19, p.509-511.
- [3.16] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Rfid chipless tag based on multiple phase shifters. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p.1-4.
- [3.17] MUKHERJEE S & CHAKRABORTY G. Chipless rfid using stacked multilayer patches. *Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2009*, 2009, p.1-4.
- [3.18] GUPTA S, PARSA A, PERRET E, SNYDER R, WENZEL R & CALOZ C. Group-delay engineered noncommensurate transmission line all-pass network for analog signal processing. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2010 , vol. 58, p.2392-2407.
- [3.19] NAIR R, PERRET E & TEDJINI S. Chipless rfid based on group delay encoding. *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on*, 2011, p.214-218.
- [3.20] DEEPU V, VENA A, PERRET E & TEDJINI S. New rf identification technology for secure applications. *RFID-Technology and Applications (RFID-TA), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, p.159-163.
- [3.21] BLISCHAK A & MANTEGHI M. Pole residue techniques for chipless rfid detection. *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09. IEEE*, 2009, p.1-4.
- [3.22] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Chipless rfid tag using hybrid coding technique. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2011 , vol. 59, n° 12, p.3356-3364.
- [3.23] VENA A, PERRET E, TEDJINI S. A fully printable chipless rfid tag with detuning correction technique. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2012 , vol. 22, n°4, p.209-211.
- [3.24] VENA A, PERRET E, TEDJINI S. A compact chipless rfid tag using polarization diversity for encoding and sensing. *IEEE International Conference on RFID 2012*, 2012, p.1-7.

Chapitre 4 : Conception de tags RFID sans puce

Nous présentons dans ce chapitre l'élément clé d'un système RFID sans puce à savoir la conception des tags. Les performances qui peuvent être atteintes en termes de robustesse de lecture, de portée de détection sont directement liées à la géométrie du tag, et à la façon dont les informations sont codées. Nous démarrons donc ce chapitre avec une modélisation du problème d'identification sans puce à travers l'utilisation d'un résonateur de base. Nous poursuivrons en définissant les différents critères de performance inhérents à une conception de tags particulière tels que la valeur de surface équivalente radar et la sélectivité des résonateurs. Nous présenterons ensuite une étude comparative de différentes géométries de base qui peuvent être utilisées dans la réalisation d'un tag sans puce. Enfin, nous détaillerons les différents dispositifs réalisés tout au long de cette thèse qui s'articulent pour bon nombre d'entre eux autour de la problématique de l'augmentation de la capacité de codage.

Sommaire – Chapitre 4

4	Chapitre 4 : Conception de tags RFID sans puce	91
4.1	Introduction	93
4.1.1	Tags sans puce « temporels » et « fréquentiels »	93
4.1.2	Approche circuit ou utilisation d'éléments réflecteurs filtrants	94
4.2	Modélisation du problème à travers l'exemple un résonateur de base.....	95
4.2.1	Mécanismes de re-rayonnement	96
4.2.2	Modélisation de la réponse électromagnétique	100
4.2.3	Diagramme de rayonnement.....	104
4.2.4	Polarisation	105
4.3	Etude paramétrique des résonateurs de base, critères de performance.....	106
4.3.1	Détermination de critères de performance	107
4.3.2	Comparaison des résonateurs	107
4.4	Association de plusieurs résonateurs et méthode d'optimisation.....	110
4.4.1	Conclusion.....	113
4.5	Conception de tags sans plan de masse	114
4.5.1	Présentation du design n°1 : double C.....	114
4.5.2	Présentation du design n°2 : Tag en C à 20 éléments.....	119
4.5.3	Présentation du design n°3 : tags simple C à codage hybride	123
4.5.4	Méthode d'auto compensation du detuning pour les tags sans plan de masse.....	129
4.6	Conception de tags avec plan de masse.....	135
4.6.1	Présentation du design n°4 : tag indépendant en polarisation	136
4.6.2	Présentation du design n°5 : tag codé en polarisation	141
4.6.3	Présentation du design n°6 : tags dépolarisant	148
4.7	Conclusion.....	152
	Bibliographie.....	154

4.1 Introduction

4.1.1 Tags sans puce « temporels » et « fréquentiels »

Dans cette thèse nous nous sommes intéressés uniquement au développement de tags RFID sans puce dont l'information est codée dans le domaine fréquentiel. En effet, en regard de l'état de l'art actuel, il est apparu clairement que les techniques de codage temporelles [4.1][4.2][4.3][4.4] basées sur l'utilisation de substrat à faible permittivité sont encore très loin d'atteindre les densités de codage surfacique des tags SAW [4.5] ou des tags sans puce fréquentiels [4.6][4.7]. La raison est inhérente au principe de codage utilisé. En effet, ces tags codent l'information en fonction de la position d'une impulsion dans le temps ou de sa présence. Pour séparer suffisamment deux positions temporelles de telle manière que les signaux réfléchis ne se recouvrent pas, il est nécessaire d'ajouter des lignes à retard entre chaque discontinuité. Le plus petit retard à créer est fonction de la largeur d'impulsion du pulse émis. Ainsi pour un pulse de 1 ns de largeur, un retard supérieur à 1 ns doit être créé pour séparer deux réflexions. Pour augmenter le nombre de positions temporelles, il faut donc soit augmenter le nombre de tronçons de ligne à retard soit diminuer la largeur du pulse. Dans les deux cas nous nous heurtons très rapidement aux problèmes suivants :

- L'augmentation du nombre de tronçons de lignes conduit à une surface de tag plus importante. De plus, à chaque nouvelle discontinuité (à l'origine de la réflexion d'une partie de l'onde incidente), l'amplitude du signal décroît ce qui rend doublement difficile l'augmentation de la longueur de la ligne.
- Un pulse très court donne une densité spectrale de puissance très étalée dans le spectre fréquentiel. Cependant, la diminution de la largeur du pulse n'est pas chose aisée à réaliser en pratique. De plus elle augmente considérablement le coût du système de lecture de tags sans puce. La bande passante maximale utilisable sans licence spécifiée par la FCC pour les communications ULB s'étale entre 3.1 et 10.6 GHz. Ce qui définit au final un pulse de largeur minimale de l'ordre de quelques dizaines de picosecondes. En outre, un filtre en sortie du générateur de pulse du lecteur doit être utilisé pour respecter les gabarits imposés par les normes sur les communications ULB.

Des équipes travaillant dans ce domaine ont d'ailleurs cherché à diminuer le nombre de tronçons de lignes et leurs tailles en combinant une technique de codage QPSK (améliorant ainsi l'efficacité de codage) avec l'utilisation de lignes CRLH qui permettent de véhiculer des ondes lentes [4.1]. Malheureusement cette architecture reste trop complexe, et très délicate à réaliser. De plus, les dimensions nécessaires sont imposantes (20 cm de long), le tout pour coder 6 bits [4.1]. Elle n'est donc absolument pas réaliste d'un point de vue pratique et non compétitive sur le plan économique où l'idée reste de pouvoir obtenir des tags avec un coût unitaire inférieur au centime d'€.

C'est donc logiquement que nous nous sommes orientés vers le design de tags sans puce codés dans le domaine fréquentiel. En effet, dans la littérature, et contrairement aux tags temporels, des capacités de codages pouvant aller jusqu'à 35 bits sur des surfaces réduites étaient reportées. D'autant plus que contrairement à la plupart des conceptions de tags temporels, la possibilité de réaliser la totalité du tag via des procédés bas coût tels que l'impression sont tout à fait envisageables avec les designs proposés [4.7][4.8][4.9]. Il nous semble ainsi que les tags « fréquentiels » ont un potentiel de développement bien plus

important que les tags « temporels ». Nous allons voir par la suite les différentes approches mises en œuvre et permettant de nous affranchir des différentes problématiques évoquées lors du bilan dressé au chapitre 2.

4.1.2 Approche circuit ou utilisation d'éléments réflecteurs filtrants

Nous pouvons regrouper les tags utilisant une approche de codage fréquentielle en deux grandes familles. La première introduite par Preradovic *et al.* [4.7] fait appel à une antenne de réception connectée à un filtre réjecteur de bandes multiples (voir Fig. 4.1). La sortie de ce filtre est connectée à une antenne d'émission qui est en polarisation croisée par rapport à l'antenne de réception pour isoler les signaux d'émission / réception. Dans ce cas, nous avons donc trois éléments distincts avec pour chacun une fonctionnalité bien précise. Les antennes d'émission / réception utilisées sont ultra large bande afin de pouvoir couvrir une bande fréquentielle pouvant aller de 3.1 GHz à 10.6 GHz. En effet, le codage étant réalisé dans le domaine fréquentiel, le nombre de bits pouvant être codés sera directement proportionnel, dans le cas d'un codage en absence / présence, à la largeur de bande utilisable.

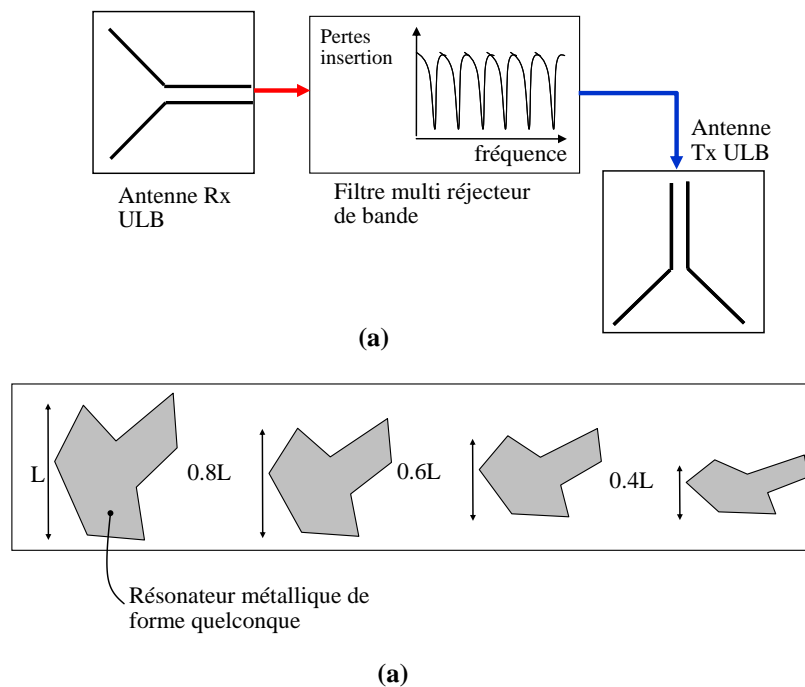


Fig. 4.1 (a) Approche à 2 antennes avec un circuit passif de type filtre. (b) Tags à multiples réflecteurs filtrants. Une homothétie est appliquée sur la forme du réflecteur pour créer des pics de résonance distincts à des fréquences différentes.

La deuxième famille utilise un concept différent qui permet d'obtenir des structures potentiellement plus compactes. En effet, comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, le même type de réponse électromagnétique peut être obtenue avec une structure utilisant des éléments diffractants et filtrants [4.8][4.9] qui intègrent les 3 fonctions évoquées précédemment. C'est-à-dire que cet élément compact (voir Fig. 4.1(b)) joue le rôle à la fois d'antenne de réception, de filtre et d'antenne d'émission. On pourrait à première vue assimiler ces éléments diffractants à des cibles radar quelconques. Mais pour être plus précis, il faut noter que le choix de cet élément de base doit être fait de telle manière qu'il puisse générer une signature électromagnétique choisie et non quelconque. De ce fait, il doit exister un lien direct entre le

codage d'un identifiant et une géométrie particulière du tag. Même si les tous premiers designs introduits selon ce principe n'ont qu'une faible capacité de codage (de l'ordre de 5 bits comparés aux 35 bits de la solution dans [4.7]), il est intéressant de comparer les densités de codage surfacique de chacune de ces deux technologies. En effet, la taille du tag sans puce est également un élément important à prendre en considération. Le design de Jalaly *et al.* [4.9] offre ainsi une bien meilleure densité de codage surfacique avec 0.8 bits/cm² contre 0.6 bits/cm² pour la solution de [4.7], le codage utilisé dans les deux cas étant identique. Ceci montre le potentiel de miniaturisation de cette approche. Nos travaux de recherches se sont donc orientés vers la conception de tags sans puce « fréquentiels » basés sur l'association d'éléments diffractants comme illustré Fig. 4.1 (b).

4.2 Modélisation du problème à travers l'exemple un résonateur de base

Nos développements seront désormais basés sur l'utilisation de multiples réflecteurs filtrants. Afin de mieux introduire cette catégorie de tags sans puce, nous allons étudier le comportement d'un réflecteur qui peut être vu comme un objet de géométrie quelconque, qui a une surface conductrice. Il réfléchit donc les ondes électromagnétiques d'une façon particulière et prévisible. Cette onde rétrodiffusée sera ce que l'on appelle la signature du tag. Le principe ici est de créer des pics de résonance, distinguables les uns des autres, dans le spectre fréquentiel choisi. Le changement de phase autour des résonances peut également être mis à contribution comme nous allons le voir par la suite. Pour ce faire, il faut utiliser des éléments réfléchissants avec un comportement très résonant. Ainsi nous parlerons désormais de résonateurs pour désigner des réflecteurs filtrants décrits ici, c'est-à-dire basés sur un comportement résonant. A partir de la réponse électromagnétique d'un résonateur il est possible d'extraire un modèle qui permet de faire le lien entre la géométrie du réflecteur et son identifiant. D'un point de vue pratique, un modèle permet de prédire la signature électromagnétique des tags et donc de générer les géométries correspondantes de manière rapide sans avoir besoin de simulation lourde. Ce point précis n'est que rarement évoqué dans la littérature, il n'en est pas moins important. De plus, il est à noter que l'ensemble des structures que l'on rencontre ne se prêtent pas forcément à une modélisation analytique et déterministe. Nous allons le voir par la suite, ce modèle est différent suivant qu'un plan de masse soit utilisé ou non. A noter que l'aspect décodage (récupération de l'identifiant) est une autre problématique qui s'effectue indépendamment du mode de génération de la structure. Elle nécessite des algorithmes implémentant des fonctions de traitement du signal et sera traité dans le chapitre 5 et en annexe II.

Pour commencer, nous parlerons de l'élément de base sur lequel nous nous sommes basés pour concevoir différents tags sans puce. Cet élément est le résonateur en forme de C que nous appellerons par la suite pour des questions de facilité résonateur en C. Ce résonateur peut être vu comme un dipôle en court-circuit replié en son centre. De manière plus générale, un élément diffractant peut être considéré comme une antenne chargée par une impédance complexe. L'intérêt de cette structure est sa capacité de résonner de manière très sélective en fréquence, ceci comparé au dipôle simple qui est large bande. Une résonance se produit lorsque le quart de la longueur d'onde du signal incident équivaut à la longueur électrique de la fente formée par les deux bras du C, ce qui permet de réduire la dimension maximale du résonateur d'un facteur 2 par rapport au dipôle en court-circuit. Comme nous le verrons par la suite, un modèle analytique polynomial peut être extrait pour relier la longueur de la fente à la

fréquence de résonance. De plus, l'association de plusieurs résonateurs est possible dans des surfaces très réduites car le couplage entre les éléments est relativement limité.

4.2.1 Mécanismes de re-rayonnement

Voici de manière détaillée les mécanismes qui permettent d'exciter un objet conducteur afin d'en extraire sa signature électromagnétique. Un signal d'interrogation sous la forme d'un pulse ultra court, donc très large bande, est émis par le lecteur. Pour des questions d'efficacité, les composantes fréquentielles utiles de ce signal doivent s'étaler sur la totalité du spectre fréquentiel de la réponse électromagnétique du tag. Une méthode basée sur l'envoi d'un signal bande étroite qui va pouvoir balayer la bande de fréquence choisie peut également être utilisée pour détecter les différentes composantes fréquentielles du tag comme présenté Fig. 4.3.

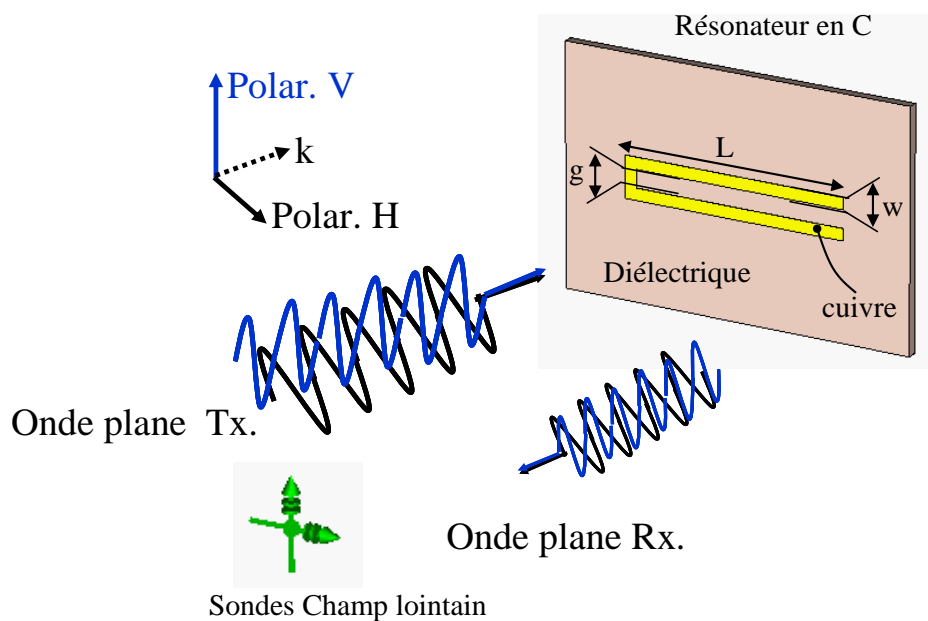


Fig. 4.2 Principe d'opération d'un résonateur excité par une onde plane. Sous le logiciel CST Microwave studio l'information du champ rétrodiffusé par le tag se fait en utilisant des sondes. Les paramètres variables dans le résonateur en C sont la longueur de la fente L et le gap g . La largeur du ruban métallique w est constante.

Lorsque l'onde incidente atteint le tag, elle crée des courants plus ou moins importants sur la structure en fonction de l'intensité et de l'orientation du champ électromagnétique (polarisation) incident et bien évidemment en fonction du dispositif. Une partie de l'énergie incidente sur le tag est réémise directement dans tout l'espace, voire dans des régions privilégiées de l'espace. Ce premier mécanisme de re-rayonnement est structurel et ne dépend que de la géométrie du tag [4.10]. Une autre partie de l'énergie reçue est stockée par la structure et rediffusée dans tout l'espace suivant un processus qui s'étale dans le temps et qui va dépendre du facteur de qualité de la structure. On appelle ce second phénomène le mode d'antenne. Ce mécanisme de re-rayonnement est illustré Fig. 4.3 (a) à (c) dans le cas d'un élément diffractant qui peut être assimilé à une antenne connectée à une charge complexe. Dans un tag sans puce basé sur l'association de résonateurs, nous cherchons à modifier ce mode d'antenne qui est très résonant et s'étale dans le temps comme illustré Fig. 4.3 (b), il en résulte un pic de résonance très sélectif comme le montre la Fig. 4.3 (c). Quand au mode de

structure, il est inhérent à tout objet réfléchissant et il présente un comportement très large bande (à l'image de l'onde réfléchi par une plaque métallique de dimensions importantes par rapport à la longueur d'onde) qui peut difficilement être exploité pour coder de l'information. Les réponses électromagnétiques des tags sont donc la superposition du mode de structure, dont le niveau réfléchi est quasi constant en fonction de la fréquence, avec une mode d'antenne qui lui sera de type pic ou creux comme nous allons le voir dans ce qui suit.

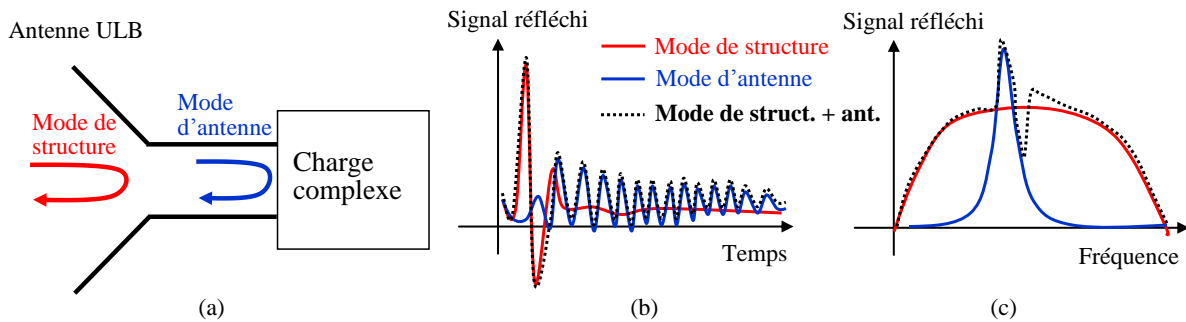


Fig. 4.3 (a) Illustration du mode de réflexion d'un élément réflecteur pouvant être assimilé à une antenne connectée à une charge complexe, sous la forme d'un mode de structure et d'un mode d'antenne. Suivant la longueur de la connexion entre l'antenne et la charge, un décalage du mode d'antenne peut être observé (b) Réponse impulsionnelle du réflecteur illustrant la part du mode de structure et celle du mode d'antenne sur le signal total. (c) Réponse en fréquence du réflecteur pour le signal total ainsi que pour les deux modes pris séparément. L'addition des deux modes fait apparaître un creux d'interférence.

Pour analyser le mode d'antenne, nous pouvons rechercher les chemins de courant dans la structure conductrice excitée. Ces chemins de courant permettent de relier un pic dans la réponse électromagnétique au mode de résonance de la structure. Ainsi, dans le cas d'un dipôle en court-circuit excité par une onde plane en polarisation verticale, le premier mode de résonance a lieu lorsque la demi longueur d'onde guidée correspond à la longueur physique du dipôle (voir Fig. 4.4 (a) et (b)). En effet, dans ce cas nous observons des minimums de courant aux extrémités du dipôle et un maximum de courant au centre du dipôle représentant une demi longueur d'onde (voir Fig. 4.4 (b)). Le 1^{er} mode d'ordre supérieur doit lui aussi respecter les conditions aux limites qui sont imposées par les extrémités du dipôle, ce qui signifie que le courant aux extrémités sera toujours nul quelque soit le mode de résonance.

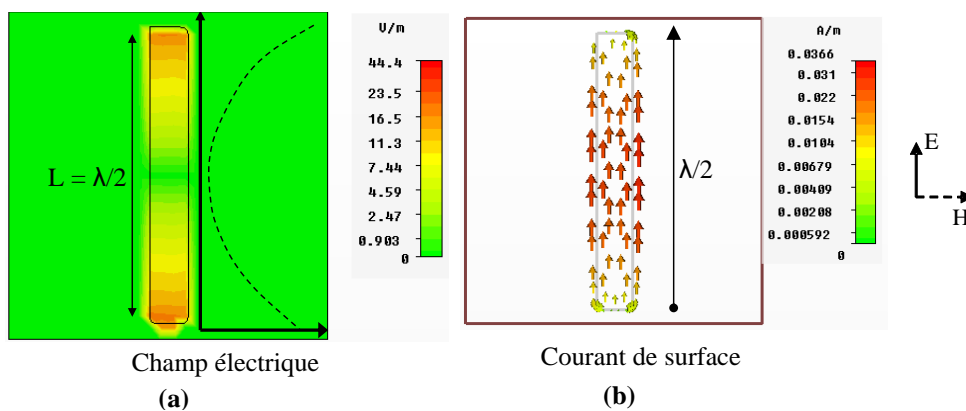


Fig. 4.4 Dipôle excité par une onde plane en polarisation verticale à sa fréquence de résonance. (a) Champ électrique. (b) Chemin de courant. La longueur du dipôle L est proche de 50 mm et sa fréquence de résonance est de 2 GHz.

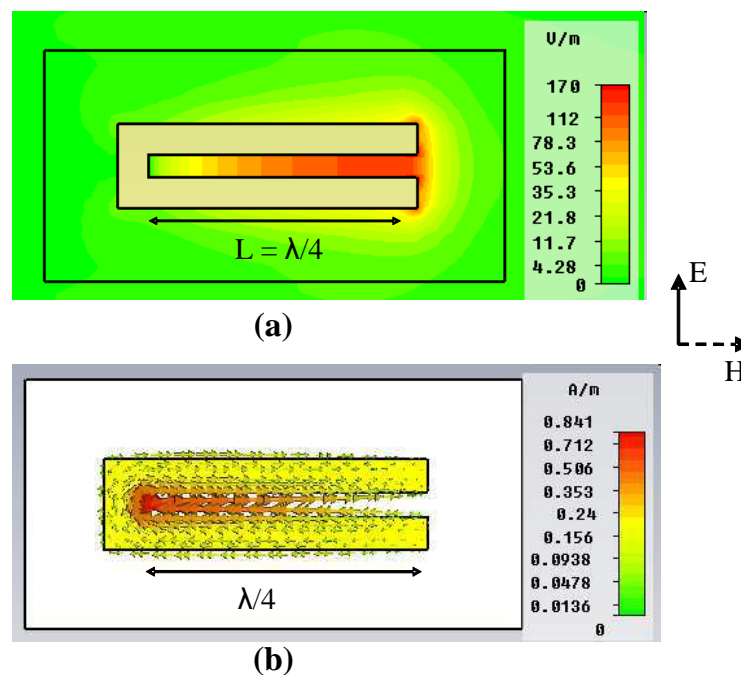


Fig. 4.5 Résonateur en C excité par une onde plane en polarisation verticale à sa fréquence de résonance (a) Champ électrique. (b) Chemin de courant. La longueur de la fente L est de 25 mm, générant une résonance à 2GHz.

Revenons maintenant au résonateur en C. Si l'on observe de la même manière la répartition de son champ électrique Fig. 4.5 (a) et la densité de courant Fig. 4.5 (b) à la résonance lorsqu'il est excité par une onde plane en polarisation verticale, nous remarquons que par rapport à la plus grande dimension de la structure, la résonance est de type quart d'onde. En effet, les conditions aux limites sont différentes. D'un côté, nous observons un courant maximum et de l'autre côté de la structure, un courant minimum. On peut noter que ce résultat aurait pu être déduit directement de la distribution de courant du dipôle en court-circuit, en repliant ses extrémités. Le premier mode de résonance est donc en $\lambda/4$, et le premier mode d'ordre supérieur est visible à $3 \lambda/4$. Cette structure permet donc de miniaturiser d'un facteur supérieur ou égal à 2, la longueur maximum du résonateur par rapport au dipôle. Si l'on regarde le champ électrique Fig. 4.5 (a) nous voyons qu'il est concentré entre les deux bras du C. Ceci augmente considérablement l'effet capacitif de cette structure. Le facteur de qualité du résonateur étant proportionnel à la valeur de la capacité, la sélectivité en fréquence est donc améliorée.

Si l'on compare maintenant les réponses fréquentielles de ces deux éléments de base présentés Fig. 4.6 (a) et (b) excités suivant la polarisation verticale, nous observons d'un côté une réponse très large bande pour le dipôle et d'un autre côté une réponse très sélective pour le résonateur en C qui conserve l'énergie sur une plus longue durée. En revanche l'amplitude du signal réfléchi est plus importante pour le dipôle, notamment car il présente une dimension plus importante suivant la polarisation verticale.

Lorsque l'on ajoute un plan de masse au dipôle, la réponse en fréquence est modifiée et laisse apparaître des creux très sélectifs comme nous pouvons l'observer dans la Fig. 4.6 (a). Le mécanisme de rayonnement est dans ce cas légèrement différent par rapport à un

résonateur sans plan de masse. En effet, une cavité résonante est formée entre l'élément métallique structuré et le plan de masse de la même manière que pour une antenne patch [4.11]. Des facteurs de qualité importants peuvent donc être atteints. Et de la même manière que dans le cas d'antenne patch, ce facteur de qualité, lié à la bande passante, dépend de l'épaisseur du substrat. Contrairement aux pics de résonance observés dans le cas du dipôle sans plan de masse, nous observons ici des creux dans le spectre. Ce phénomène est lié à une interférence entre la réponse du plan de masse, très large bande, avec un niveau de réflexion élevé, et la réponse de l'élément conducteur structuré, à la résonance.

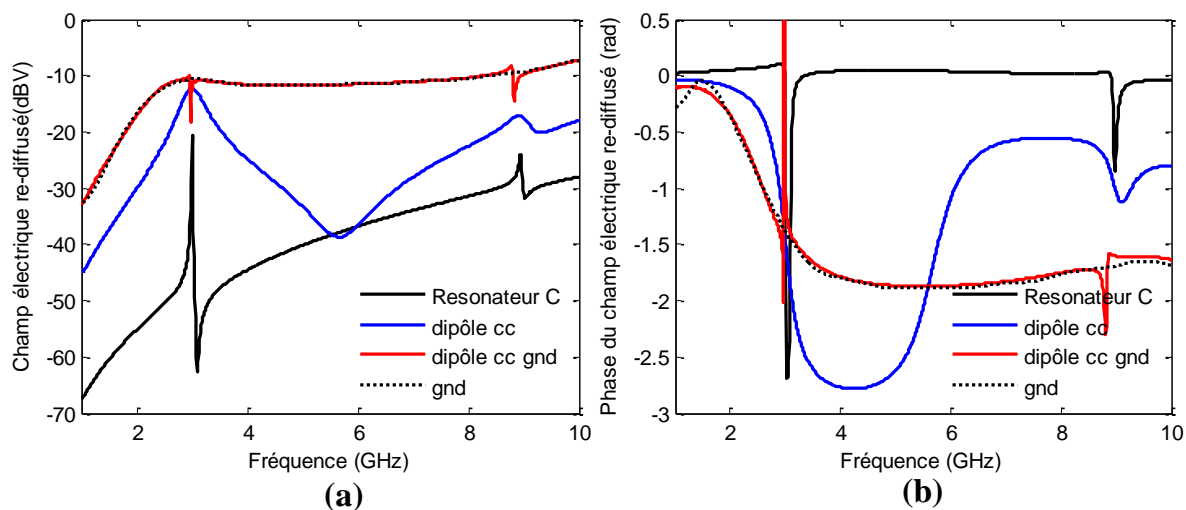


Fig. 4.6 Résultats de simulation obtenus avec CST, présentant les réponses électromagnétiques : (a) en amplitude, (b) en phase, du résonateur en C (Résonateur C) du dipôle en court-circuit avec (dipôle cc gnd) et sans plan de masse (dipôle cc) et du plan de masse seul (gnd). Les paramètres du résonateur en C sont les suivants : $L=16.175$ mm, $g=0.5$ mm et $w=1$ mm. Les paramètres du dipôle en court-circuit sont les suivants : $L = 28.5$ mm, $w=2$ mm. Le plan de masse mesure 40 mm de hauteur par 30 mm de largeur. Le substrat utilisé est du Roger RO4003, de permittivité 3.55, de $\tan \delta = 0.0025$, et d'épaisseur 0.8 mm.

Dans la Fig. 4.7 nous pouvons remarquer l'influence de l'angle d'incidence sur la signature électromagnétique de ce résonateur. Le mode de structure est fortement lié à l'angle d'incidence alors que cela n'est pas le cas pour le mode d'antenne qui génère le pic de résonance. Une détection basée sur la reconnaissance des positions des pics sera donc plus robuste avec cette structure que pour une détection de creux. Cependant, comme nous allons le voir par la suite, lorsque l'on associe plusieurs résonateurs, des interférences entre les modes résonants des résonateurs se créent et produisent des creux qui demeurent quelque soit l'angle d'incidence de l'onde arrivant sur le tag.

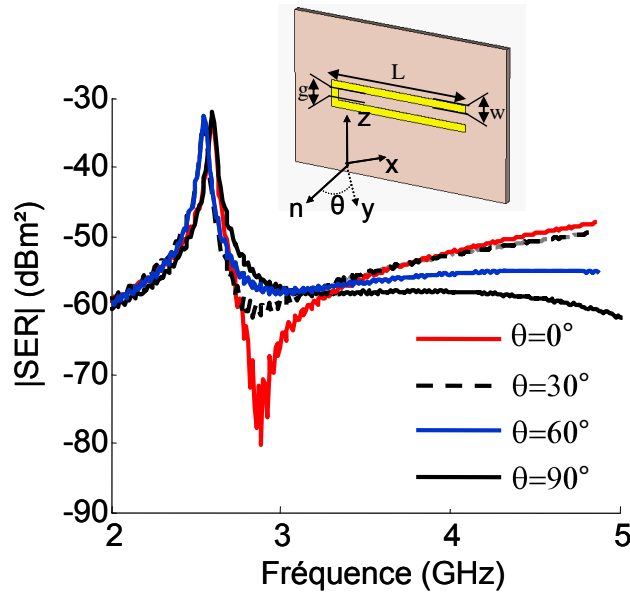


Fig. 4.7 Influence de l'angle d'incidence de l'onde plane θ dans le plan azimutal sur un résonateur en C sans plan de masse. Les dimensions du résonateur sont les suivantes : $L=18.5$ mm, $g=0.5$ mm, $w=1$ mm. Le substrat utilisé est du FR4, de permittivité 4.6, de $\tan \delta=0.025$, et d'épaisseur 0.8 mm.

4.2.2 Modélisation de la réponse électromagnétique

Une fonction de transfert (4.1) peut servir à modéliser le résonateur. Pour ce faire nous devons analyser de manière plus fine la réponse électromagnétique du résonateur en amplitude et en phase. Dans le cas d'un résonateur sans plan de masse, nous pouvons observer autour de la résonance, pour une incidence nulle, un pic suivi d'un creux. Le pic peut être modélisé par un pôle d'ordre 2. Le creux apparaît lorsque deux modes de résonance sont en opposition de phase. Notamment lorsqu'il y a une interférence destructive entre le mode de structure peu résonant et le mode d'antenne très résonant. Ainsi un résonateur en C peut être modélisé par l'ajout de deux filtres passe bandes comportant chacun un pôle d'ordre 2 comme le montre la Fig. 4.8 (a) et (b). Pour généraliser cette approche au cas d'un tag sans puce multi résonateur, il suffit d'ajouter autant de termes (4.1) que de résonateurs.

$$T(\omega) = \frac{G_{struct} \cdot e^{-j\phi_{struct}}}{1 + \frac{2m_{struct}j\omega}{\omega_{struct}} + \left[\frac{j\omega}{\omega_{struct}} \right]^2} + \frac{G_{res1} \cdot e^{-j\phi_{res1}}}{1 + \frac{2m_1j\omega}{\omega_1} + \left[\frac{j\omega}{\omega_1} \right]^2} + \frac{G_{res2} \cdot e^{-j\phi_{res2}}}{1 + \frac{2m_2j\omega}{\omega_2} + \left[\frac{j\omega}{\omega_2} \right]^2} + \dots \quad (4.1)$$

Dans l'équation (4.1), G_{struct} , G_{res1} et G_{res2} représentent un terme de gain qui caractérise le niveau de réponse pour, respectivement le mode de structure et les deux premiers modes résonants dans le cas où le tag possède deux résonateurs. Les termes m_{struct} , m_1 et m_2 représentent le coefficient d'amortissement et ω_{struct} , ω_2 , ω_3 sont les pulsations de résonances des modes déjà évoqués précédemment. Pour terminer chaque mode possède un terme caractérisant un déphasage : $e^{-j\phi_{struct}}$ pour le mode de structure et $e^{-j\phi^1}$ et $e^{-j\phi^2}$ pour les deux premiers modes résonants. Il faut noter que ce modèle ne prend pas en compte les modes d'ordre supérieurs des résonateurs (qui ne participent pas au codage et se situent au-delà de la bande passante du système de détection) qui interviennent à 2 fois et 3 fois la fréquence de résonance du premier mode respectivement pour un résonateur demi-onde et quart d'onde.

Le comportement en phase confirme ce modèle. En effet, nous pouvons clairement observer un saut de phase à -180° à la résonance, suivi d'un retour à 0° (Fig. 4.6 (b)). Ce retour à 0° correspond à la fréquence du creux observé en amplitude sur la Fig. 4.6 (a). La raison de ce creux est le résultat d'une interférence destructive entre le mode de structure et le mode d'antenne [4.10]. En effet pour une fréquence précise, le mode d'antenne et le mode de structure sont en opposition de phase et d'égale amplitude, ce qui provoque ce creux au niveau de l'amplitude totale du champ rétrodiffusé. Toutefois, il faut noter que la présence de ce creux est fortement liée à la manière dont le tag est excité, notamment à l'angle d'incidence de l'onde plane dans le plan azimutal. Il est donc nécessaire de pondérer chaque terme par une constante G_{struct} et G_{res} qui varient selon la configuration de détection (4.1). Les résultats présentés Fig. 4.7 permettent d'illustrer ce comportement, car nous pouvons remarquer que la présence du creux est fortement liée à l'angle d'incidence de l'onde plane. Le mode de structure dépend de l'angle θ car la surface qui fait face à l'onde plane, et qui réfléchit directement le signal incident, varie très largement, tandis que le mode résonant qui génère le pic demeure inchangé.

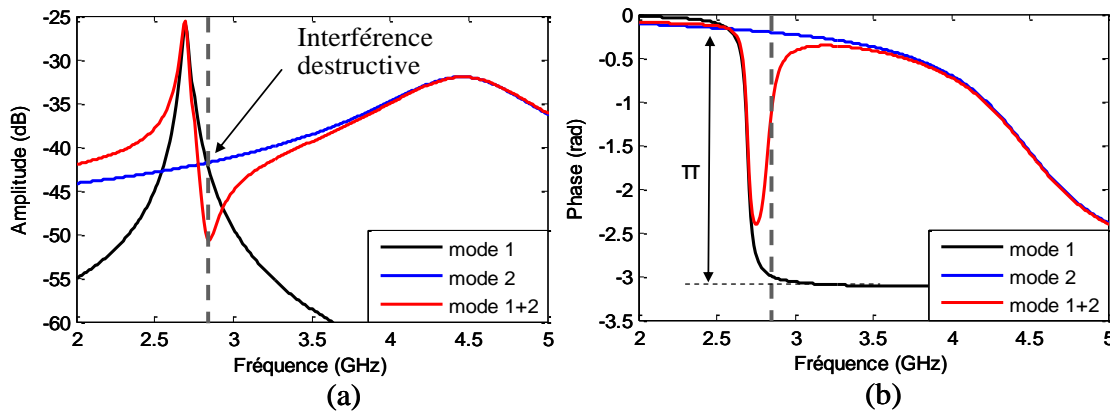


Fig. 4.8 Illustration du phénomène d'interférence en utilisant l'expression (4.1), entre le mode d'antenne très résonant (noté mode 1) et le mode de structure (noté mode 2) dans le cas d'un résonateur sans plan de masse : (a) en amplitude, (b) en phase. Les paramètres du modèle possédant deux modes de résonances sont les suivants : $f_{struct} = 2.7$ GHz, $f_1 = 4.5$ GHz, $G_{struct} = 0.005$, $G_1 = 0.001$, $m_{struct}=0.1$ et $m_1=0.01$. Les modes 1 et 2 sont initialement en phase donc $\varphi_{struct} = \varphi_1 = 0$.

Pour les résonateurs avec plan de masse tel qu'un patch en court-circuit [4.9], nous observons uniquement un creux autour de la résonance. Ce phénomène apparaît car le mode d'antenne est initialement déphasé par rapport au mode de structure de 90° . Cette valeur précise traduit un retard entre la réflexion directe (ou spéculaire) du mode de structure et la réflexion du mode d'antenne. Le mode de structure est généré principalement par le plan de masse. En revanche le mode d'antenne est lié au mode de cavité, très résonant, de l'antenne patch. Un terme de déphasage $e^{-j\varphi}$ pour chaque mode est donc présent dans le modèle. Dans la Fig. 4.9 (a) et (b), nous présentons le comportement en fréquence de deux modes qui interfèrent, dont l'un des deux est initialement déphasé de $\pi/2$ (voir Fig. 4.9 (b)). Nous approchons donc le comportement d'un dipôle en court-circuit avec plan de masse obtenu en simulation (voir Fig. 4.6 (a)).

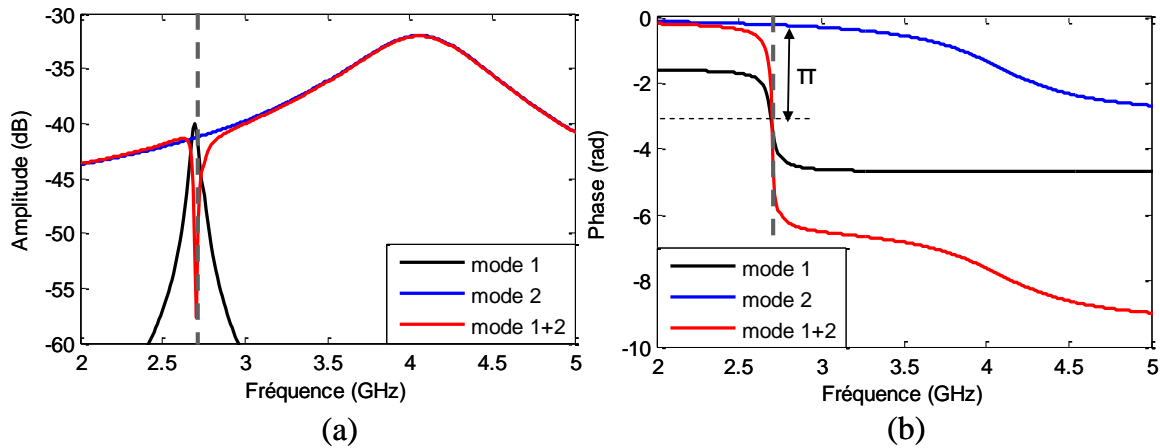


Fig. 4.9 Illustration du phénomène d'interférence en utilisant l'expression (4.1), entre le mode d'antenne très résonant (noté mode 1) et le mode de structure (noté mode 2) dans le cas d'un résonateur avec plan de masse : (a) en amplitude, (b) en phase. Les paramètres du modèle possédant deux modes de résonances sont les suivants : $f_{struct} = 2.7 \text{ GHz}$, $f_1 = 4.1 \text{ GHz}$, $G_{struct} = 0.005$, $G_1 = 0.001$, $m_{struct}=0.1$ et $m_1=0.01$. Le mode 1 est déphasé initialement de $\pi/2$ par rapport au mode 2, donc $\varphi_{struct} = 0$ et $\varphi_1 = \pi/2$.

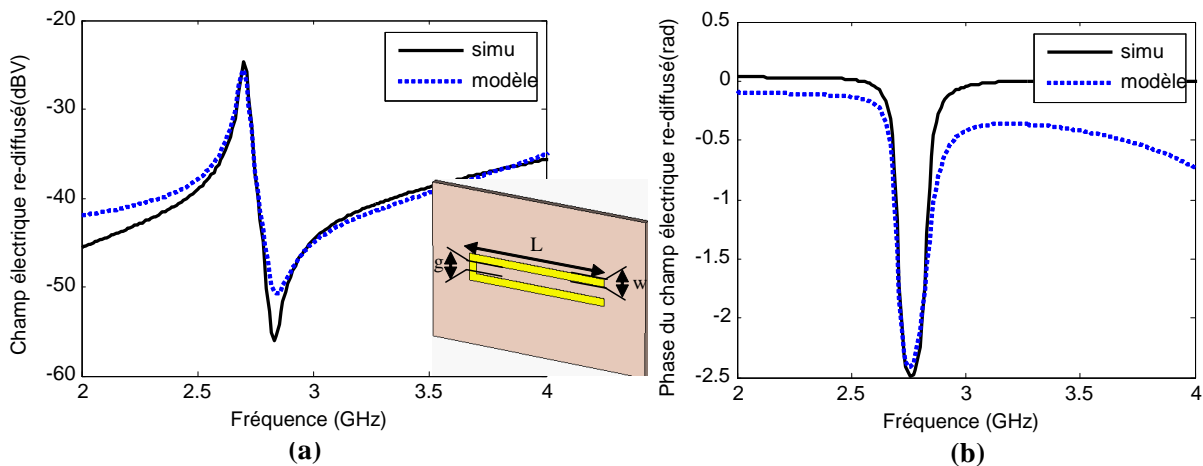


Fig. 4.10 Réponse électromagnétique simulée sous CST (courbe notée « simu ») et modélisée avec la relation (4.1) du résonateur en C autour de sa fréquence de résonance, (a) en amplitude (b), en phase. Les paramètres du modèle possédant deux modes de résonances sont les suivants : $f_{struct} = 4.5 \text{ GHz}$, $f_1 = 2.7 \text{ GHz}$, $G_{struct} = 0.005$, $G_1 = 0.001$, $m_{struct}=0.1$ et $m_1=0.01$. Les modes 1 et 2 sont initialement en phase donc $\varphi_{struct} = \varphi_1 = 0$. Les paramètres du résonateur en C sont, $L=18.5\text{mm}$, $g=0.5\text{mm}$ et $w=1\text{mm}$.

Afin de valider le modèle de l'équation (4.1), nous avons superposé la signature spectrale extraite de la simulation en onde plane sous CST avec la caractéristique en fréquence extraite du modèle (voir Fig. 4.10). Nous remarquons que le modèle peut approcher assez précisément le comportement fréquentiel d'un résonateur en C autour de sa fréquence de résonance et ceci sur une plage fréquentielle de 2 GHz.

Un modèle circuit comme illustré Fig. 4.11 (a) dans le cas général d'un tag multi résonateurs peut également reproduire le comportement fréquentiel de la structure en C. Il

pourra être paramétré en fonction de la largeur w du conducteur, de la longueur L du C et de la largeur de son gap g entre les deux bras.

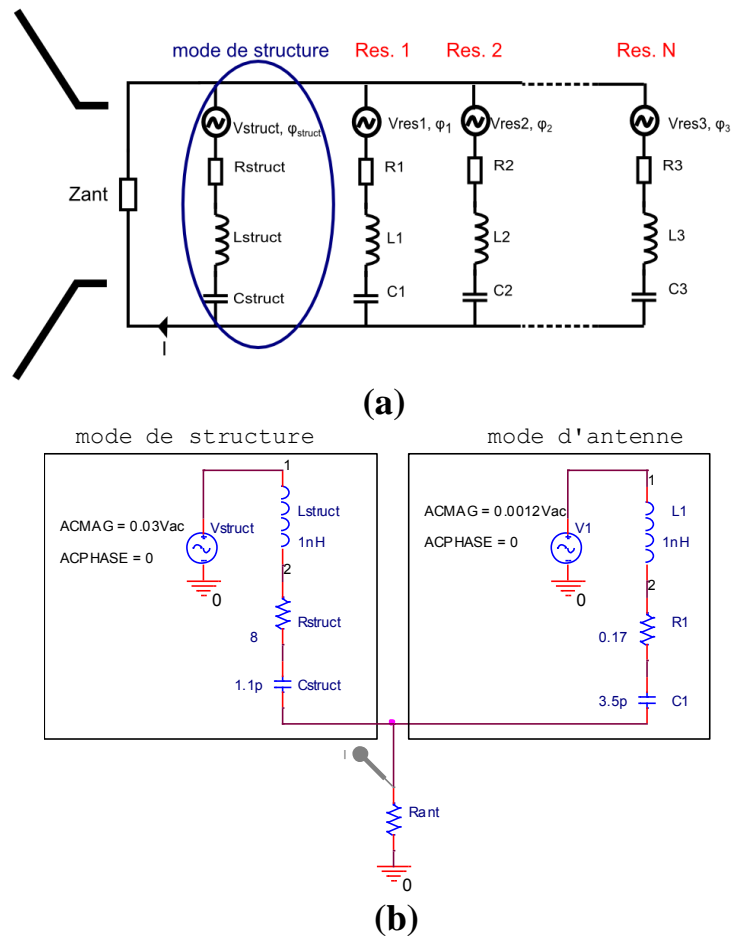


Fig. 4.11 (a) Modèle circuit schématisé d'un tag sans puce multi résonateur excité par une onde plane. (b) Modélisation circuit d'un résonateur en C présenté Fig. 4.2, de fréquence de résonance égale à 2.7 GHz, simulé sous Pspice. Une sonde de courant permet de mesurer le courant véhiculé dans la résistance de rayonnement R_{ant} .

Le mode de structure peut se modéliser par un circuit résonant série peu sélectif dont la fréquence de résonance est fixée par les composants L_{struct} et C_{struct} alors que le facteur de qualité est fixé par la résistance R_{struct} . Le niveau global de réponse du mode de structure est commandé par la tension de la source V_{struct} . Le mode d'antenne interfère avec la réponse du mode de structure et peut être modélisé par un circuit RLC série connecté en parallèle au premier circuit. Les composants associés au premier mode résonant sont $L1$, $C1$, $R1$ et la source est $V1$. Ce circuit RLC peut être très sélectif en fonction de la faculté de l'objet à conserver l'énergie. Pour modéliser un tag sans puce multi-résonateurs, il suffit d'ajouter des circuits résonants série en parallèle. Dans ce modèle nous avons séparé les sources de tensions, pour modifier la proportion d'énergie qui est captée par les modes résonants et le mode de structure. Les sources de tension peuvent être déphasées entre elles pour traiter le cas de résonateurs sans plan de masse ou une différence de phase importante est visible entre le mode de structure et les autres modes. Dans le cas du résonateur en C, le circuit de la Fig. 4.11 (b) qui a un mode de structure et un seul mode d'antenne a été simulé avec le simulateur circuit Pspice. Pour connaître l'allure du signal réfléchi en fonction de la fréquence, une sonde

de courant a été positionnée au niveau de la résistance de rayonnement. Une comparaison entre les résultats de simulation d'un résonateur en C obtenus sous CST et les résultats de simulation obtenus sous Pspice est présentée Fig. 4.12 (a) et (b). Les résultats obtenus sur une plage de fréquence de 2 GHz sont parfaitement cohérents et valident donc ce modèle circuit.

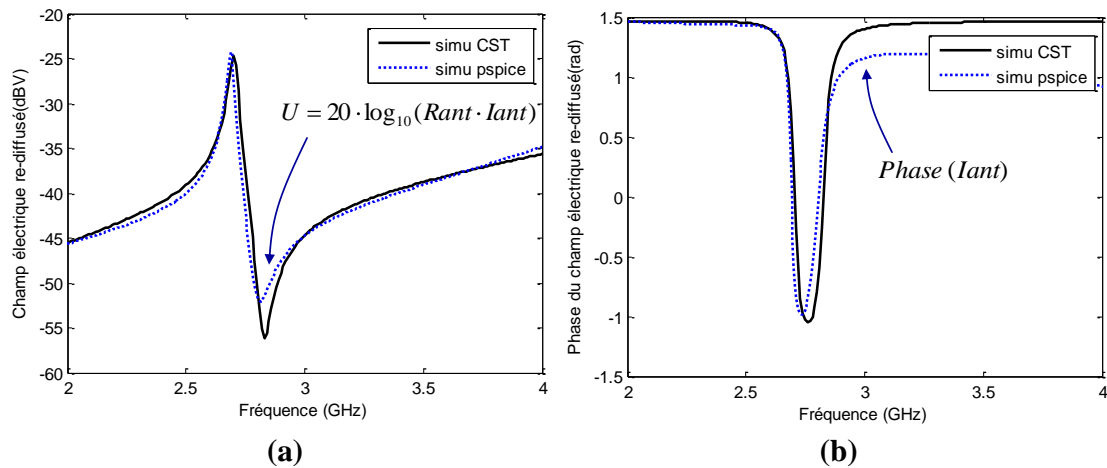


Fig. 4.12 Réponse électromagnétique simulée sous CST Microwave Studio (courbe notée « simu CST ») et sous Orcad Pspice (courbe notée « simu pspice ») du résonateur en C autour de sa fréquence de résonance, (a) en amplitude (b), en phase. Les paramètres du circuit possédant deux résonateurs RLC en parallèle sont les suivants : $R_{struct} = 8 \Omega$, $L_{struct} = 1 \text{ nH}$, $C_{struct} = 1.1 \text{ pF}$, $V_{struct} = 0.03 \text{ V}$, $\phi_{struct} = 0^\circ$, $R_1 = 0.17 \Omega$, $L_1 = 1 \text{ nH}$, $C_1 = 3.5 \text{ pF}$, $V_1 = 0.0015 \text{ V}$, $\phi_1 = 0^\circ$. Les paramètres du résonateur en C présentés Fig. 4.2, sont, $L=18.5 \text{ mm}$, $g=0.5 \text{ mm}$ et $w=1 \text{ mm}$.

4.2.3 Diagramme de rayonnement

Une autre caractéristique importante d'un résonateur est son diagramme de rayonnement ou de re-rayonnement pour être plus précis. Dans ce cas il est préférable de parler de surface équivalente radar (SER), qui est fonction de la polarisation de l'onde incidente (voir Fig. 4.13 (a) à (c)) et de la direction d'observation.

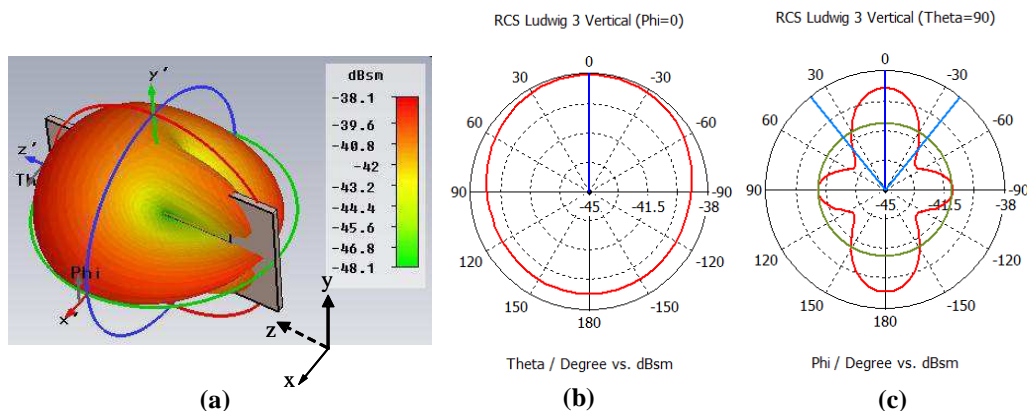


Fig. 4.13 Surface équivalente radar (SER) en co-polarisation pouvant être interprétée comme le diagramme de re-rayonnement de la cellule en C à sa fréquence de résonance de 2.7 GHz. (a) Représentation 3D. (b) Plan H. (c) Plan E. Le résonateur est excité par une onde plane se propageant dans la direction $-x$, en polarisation verticale (suivant y). Les paramètres du résonateur sont les suivants : $L=18.5 \text{ mm}$, $g=0.5 \text{ mm}$, $w=1 \text{ mm}$ (voir Fig. 4.2).

Nous remarquons qu'à la résonance, le résonateur en C a une SER isotrope dans le plan azimutal (voir Fig. 4.13 (b)), comme pour un dipôle. Ce qui en fait un objet potentiellement détectable quelque soit la position du récepteur autour du tag. Nous le verrons plus tard, les tags possédant un plan de masse n'ont pas cet avantage. Toutefois, les tags sans puce ont vocation à être positionnés sur des objets, ce qui parfois empêche toute détection par l'arrière du tag. Dans ces cas particuliers la présence d'un plan de masse pour écranter le tag peut se révéler bénéfique, voire nécessaire.

4.2.4 Polarisation

Le résonateur en C, à l'image du dipôle, est un élément dont la signature spectrale dépend fortement de la polarisation de l'onde incidente. Pour exciter un dipôle, la polarisation du champ électrique doit être alignée avec le dipôle comme dans le cas d'une antenne dipôle classique. Pour que le résonateur en C crée un mode très résonant, il faut également l'exciter avec une polarisation verticale comme illustré Fig. 4.2. En l'excitant sur sa polarisation horizontale, nous obtenons à l'inverse une réponse très large bande. Nous pouvons également ajouter que contrairement au tag utilisant l'approche à 2 antennes [7], la cellule en C ou le dipôle sont des éléments qui génèrent une réponse que l'on peut considérer comme ayant la même polarisation que le champ incident. Cependant, afin d'introduire une méthodologie plus générale, nous avons représenté les 4 configurations possibles qui permettent d'obtenir l'ensemble des réponses électromagnétiques caractérisant un élément réfléchissant (voir Fig. 4.14). Nous verrons par la suite qu'il est possible de réaliser des structures permettant de favoriser la création d'une réponse en polarisation croisée. Les réponses en co-polarisation sont représentées par les termes V-V (TX Vertical - RX Vertical) et HH (TX Horizontal - RX Horizontal) et les réponses en polarisations croisées par les termes VH et HV.

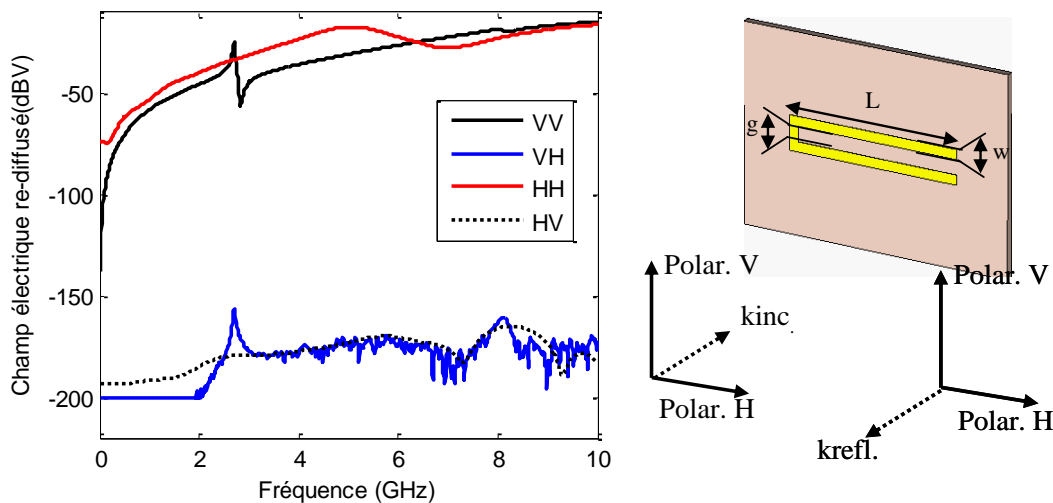


Fig. 4.14 Simulation de la réponse électromagnétique d'un résonateur en C en fonction de la polarisation. Les termes VV et VH représentent respectivement la réponse en co-polarisation et en polarisation croisée lorsque le résonateur est excité en polarisation verticale. Les termes HH et HV représentent la réponse en co-polarisation et en polarisation croisée avec une excitation en polarisation horizontale. Les paramètres du résonateur sont les suivants : $L=18.5$ mm, $g=0.5$ mm, $w=1$ mm.

La réponse en polarisation horizontale (HH) présente un mode très large bande qui ne peut pas servir à coder de l'information contrairement à la réponse en polarisation verticale

(VV). Les réponses en polarisation croisée (VH et HV) ne sont pas significatives pour ce résonateur en C. Un diagramme de re-rayonnement Fig. 4.15 peut également être obtenu via CST. Nous voyons donc que la part d'énergie réfléchiée en polarisation croisée est quasiment nulle dans la direction normale à la surface du résonateur. En revanche, comme le montre la Fig. 4.15 (a) et (c), une partie de l'énergie est réfléchiée sur le côté droit du résonateur en polarisation croisée.

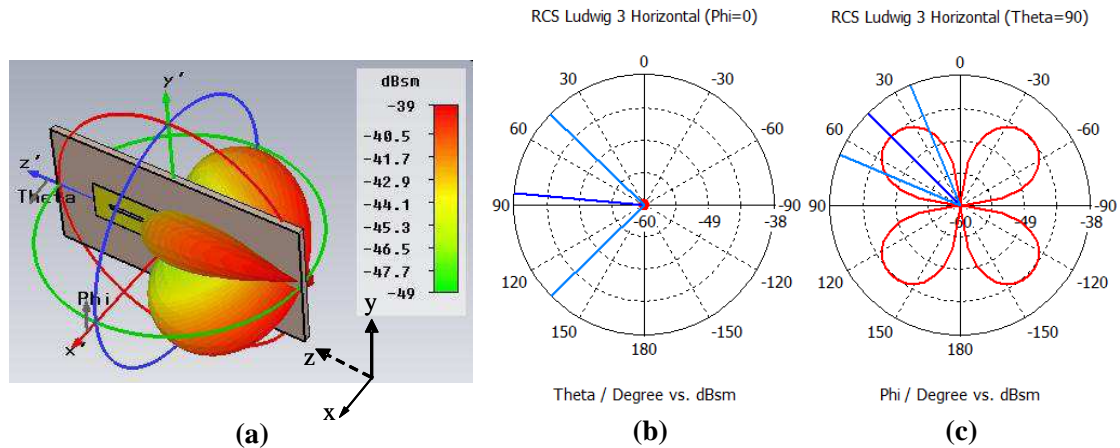


Fig. 4.15 Diagramme de re-rayonnement (SER) en polarisation croisée de la cellule en C à sa fréquence de résonance de 2.7 GHz. (a) Diagramme 3D. (b) Plan H. (c) Plan E. Le résonateur est excité par une onde plane se propageant dans la direction $-x$, en polarisation verticale (suivant y). Les paramètres du résonateur sont les suivants : $L=18.5$ mm, $g=0.5$ mm, $w=1$ mm (voir Fig. 4.2).

A travers l'exemple du résonateur en C, nous avons présenté le principe physique qui est à la base de la communication d'un tag RFID sans puce. La réponse électromagnétique d'un tel objet peut être modélisée via un modèle circuit simple ou une fonction de transfert du second ordre. Comme nous allons le voir par la suite, il est possible de relier les paramètres de ce modèle à la géométrie du tag dans le cas d'une structure simple telle qu'un résonateur en C. Cette réponse électromagnétique présentant un pic suivi d'un creux est le résultat d'interférences entre deux modes de résonances inhérents à ce type de résonateur. Nous verrons plus tard qu'en associant plusieurs résonateurs afin de réaliser un tag sans puce, les interférences entre les différents modes de résonances et le mode de structure vont apparaître. Une généralisation du modèle circuit et de la fonction de transfert introduits dans cette partie peut être faite pour modéliser la réponse complète d'un tag sans puce multi résonateur en prenant en compte sa géométrie. Dans la partie qui suit, nous allons comparer plusieurs cellules réfléchissantes élémentaires et définir des critères de performance qui nous permettront d'orienter notre choix lors du design de tags RFID sans puce.

4.3 Etude paramétrique des résonateurs de base, critères de performance

Nous venons d'expliquer les principes physiques qui permettent à une structure de base telle qu'un résonateur en C de rayonner une signature EM comportant des éléments spécifiques. Dans cette partie, nous allons comparer plusieurs résonateurs élémentaires suivant des critères essentiels tels que le niveau de SER ou la sélectivité spectrale. Ces critères

vont nous permettre d'estimer les performances d'un tag RFID sans puce qui sera réalisé par l'association de plusieurs résonateurs du même type.

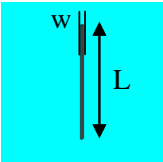
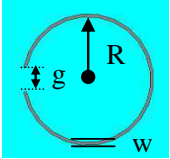
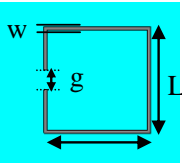
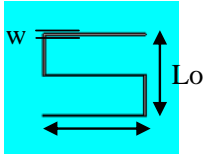
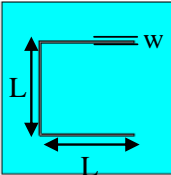
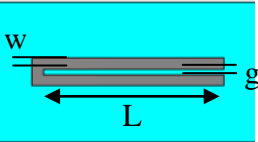
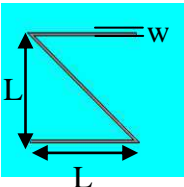
4.3.1 Détermination de critères de performance

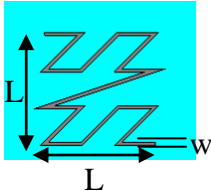
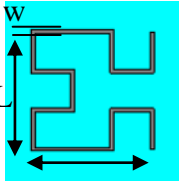
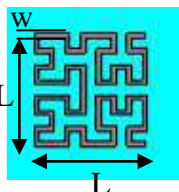
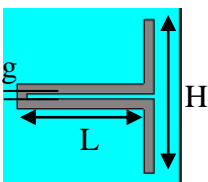
- Le premier critère essentiel recherché dans un résonateur est sa sélectivité. Afin de garantir un codage dense dans une bande passante donnée, il faut être capable de générer des résonances avec des bandes passantes très étroites. C'est ce qui va nous permettre d'améliorer la résolution fréquentielle et donc de considérablement augmenter la capacité de codage. Ceci est d'autant plus vrai que le principe de codage utilisé est le PPM fréquentiel introduit dans le chapitre 3. Evidemment, la sélectivité est liée au facteur de qualité du résonateur qui doit être le plus grand possible.
- Le second critère, également essentiel, est la surface équivalente radar (SER, ou RCS) qui va définir en grande partie la portée de détection du résonateur. Comme nous le verrons par la suite, la valeur de SER intervient directement dans le calcul du bilan de puissance pour estimer la portée de lecture.
- Le diagramme de re-rayonnement à la résonance est un élément à prendre en compte pour vérifier que le maximum d'énergie est bien réfléchi dans une direction normale à la surface du tag. En effet, dans la majorité des cas, nous prévoyons que les systèmes de détection seront composés d'une seule antenne d'émission / réception ou de deux antennes séparées mais proches l'une de l'autre. On comprend ainsi la nécessité d'utiliser des résonateurs qui satisfont bien à ce critère.
- La surface occupée par le résonateur et sa longueur maximale par rapport à la longueur d'onde doit être la plus réduite possible pour assurer une densité de codage surfacique élevée. Ainsi, dans le pire des cas, la plus grande dimension du résonateur sera égale à la demi longueur d'onde (ex : dipôle en court-circuit).
- Enfin, un autre élément à prendre en compte est la position du 1^{er} mode d'ordre supérieur. En effet, il va définir la limite haute de la bande passante utilisable. Afin d'optimiser la bande passante potentiellement permise (bande UWB) il sera attendu que cette limite haute soit rejetée au-delà de 10 GHz ou le plus haut possible si cette valeur ne peut pas être atteinte. Dans le meilleur cas, la fréquence du 1^{er} mode d'ordre supérieur est égale à 2 à 3 fois la fréquence du mode fondamental respectivement pour un résonateur en demi-onde ou en quart d'onde.

4.3.2 Comparaison des résonateurs

En utilisant la même démarche que celle mise en œuvre à travers l'exemple du résonateur en C, nous pouvons extraire les informations correspondant aux critères de performance définis précédemment. Ainsi dans le Tabl. 4.1 sont rassemblés ces différents critères pour les principales structures présentant un comportement résonant. Afin de comparer les performances de chaque structure, le substrat utilisé est le même dans tous les cas (épaisseur, constante diélectrique, pertes). Tous les éléments ont été simulés sous CST Microwave Studio avec la même démarche et une optimisation de chaque élément a été effectuée pour la même fréquence de résonance (3 GHz).

Tabl. 4.1 Comparatif des performances de différents résonateurs sans plan de masse. Le substrat utilisé est du RO4003 (de permittivité 3.55 et de $\tan\delta=0.0025$), l'épaisseur du substrat est 1.6 mm. Pour caractériser l'aspect miniaturisation de chaque résonateur, la dimension maximale est donnée en multiple de la longueur d'onde λ à la fréquence de résonance.

Type	vue	Dimensions (mm)	BP-3dB	Dimension maximale en multiple de longueur d'onde	SER (dBm ²)	Fréquence du 1 ^{er} mode d'ordre supérieur
Dipôle en court-circuit		L=34 w=0.5	452MHz (15%)	$\lambda/2$	-21.35	8.94 GHz
Simple SRR circ.		R=5.4 g=1.6 w=0.5	72MHz (2.4%)	$\lambda/6.3$	-25	8.95 GHz
Simple SRR rect.		L=9.14 g=1.6 w=0.5	68MHz (2.3%)	$\lambda/7.44$	-24.5	8.66 GHz
Cellule en S		La=10 Lo=10 w=0.5	84MHz (2.8%)	$\lambda/6.8$	-21.9	>10 GHz
Cellule en C (L=g)		L=12.1 w=0.25	120MHz (4%)	$\lambda/8.5$	-22.9	8.32 GHz
Cellule en C (g=0.5 mm)		La=16 w=1	28MHz (0.9%)	$\lambda/4$	-31.4	8.95 GHz
Courbe en Z à l'ordre 1		L=12.5mm w=0.5mm	149 MHz (5%)	$\lambda/5.44$	-21.61	>10 GHz

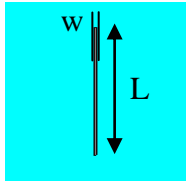
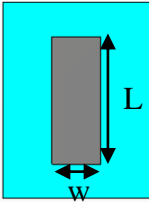
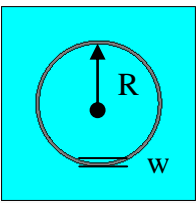
Courbe en Z à l'ordre 2		L=9.24mm W=0.5mm	48 MHz (1.6%)	$\lambda / 7.35$	-22.76	>10 GHz
Structure Hilbert 2ème ordre		L=8.92mm w=0.25mm	48.6 MHz (1.6%)	$\lambda / 7.63$	-23.55	7.73 GHz
Structure Hilbert 3ème ordre		L=6.5mm w=0.25mm	18.5 MHz (0.6%)	$\lambda / 10.5$	-27.3	7.7 GHz
Cellule en C + dipôle		L=13.3mm, H=15mm, g=0.5mm	32 MHz (1.1%)	$\lambda / 6.67$	-22.5	6.73 GHz

Les résonateurs présentés dans le Tabl. 4.1 ont l'avantage de fonctionner avec une seule couche conductrice, c'est-à-dire sans plan de masse. Ceci les rend compatibles avec des procédés de fabrication bas coût telles que des techniques d'impression de motifs directement sur l'objet à identifier. Les plus faibles bandes passantes qui peuvent être atteintes sont de l'ordre de 28 MHz. Pour miniaturiser de façon importante les motifs, des courbes de remplissage de type Hilbert ou en Z peuvent être utilisées. A ceci s'ajoute le fait qu'en augmentant leur ordre on tend à les rendre plus sélectives au détriment d'une diminution du niveau de SER. Un compromis doit être trouvé entre la sélectivité, la taille des structures et leur SER. Le résonateur en C est un élément de base qui présente un bon compromis : il est compact, présente une bonne sélectivité et possède un mode d'ordre supérieur à quasiment 3 fois sa fréquence de résonance principale. De plus, en jouant uniquement sur son gap g , nous pouvons augmenter sa sélectivité. En effet, comme nous allons le voir par la suite, un autre avantage du résonateur en C est qu'il peut être positionné dans un arrangement vertical sans qu'il n'y ait trop de couplage entre les différents éléments. Enfin, dans le cas où le gap est petit, sa fréquence de résonance peut être modifiée simplement en ajustant la longueur de la fente. C'est un avantage indéniable qui facilite grandement la phase de conception et par la suite la reconfiguration éventuelle du tag.

Nous pouvons maintenant comparer différentes structures résonantes utilisant un plan de masse. Ces structures peuvent être utilisées pour favoriser la sélectivité des pics de résonance ainsi que pour isoler le tag de l'objet à identifier. Nous avons rassemblé dans le Tabl. 4.2, différents éléments de base avec plan de masse. Ainsi nous pouvons observer que le dipôle en court-circuit, dans ce cas, présente un intérêt à être utilisé, car le creux d'interférence généré est très sélectif. C'est d'ailleurs l'élément de base du tag sans puce de Jalaly *et al.* [9]. Le cercle est tout aussi sélectif et présente en plus une réponse indépendante

de la polarisation. Ceci rend son utilisation attractive pour la réalisation de tags sans puce pouvant être détectés quelque soit leur orientation. C'est ce que nous avons cherché à obtenir dans [4.12]. Ce travail sera détaillé dans une partie suivante.

Tabl. 4.2 Comparatif des performances des résonateurs avec plan de masse. Le substrat utilisé est du RO4003 (de permittivité 3.55 et de $\tan\delta=0.0025$), l'épaisseur du substrat est 0.8 mm. Pour caractériser l'aspect miniaturisation de chaque résonateur, la dimension maximale est donnée en multiple de la longueur d'onde λ à la fréquence de résonance.

Type	vue	Dimensions (mm)	BR-3dB	Dimension maximale en multiple de longueur d'onde	Δ SER	Fréquence du 1 ^{er} mode d'ordre supérieur
Dipôle en court-circuit étroit		L=28 w=2	7.6MHz (0.25%)	$\lambda/2$	8dB	8.97 GHz
Dipôle en court-circuit large		L=26 w=10	28MHz (0.9%)	$\lambda/2$	5.5dB	9 GHz
Anneau circulaire.		R=9.5 w=0.5	14.5MHz (0.48%)	$\lambda/2.95$	5dB	9 GHz

4.4 Association de plusieurs résonateurs et méthode d'optimisation

Avant de nous lancer dans la description des designs réalisés, nous devons définir les règles de conception qui ont été utilisées et les méthodes d'optimisation qui nous permettent de converger vers la réponse électromagnétique souhaitée. Une fois le résonateur choisi et optimisé afin de converger vers un niveau de SER et une sélectivité requis, il faut avant tout établir le lien entre la caractéristique différenciatrice dans le spectre (la présence d'un pic par exemple, dans ce cas le paramètre important est la fréquence de résonance de la structure) et un ou plusieurs paramètres géométriques de la structure. Ce paramètre physique pourra être, suivant les cas, une longueur de fente, une largeur de gap ou simplement un facteur d'agrandissement/réduction de la totalité de la structure. Ainsi dans le cas d'une cellule en C avec un gap de 0.5 mm et une largeur de conducteur de $w=1$ mm, nous pouvons obtenir la courbe de la Fig. 4.16 (a) en faisant varier la longueur L entre chaque simulation. A partir de cette caractéristique, nous pouvons déduire les dimensions de chaque résonateur qui nous permettront de créer des pics ou des creux (les creux étant comme nous l'avons vu lié aux pics) à des fréquences particulières. Par exemple, prenons le cas d'un résonateur à 5 cellules en C de gap $g=0.5$ mm présenté Fig. 4.17 (a) et (b). Nous souhaitons créer 5 pics répartis entre

2 GHz et 3 GHz. Dans le Tabl. 4.3 se trouvent les longueurs de fentes L_1 à L_5 des 5 résonateurs (voir Fig. 4.17 (b)). Ces valeurs sont déduites à partir d’une extrapolation de la caractéristique obtenue pour un résonateur unique en C et présenté Fig. 4.16 (a).

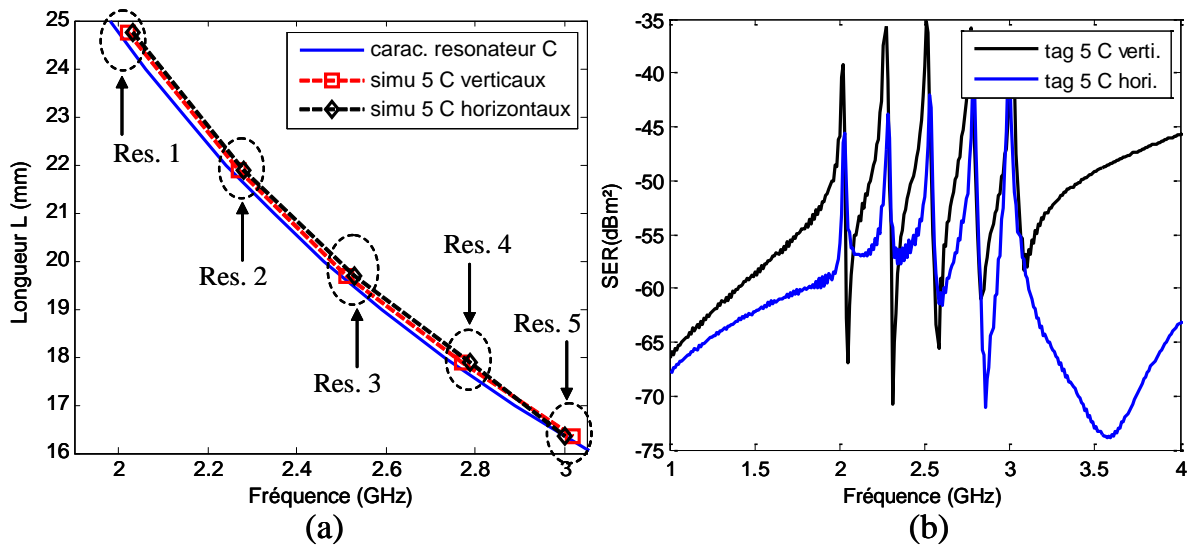


Fig. 4.16 (a) Lien entre la valeur de la fréquence de résonance et la longueur de la fente L pour un résonateur en C ($w=1$ mm, $g=0.5$ mm) de longueur L variable, et pour les 5 résonateurs en C arrangés en configuration horizontale (Fig. 4.17 (a)) et verticale (Fig. 4.17 (b)). Les carrés et les losanges positionnés sur les courbes des 5 C en topologie verticale et horizontale, représentent les valeurs de fréquence obtenues pour des longueurs de fente L_1 à L_5 extraites de la caractéristique du résonateur en C unique. (b) Résultat de simulation d’un tag à 5 résonateurs en C en topologie horizontale et verticale.

Tabl. 4.3 Dimensions des résonateurs et fréquences de résonance associées. Les longueurs L_1 à L_5 et les fréquences théoriques F_1 à F_5 sont extraites à partir de la caractéristique du résonateur C liant la fréquence de résonance avec la longueur de la fente L . Les fréquences obtenues en simulations sous CST pour les topologies verticales et horizontales des Fig. 4.15 (a) et (b) sont également données. Les longueurs théoriques $L1$ à $L5$ utilisées pour la simulation sont identiques pour les deux topologies.

Topologie	Longueurs théo.					Fréquences théo.					Fréquences simu.									
	L1	L2	L3	L4	L5	F1	F2	F3	F4	F5	F1	$\Delta F1$	F2	$\Delta F2$	F3	$\Delta F3$	F4	$\Delta F4$	F5	$\Delta F5$
Verticale	24.75	21.9	19.69	17.875	16.35	2	2.25	2.5	2.75	3	2.02	1%	2.27	0.9%	2.51	0.4%	2.77	0.7%	3.02	0.7%
Horizontale	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	2.03	1.5%	2.28	1.3%	2.53	1.2%	2.79	1.5%	3	0%

Après une première simulation nous pouvons observer des décalages par rapport aux fréquences souhaitées. Il faut noter que ces décalages sont fortement liés à l’arrangement des résonateurs (voir Fig. 4.17) et à leur espacement. En effet, le couplage entre les différents résonateurs dévie les fréquences de résonance. De plus il agit différemment suivant la configuration utilisée (voir Fig. 4.16 (a) et (b)). Les valeurs des fréquences de résonance obtenues en simulation sous CST sont rassemblées dans le Tabl. 4.3. On peut noter un

décalage maximal des fréquences de résonance, de 1% pour la topologie verticale et de 1.5% pour la topologie horizontale.

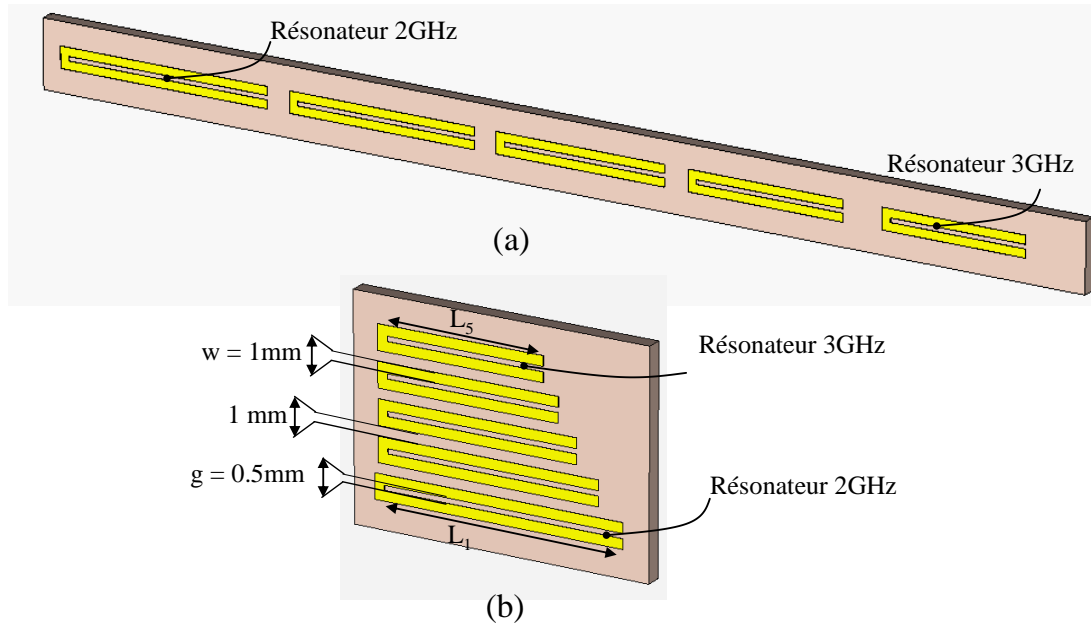


Fig. 4.17 Tag à 5 résonateurs en C, (a) tag avec un arrangement horizontal, (b) tag avec un arrangement vertical.

Nous voyons donc que le couplage entre les modes est difficile à prévoir à l'avance. En revanche, une séquence d'optimisation sur les paramètres de longueur des fentes peut être mise en œuvre pour retrouver la caractéristique reliant la fréquence de résonance à la longueur de la fente pour une configuration donnée. Dans ce cas, il s'agit de lancer plusieurs simulations successives du tag complet en faisant varier légèrement la longueur de tous les résonateurs entre chaque simulation. L'extrapolation de tous les points de fréquence obtenus nous permet ensuite de remonter à une caractéristique moyenne plus fidèle du comportement du tag complet. Un polynôme (4.2) d'ordre N et de coefficient a_k peut dans la plupart des cas approcher de manière précise cette caractéristique en faisant le lien entre f fréquence de résonance et L longueur d'un élément.

$$f = \sum_{k=0}^N a_k \cdot L^k \quad (4.2)$$

L'obtention d'un modèle précis permettant de relier la fréquence de résonance à une longueur de fente ou un paramètre physique, est fondamentale. En effet, cela permet de prévoir la signature électromagnétique d'un tag particulier pour générer l'identifiant souhaité. Cette optimisation permet d'obtenir une caractéristique moyenne qui doit être suffisamment précise pour générer les fréquences de résonance souhaitées. L'erreur résiduelle liée aux très légères variations de couplage d'une configuration à une autre doit être inférieure à la moitié de la résolution fréquentielle choisie pour le codage, afin d'assurer un décodage fiable. Au final nous pouvons disposer d'un modèle reliant un code aux longueurs de chaque résonateur. Prenons le cas d'un codage PPM transposé dans le domaine fréquentiel. Pour faire le lien entre le décalage de fréquence de résonance f_0 d'un pic par rapport à la valeur initiale f_{i0} et la

valeur d'un digit de codage C_i , la relation (4.3) peut être utilisée. La résolution fréquentielle Δf est limitée par la sélectivité de la résonance et le système de mesure.

$$C_i = \left\lfloor \frac{f_i - f_{i0}}{\Delta f} \right\rfloor \quad (4.3)$$

La construction du code complet, c'est-à-dire l' ID du tag est basé sur l'association de plusieurs digits C_0 à C_{N-1} pondérés par un poids qui dépend de leur base et de leur rang dans le code. En effet, dans un cas général on peut associer un code à chaque résonateur qui génère un nombre de bits différents. Dans ce cas, l'équation (4.4) peut être utilisée pour retrouver l' ID . Mais dans la majorité des cas, le nombre de combinaisons possibles pour chaque digit est identique, ce qui permet de reformuler l'équation (4.4) en (4.5) dans ce cas particulier. Dans ces relations N est le nombre de digits et b_k la base associée au digit C_i lorsque $k=i$. Pour l'équation (4.5), la base est la même quelque soit le digit et vaut b .

$$ID = C_0 + \sum_{i=1}^{N-2} C_i \prod_{k=1}^i b_k \quad (4.4)$$

$$ID = \sum_{i=0}^{N-1} C_i b^i \quad (4.5)$$

Dans le cas où une expression analytique permet de faire le lien entre une fréquence de résonance et une longueur géométrique, nous pouvons injecter (4.3) dans (4.2) afin d'obtenir (4.6). Au final nous obtenons un lien direct entre un digit et une longueur physique, les deux associés à un même résonateur. Dans cette équation L_0 représente la longueur de base permettant d'obtenir la fréquence de résonance initiale pour laquelle nous pouvons associer la valeur 0.

$$C_i = \frac{\sum_{k=0}^N a_k \cdot (L^k - L_0^k)}{\Delta f} \quad (4.6)$$

Pour l'étape de conception, il paraît plus adapté d'obtenir une relation inverse par rapport à (4.6) permettant d'obtenir en sortie la valeur du paramètre L pour un code C_i donné en entrée. On observe ici que les équations se compliquent dès lors que l'ordre du polynôme augmente. Il est donc plus simple d'utiliser une méthode numérique implémentant un algorithme de recherche de zéros d'une fonction.

4.4.1 Conclusion

Nous avons posé les concepts de base permettant de générer une structure basée sur l'association de résonateurs identiques. Nous avons détaillé le moyen d'obtenir un modèle assez précis permettant de relier une fréquence de résonance à un paramètre physique à l'aide de deux étapes de conception :

- Une première étape consiste à considérer le résonateur seul afin d'obtenir une première caractéristique qui donnera une valeur plus ou moins précise pour chaque résonateur constituant le tag complet.

- Une seconde étape, dite d'optimisation, va permettre d'affiner la caractéristique fréquence / paramètre(s) physique(s) en prenant en compte le couplage entre les résonateurs qui dépend de leurs dispositions et de l'écartement entre eux.

Pour terminer cette partie, nous avons construit un modèle permettant de relier un code à une longueur physique. Ce modèle pourra être utilisé ultérieurement dans la phase de réalisation des tags pour concevoir un tag particulier à partir de l'identifiant choisi.

Dans la suite de ce chapitre nous présentons en détail les différentes approches de tags sans puce développées au cours de cette thèse. Ces différentes approches reprennent le principe de conception introduit dans cette partie.

4.5 Conception de tags sans plan de masse

4.5.1 Présentation du design n°1 : double C

La première problématique que nous avons traitée durant cette thèse fut la miniaturisation des tags sans puce ainsi que l'augmentation de la densité de codage surfacique. Pour cela nous sommes partis de la structure présentée Fig. 4.18, issue d'une précédente étude réalisée par le groupe ORSYS du LCIS. Cette structure offre une très bonne sélectivité et nécessite une surface réduite. Le design que nous avons développé [4.13][4.14][4.15] est également potentiellement très bas coût. En effet, on montre qu'en prenant en compte les matériaux et les techniques de réalisation, le coût d'un tag serait comparable à celui d'une étiquette code à barres. Car il nécessite uniquement une seule couche conductrice, ce qui le rend compatible avec des procédés d'impression directe sur le produit.

4.5.1.1 Description du tag

Le tag développé lors de ce travail est basé sur le principe de codage fréquentiel en amplitude. La présence de raies à des fréquences prédéfinies permet de coder un identifiant particulier comme nous l'avons démontré dans le chapitre 3. La structure choisie ici s'apparente à une ligne coplanaire court-circuitée d'un côté et ouverte de l'autre (voir Fig. 4.18 (a)). Cette configuration permet une amélioration en termes de miniaturisation dans la mesure où la résonance apparaît pour une longueur de fente en $\lambda/4$ avec un facteur de qualité important. Bien que le niveau de réponse soit plus faible que pour d'autres résonateurs avec une SER de -28 dBm² en utilisant un substrat de type FR-4, cette structure élémentaire apporte un avantage certain de miniaturisation et de densité de codage. Le tag proposé dans la Fig. 4.18 (a) est composé de 4 résonateurs notés 1, 2, 3 et 4 indépendants les uns des autres mis à part le n°3 qui joue un rôle d'isolation entre d'un côté les résonateurs 1, 2 et de l'autre le résonateur 4. En effet, la fréquence de résonance du n°3 varie légèrement en fonction de la longueur des fentes des autres résonateurs, il ne peut donc pas être utilisé pour coder des informations. Contrairement au simple résonateur en C introduit précédemment, les fentes présentent des angles droits afin de diminuer la dimension maximum nécessaire pour créer une résonance en $\lambda/4$.

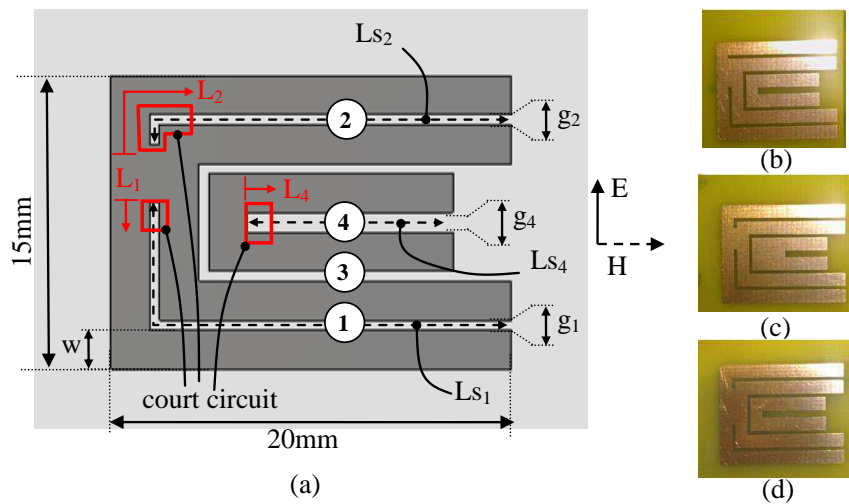


Fig. 4.18 (a) Structure du tag double C, (b) à (d) Vues de différentes configurations des tags numérotés de 1 à 3 et réalisés sur FR4. Les termes Ls_1 à Ls_4 représentent la longueur des fentes repérés par les numéros 1 à 4 sur la figure. Les termes L_1 , L_2 et L_4 , définissent uniquement la longueur des courts circuits positionnés dans les zones délimités par des rectangles rouges sur la figure. Les dimensions des fentes des tags sans les court-circuits sont les suivantes : $L_1 = 24.7$ mm, $L_2 = 20.3$ mm, $L_3 = 11.1$ mm. Les longueurs des courts circuits pour les tags 1 à 5 sont données dans le Tabl. 4.3.

Au final la structure obtenue permet de disposer de 3 résonateurs indépendants qui présentent une réponse spectrale exploitable entre 2 et 6 GHz, comme le montrent les Fig. 4.19 (a) et (b), et dans une surface très réduite, comme le montrent les Fig. 4.19 (a) et (b). Le substrat utilisé est du FR4, de permittivité 4.6 et d'épaisseur 0.8 mm, occupant une surface de 1.5×2 cm². L'utilisation d'un substrat bas coût, faible performance, comme le FR4 permet ici de montrer la tolérance de ce design au support. Ceci est un point très important pour pouvoir rester sur des techniques de réalisation bas coût. Pour valider ce nouveau concept de tag sans puce, nous avons réalisé 5 configurations différentes, dont les paramètres géométriques sont dans le Tabl. 4.4. Les photos des tags 1 à 3 sont visibles dans les Fig. 4.18 (b) à (d). Conformément aux notations de la Fig. 4.18 (a), la largeur des pistes est $w=2$ mm et la largeur des gaps $g_1=g_2=g_3=0.5$ mm avec $g_4=1$ mm.

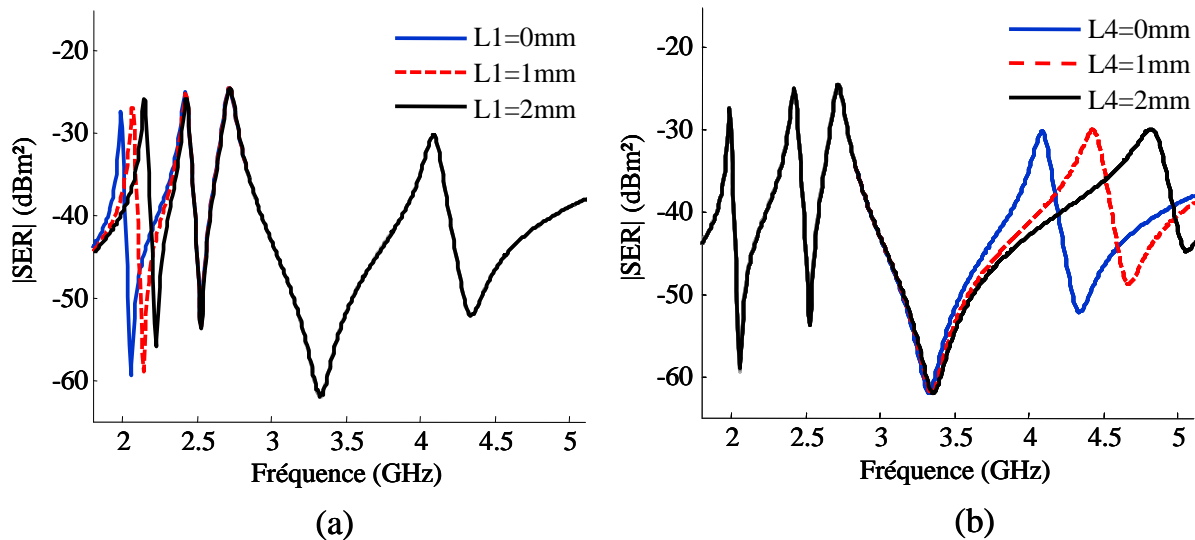


Fig. 4.19 SER simulée sous CST du tag en double C. (a) Pour différentes longueurs de court-circuit L1, (b) même chose pour L4.

Tabl. 4.4 Dimensions des tags réalisés sur un substrat FR4 de permittivité 4.6, de $\tan\delta=0.025$ et d'épaisseur 0.8 mm. Les valeurs sont données en mm. L'identifiant attendu est donné pour chaque configuration. La largeur de piste cuivre pour chaque résonateur est $w=2$ mm, et les gaps ont les valeurs suivantes : $g1=g2=g3=0.5$ mm, $g4=0.5$ mm.

Configuration	Identifiant	Ls ₁	L ₁	Ls ₂	L ₂	Ls ₄	L ₄
Tag 1	0.2.1	24.7	0	20.3	1	11.1	0.3
Tag 2	5.0.1	24.7	3	20.3	0	11.1	0.3
Tag 3	0.0.15	24.7	0	20.3	0	11.1	3.5
Tag 4	3.0.1	24.7	1.85	20.3	0	11.1	0.3
Tag 5	0.1.1	24.7	0	20.3	0.5	11.1	0.3

Les Fig. 4.19 (a) et (b) présentent une variation de fréquence du 1^{er} mode et du 4^{ème} mode de résonance pour différentes longueurs de fentes notées respectivement L₁ et L₄ sur la Fig. 4.18 (a). Ces résultats de simulation confirment l'indépendance de ces modes vis-à-vis de la variation des modes voisins. Pour faire varier la fréquence d'une résonance, deux techniques sont envisageables. La première consiste simplement à faire varier la longueur du résonateur. La seconde qui est utilisée ici renvoie à l'idée de placer un élément de court-circuit à l'intérieur de la fente et de faire varier sa longueur. L'intérêt de cette technique est l'aspect configurable qu'elle procure. Ainsi un lot de tags vierges peut être produit en grande quantité,

puis dans une seconde phase, en ajoutant un élément de court-circuit, chaque tag peut être personnalisé. Les courts-circuits sont représentés par des rectangles rouges sur la Fig. 4.18 (a).

Côté codage, plusieurs solutions s'offrent à nous. Un codage classiquement utilisé dans la littérature [4.6][4.9], et également présenté dans le chapitre 3, est basé uniquement sur la présence/absence des raies pour coder un bit à 1 ou 0. Ce type de codage se veut robuste mais est très gourmand en terme de surface car 1 bit équivaut à 1 résonateur. C'est pourquoi, le codage introduit ici est basé sur le principe PPM transposé au domaine fréquentiel et permet d'associer plusieurs bits à 1 résonateur.

4.5.1.2 Résultats

La mesure de la signature du tag sans puce décrit dans ce travail a été effectuée avec le banc de mesure décrit dans la Fig. 4.20 (a) et (b). Une configuration radar bi-statique a été utilisée et nous avons dans un premier temps mis en œuvre une approche fréquentielle utilisant un analyseur de réseau vectoriel. L'idée étant de mesurer le paramètre S21 qui va nous renseigner sur le rapport entre l'onde envoyée par l'antenne de transmission, captée par le tag puis réfléchi et l'onde reçue par l'antenne de réception connectée au port 2 du VNA. En utilisant une calibration basée sur la mesure additionnelle de la chambre à vide et d'une référence dont la signature électromagnétique est connue, nous pouvons remonter au paramètre SER qui caractérise le tag de manière indépendante de sa distance de détection. Cette procédure de calibration sera décrite de manière plus détaillée dans le chapitre 5.

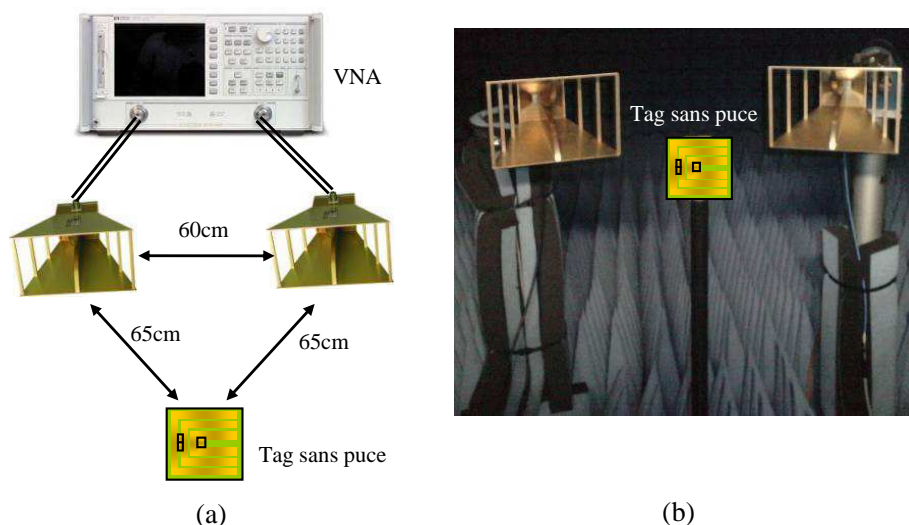


Fig. 4.20 (a) Configuration du banc de mesure radar bi-statique. (b) Photo du banc de mesure d'un tag sans puce en chambre anéchoïque.

Les deux antennes utilisées sont des cornets très large bande dont le gain évolue entre 10 et 12 dBi entre 1.5 GHz et 6 GHz. Le tag sans puce à mesurer est placé à 65 cm de chaque antenne et les antennes sont séparées de 60 cm. La puissance de sortie du VNA est de l'ordre de 0 dBm. Une mesure initiale est effectuée sans tag. Par la suite, toutes les mesures en présence de tag sont soustraites de l'enregistrement de la mesure initiale. Ce procédé permet de s'affranchir du couplage entre les deux antennes. Nous reviendrons de manière plus précise sur la configuration du banc de mesure dans le chapitre 5 qui traitera également d'un banc de mesure dans le domaine temporel.

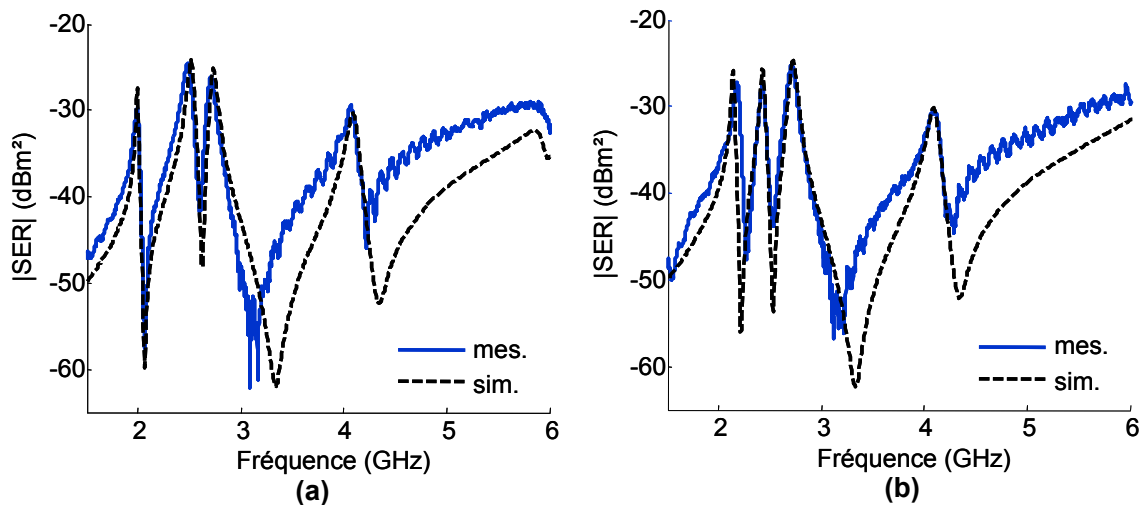


Fig. 4.21 Résultats de mesures et de simulation sous CST du tag double C (voir Fig. 4.18). (a) Tag 1 (b) Tag 2. Entre le Tag 1 et le Tag 2, le court-circuit L1 passe de 0 à 3 mm et le court-circuit L2 passe de 1 à 0 mm.

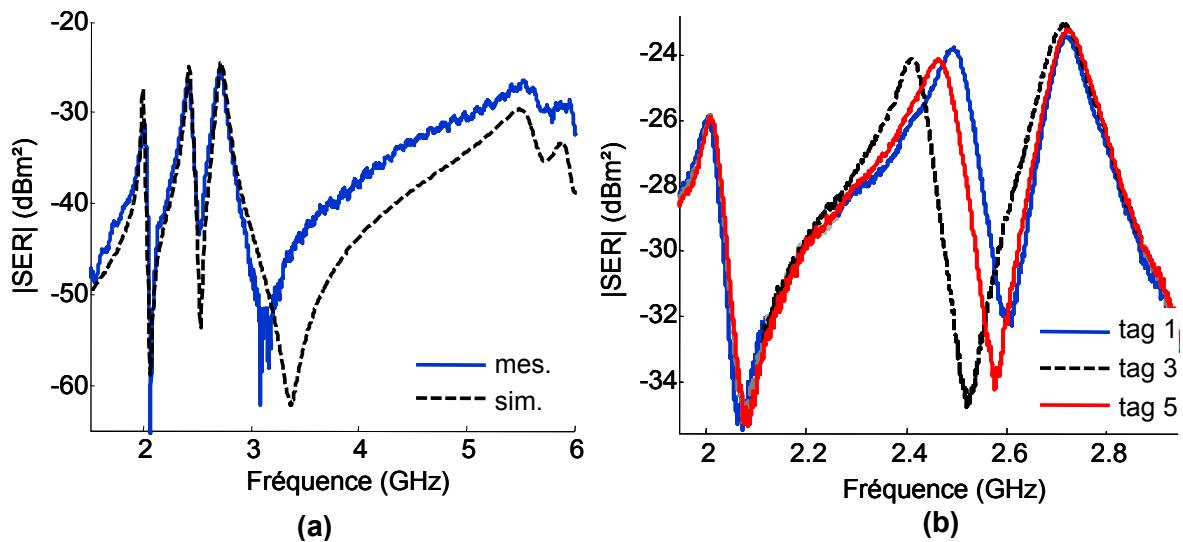


Fig. 4.22 Résultats de mesures et de simulation sous CST. (a) Tag 3, (b) Tag 1, 3 et 5 autour du second mode de résonance. Les longueurs de courts-circuits L2 valent respectivement 1 mm, 0 mm et 0.5 mm pour les tags 1, 3 et 5. Les autres dimensions des tags sont données dans le Tabl. 4.3.

Les mesures ont été effectuées sur les 5 tags présentant des configurations de court-circuit variables (voir Tabl. 4.4) et dont la structure de base est présentée Fig. 4.18 (a). Les Fig. 4.21 et Fig. 4.22 présentent les résultats des mesures du SER effectuées avec le banc de mesure fréquentiel décrit Fig. 4.19 (a). Elles sont comparées aux résultats de simulation en onde plane, effectuées avec CST. On note une très bonne adéquation des mesures avec les simulations. En effet, les 4 pics de résonance liés aux 4 modes sont clairement visibles pour les 3 tags (Fig. 4.21 (a) à (b) et Fig. 4.22 (a)). Leurs fréquences correspondent précisément à celles attendues par la simulation. La Fig. 4.22 (b) présente la variation de fréquence de résonance du mode n°2 pour différentes configurations du court-circuit L2 qui vaut respectivement 0 mm pour le tag 3, 0.5 mm pour le tag 5 et 1 mm pour le tag 1. Nous relevons des décalages visibles de l'ordre de 50 MHz.

Tabl. 4.5 Fréquences de résonance mesurées et simulées sous CST en fonction de la configuration du Tag. Les dimensions des tags 1 à 5 sont données dans le Tabl. 4.3.

Configuration	Mode 1 (GHz)		Mode 2 (GHz)		Mode 4 (GHz)	
	Mes.	Simu.	Mes.	Simu.	Mes.	Simu.
Tag 1	1.98	2	2.49	2.5	4.09	4.1
Tag 2	2.22	2.25	2.44	2.4	4.09	4.1
Tag 3	2	2	2.42	2.4	5.53	5.5
Tag 4	2.18	2.15	2.42	2.4	4.1	4.1
Tag 5	2.01	2	2.46	2.45	4.1	4.1

Dans le Tabl. 4.5 sont rassemblées les fréquences de résonance associées à chaque résonateur, extraites à partir des signatures fréquentielles simulées sous CST et mesurées (voir Fig. 4.21 et Fig. 4.22). L'erreur moyenne entre les fréquences de résonance obtenues théoriquement et celles obtenues par la mesure reste inférieure à 30 MHz. Ceci valide le modèle de simulation utilisé et nous permet de prévoir de manière précise le comportement des différentes configurations de tags. Entre le Tag 1 et le Tag 2, une variation de longueur de court-circuit repérée L_1 dans la Fig. 4.18(a) de 3 mm produit un saut de 220 MHz sur le mode 1 et une variation de longueur $L_2=1$ mm introduit un décalage de 50 MHz sur le mode 2. Le mode 4 reste logiquement inchangé puisque L_4 ne varie pas. Entre le Tag 2 et 3, une variation de L_4 égale à 3.2 mm introduit un saut fréquentiel du mode 4 proche de 1500 MHz. Des décalages fréquentiels non souhaités de l'ordre de 20 MHz peuvent être observés sur le mode 1 entre le tag 1 et 3 et sur le mode 2 entre le tag 2 et 3. Pour palier à ces décalages intempestifs, nous fixons une résolution fréquentielle minimum de $\Delta f=50$ MHz. A partir de ce paramètre et connaissant la plage de variation de chaque mode, il peut être déduit la capacité de codage de ce design en utilisant les relations (1) et (2). Le mode 1 peut varier dans une plage de 2 à 2.4 GHz, le mode 2 varie entre 2.4 et 2.7 GHz et le mode 4 varie entre 4 GHz et 5.5 GHz. Ceci donne respectivement une bande passante de 400 MHz, 300 MHz et 1500 MHz. Ainsi, le nombre de combinaisons possibles pour le mode 1 est égal à 8, 6 pour le mode 2, et 30 pour le mode 4, donnant une capacité totale de $8*6*30=1440$ combinaisons soit 10 bits dans 1.5×2 cm². Ceci donne une densité de codage par surface de 3.3 bits/cm². C'est au final, une densité de codage par unité de surface 4 à 5 fois plus élevée que les précédents designs [4.7][4.9], et à notre connaissance, encore inégalée jusqu'à présent.

4.5.2 Présentation du design n°2 : Tag en C à 20 éléments

Le design précédent nous a permis d'obtenir une densité de codage surfacique très importante grâce à l'utilisation de résonateurs fonctionnant en quart d'onde et d'une technique de codage efficace. En revanche, nous voyons très rapidement la limitation d'un tel dispositif

lorsque l'on souhaite augmenter le nombre de résonateurs. Des modes inutilisables apparaissent et « gaspillent » de la bande passante. De plus, les résonateurs ne peuvent pas être imbriqués indéfiniment dans la bande de fréquence qui nous intéresse (de 3.1 à 10.6 GHz). Dans le travail qui suit [4.16] nous avons donc tenté d'augmenter la capacité de codage en associant de multiples résonateurs en C isolés les uns des autres par un gap afin d'assurer un bon découplage. La technique de codage utilisée dans ce cas est simplement basée sur une absence / présence de pic dans le spectre. Nous avons donc privilégié le codage d'un maximum d'informations dans la surface et la bande passante la plus réduite.

4.5.2.1 Description du tag

La fréquence de résonance d'un résonateur en C dépend de la longueur L de la fente et de son gap g, tandis que son facteur de qualité est définie par le rapport L / g (voir Fig. 4.2). En effet, lorsque les deux bras du C sont plus proches, des lignes de champ sont plus denses de telle sorte que le facteur de qualité est augmenté. Le tag sans puce présenté Fig. 4.23 (a) à (c) est conçu avec 20 résonateurs permettant de créer 20 pics de résonance dans le spectre (voir Fig. 4.24). Le principe de codage utilisé associe simplement 1 bit pour chaque résonance. Donc, pour 20 résonateurs, la capacité de codage est de 20 bits, soit plus d'1 million de combinaisons. Pour configurer le tag, chaque fente peut être complètement court-circuitée ou non (voir Fig. 4.23 (a) à (c)) selon l'identifiant qu'il faut générer. De cette manière si le résonateur est recouvert d'un matériau conducteur, sa fréquence de résonance est décalée vers de plus hautes fréquences situées en dehors de la bande fréquentielle de détection (aux alentours de 30 GHz puisque la hauteur du rectangle rempli est égale à 2,5 mm). Afin de montrer les performances du tag, ce dernier a été réalisé sur un substrat commun et très versatile : le FR-4. Sa permittivité est de 4.6 et son épaisseur 0.8 mm. La surface nécessaire pour contenir 20 résonateurs est de 70x25 mm². La largeur de piste des résonateurs en C est de 1 mm et le gap mesure 0.5 mm. Les résonateurs ont été conçus pour qu'ils puissent résonner entre 2 et 4 GHz. Nous pouvons ainsi observer dans la Fig. 4.24 un pic tous les 100 MHz. Pour minimiser la taille du tag, les résonateurs sont séparés de 1 mm. Pour cet espacement, l'effet de couplage est présent, cependant ce phénomène peut être pris en compte lors de la conception pour réajuster la longueur des résonateurs. Le Tag 1 possède 20 résonateurs libres de résonner entre 2 et 4 GHz, nous observons donc 20 pics de résonance (voir Fig. 4.24). Les résonateurs 2, 11, et 19 du Tag 2 sont recouverts de métal, tandis que le Tag 3 voit ses résonateurs 1 et 4 recouverts. Ainsi, nous observons dans la Fig. 4.24 des pics de résonance manquants qui correspondent à ces deux dernières configurations. En effet, lorsqu'un résonateur est recouvert de métal, le pic associé disparaît et le mode voisin résonant à la fréquence la plus proche voit son amplitude augmentée, et sa fréquence de résonance très légèrement décalée. Cependant ce léger décalage de l'ordre de 10 à 20 MHz n'est pas problématique car une résolution fréquentielle de 100 MHz sera adoptée.

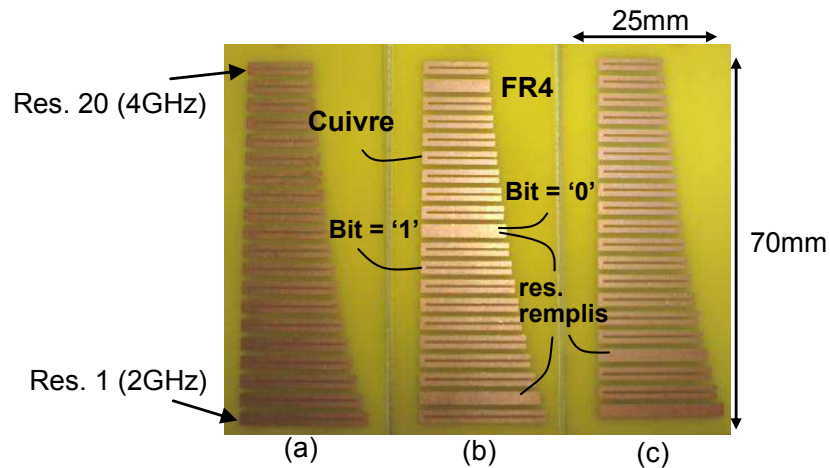


Fig. 4.23 Photos des tags en C à 20 éléments. (a) Tag 1. (b) Tag2. (c) Tag 3. Chaque résonateur code un bit. Plutôt que d'enlever le résonateur pour coder un 0, la démarche utilisée ici consiste à court-circuiter la fente du résonateur en question. Le résonateur de base en C est décrit précédemment dans la Fig. 4.2. La largeur de piste w est fixée à 1 mm et le gap g est égal à 0.5 mm. L'espace entre deux résonateurs consécutifs est de 1 mm. Le résonateur 1, qui génère un mode à 2 GHz a une longueur de fente $L = 23$ mm. Tandis que le résonateur 20, qui génère un mode à 3.9 GHz a une longueur de fente $L = 11.5$ mm.

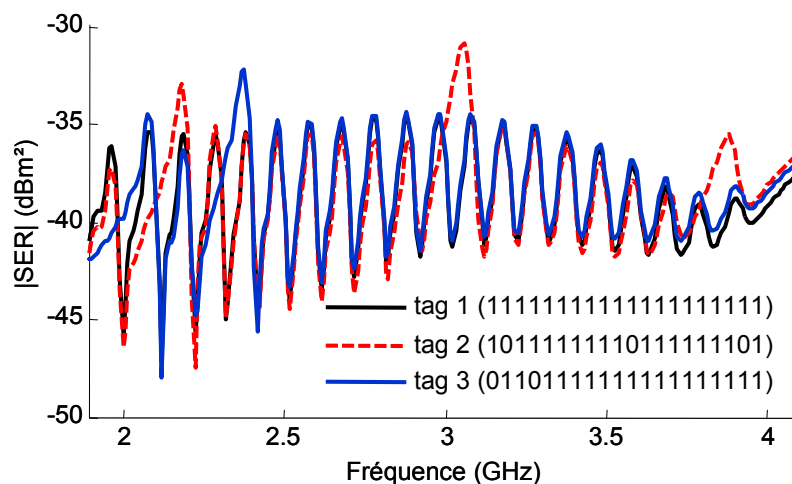


Fig. 4.24 Résultats de simulation sous CST pour les 3 tags en C à 20 éléments présentés dans la Fig. 4.23.

4.5.2.2 Résultats

Les mesures ont été effectuées en chambre anéchoïque avec la même procédure que celle décrite précédemment. Ainsi le tag est placé sur un support à une distance de l'ordre de 50 cm de chaque antenne. Nous avons mesuré les réponses des 3 tags en amplitude, mais également en phase. Comme nous pouvons le remarquer Fig. 4.25, la réponse en amplitude donne des résultats proches de la simulation. En revanche dans un environnement perturbé par des échos multiples et du bruit, ces résultats peuvent devenir inexploitables.

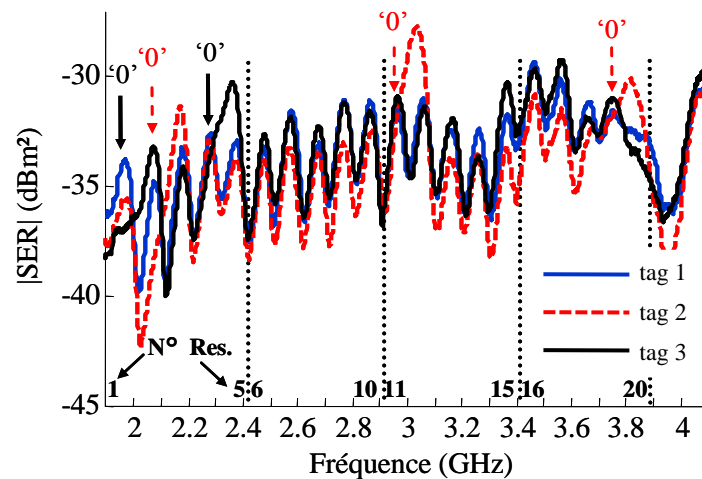


Fig. 4.25 Résultats de mesure en amplitude pour les 3 tags en C à 20 éléments présentés dans la Fig. 4.23.

A partir de la phase du signal réfléchi extraite du paramètre SER complexe, nous pouvons déterminer l'évolution du temps de groupe en fonction de la fréquence. En règle générale, la SER est une valeur purement réelle qui décrit la faculté d'un objet à capter une densité de puissance pour la réémettre dans tout l'espace. Ici nous utilisons une version étendue de cette définition en y ajoutant une partie imaginaire pour décrire le comportement en phase de cet objet. Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 3, ce paramètre se veut robuste car il n'est pas altéré par la distance de lecture comme pour l'amplitude. Ainsi nous pouvons comparer les informations données par l'amplitude Fig. 4.25 et par le temps de groupe Fig. 4.26. Le niveau des pics dans le signal exprimé en temps de groupe est quasi constant pour tous les résonateurs. Ceci rend la tâche de décodage plus simple et plus robuste que pour une détection à partir de l'amplitude. Toutefois, dans les deux cas nous pouvons localiser la position des '0' et des '1' sans erreur.

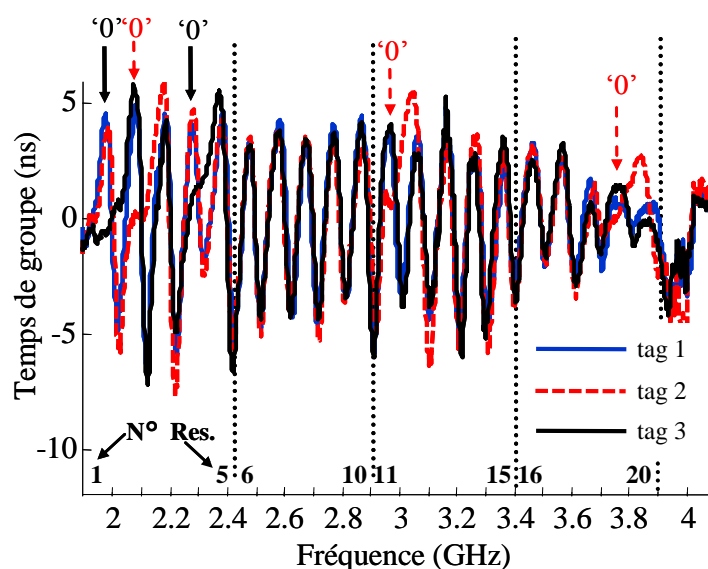


Fig. 4.26 Résultats de mesure en temps de groupe pour les 3 tags en C 20 éléments présentés dans la Fig. 4.23.

A travers ce travail nous avons montré qu'il était possible de coder 20 bits dans une surface relativement réduite de $70 \times 25 \text{ mm}^2$. Nous obtenons ainsi une densité de codage surfacique de l'ordre de 1.14 bits/cm^2 . Nous avons également pu vérifier que le temps de groupe est un paramètre qui s'avère performant pour la détection des tags sans puce.

4.5.3 Présentation du design n°3 : tags simple C à codage hybride

Dans le travail qui suit nous avons voulu améliorer la capacité de codage en travaillant plutôt sur l'efficacité de codage [4.17][4.18]. Ceci permet de limiter le nombre de résonateurs en C, donc de diminuer la taille du tag, mais au détriment d'une bande occupée plus grande. Une technique de codage hybride a été introduite afin d'augmenter le nombre d'états possibles pour un même résonateur. Pour cela, un codage basé sur l'évolution de la phase en fréquence [4.18] est combiné à un codage PPM fréquentiel [4.17].

4.5.3.1 Description du tag

Le tag présenté Fig. 4.27 est basé sur l'association de 5 résonateurs en C contenus dans une surface de $2 \times 4 \text{ cm}^2$. Contrairement aux travaux précédents où seule la longueur de fente L était utilisée pour modifier la fréquence de résonance, ici nous modifions également la valeur du gap g entre les deux bras du C afin de modifier la position du creux d'interférence pour chaque résonance. En effet, nous avons vu au début de ce chapitre que le creux d'interférence a lieu lorsque le mode de structure et le mode résonant sont en opposition de phase. Par conséquent la modification de la phase va faire varier la position du creux. De cette manière nous pouvons combiner un codage PPM fréquentiel à un codage de la phase.

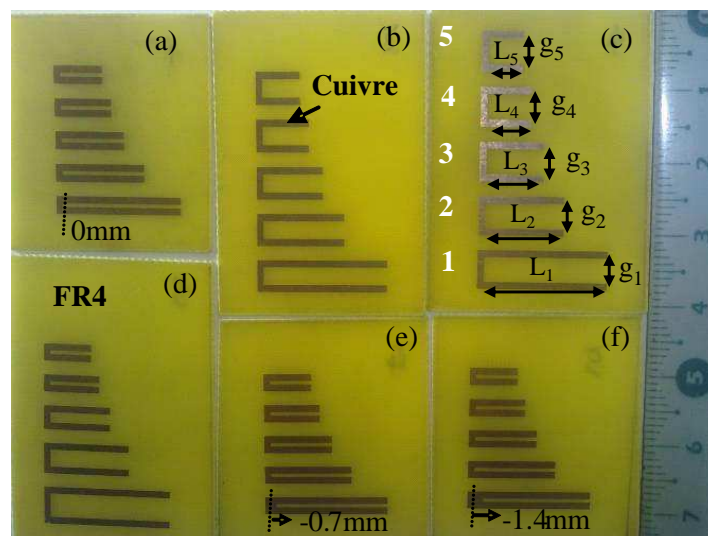


Fig. 4.27 Photo des tags à 5 résonateurs en C à codage hybride. (a) Tag 1, (b) tag 2, (c) tag 3, (d) tag 5, (e) tag 6, (f) tag 7. Les dimensions des tags sont données dans le Tabl. 4.5.

Pour cette étude, 8 tags possédant des configurations différentes ont été réalisés, certains sont représentés sur la Fig. 4.27. Dans la Fig. 4.28 (a) et (b) nous pouvons voir l'évolution de l'amplitude et de la phase en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs du gap g .

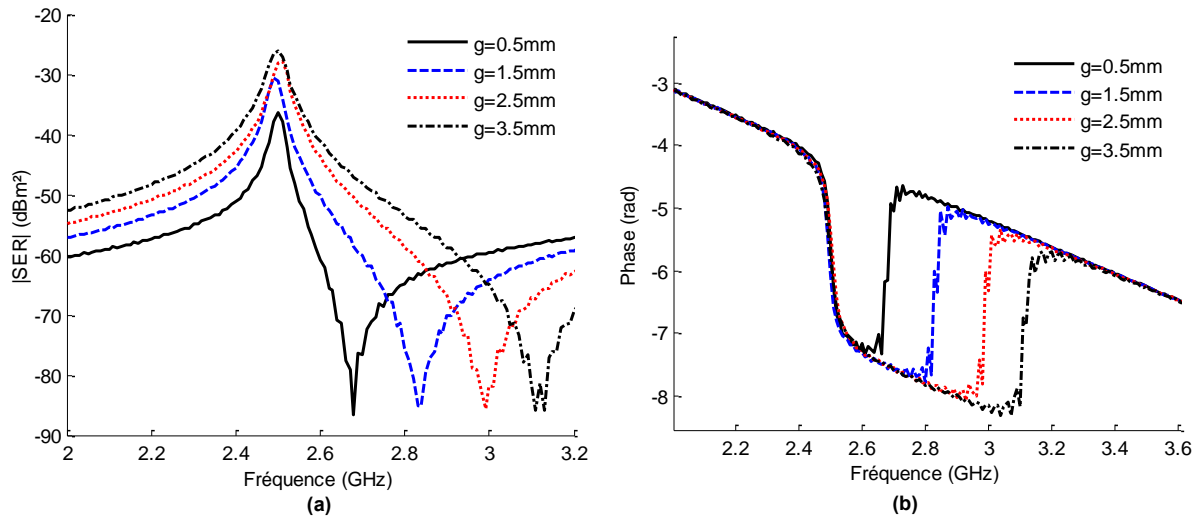


Fig. 4.28 Evolution de la réponse électromagnétique d'un résonateur en C en fonction de la valeur de son gap g , pour une longueur L égale à 18.5 mm et une largeur de piste de 1 mm. (a) Niveau de SER, (b) phase du signal réfléchi pour une distance de 100 mm entre le tag et la sonde. Ces résultats ont été obtenus par simulation avec CST.

Le comportement observé en amplitude et en phase correspond bien au modèle décrit au début de ce chapitre avec l'équation (4.1). La décroissance constante observée sur la phase est liée à la distance entre le tag et la sonde de champ électrique placée dans l'environnement de simulation sous CST. Plus la distance est grande, plus la pente est marquée. Nous voyons que le fait d'augmenter la largeur du gap, décale vers le haut la fréquence du creux par rapport à celle du pic. En ce qui concerne la phase, ce même comportement peut également être observé. Le résonateur se comporte comme un déphaseur pur autour de la résonance (voir Fig. 4.28 (b)), et sa largeur de bande est égale à la différence de fréquence entre le pic et le creux. Avec un simple résonateur en C, ces deux paramètres que sont la fréquence du pic et celle du creux, peuvent être contrôlés de manière indépendante. Ainsi la mise en œuvre d'un codage hybride utilisant deux paramètres indépendants est possible.

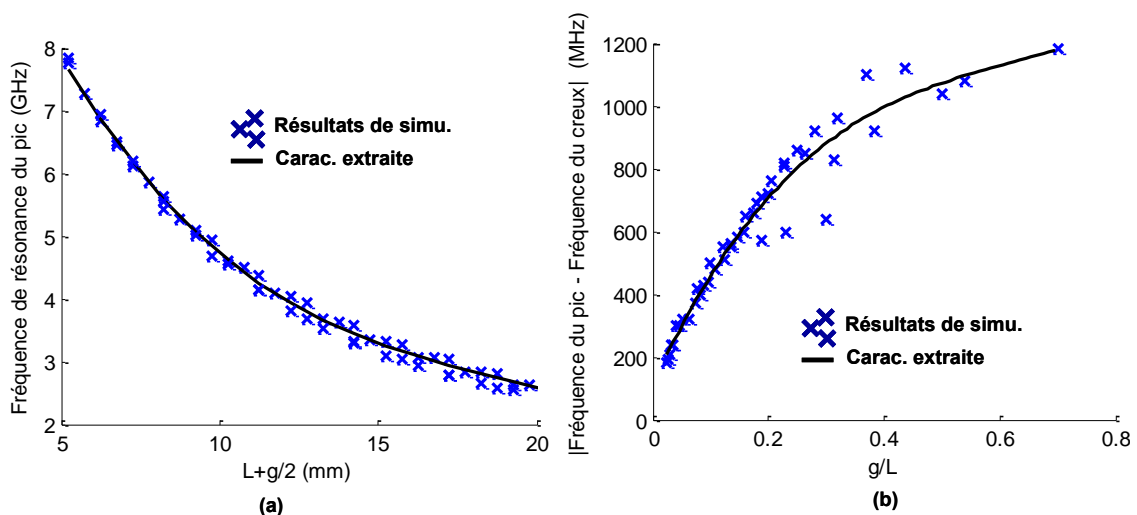


Fig. 4.29 (a) Relation entre la fréquence du pic de résonance et la longueur $L+g/2$. (b) Relation entre la différence de fréquence entre le pic et le creux et le rapport g/L . Les caractéristiques extraites dans les deux cas sont basées sur 44 simulations paramétriques avec des valeurs L et g variables.

La fréquence du pic est liée à la longueur du chemin $L + g/2$, tandis que la séparation entre les fréquences de pic et de creux est contrôlée par le rapport g/L . Pour confirmer ces hypothèses, nous avons représenté Fig. 4.29 (a) et (b), la fréquence du pic en fonction de $L+g/2$ et la déviation de phase en fonction de g/L . Ces valeurs sont extraites à partir de simulations paramétriques sous CST, en faisant varier la longueur L entre 5 et 20 mm et le gap g entre 0,5 et 3,5 mm. Sur la courbe de la Fig. 4.29 (b), on note des points qui s'écartent de la caractéristique extraite, au-delà d'un rapport g/l de 0.2 et d'une largeur de bande de 600 MHz. Ceci donne une limite au modèle. En effet il est complexe de mesurer au-delà de ces valeurs une largeur de bande pour laquelle le signal réfléchi est déphasé de 180° .

4.5.3.2 Principe de codage

Le moyen utilisé pour coder les données en fonction de la phase et de la fréquence de résonance du pic est illustré Fig. 4.30. Comme expliqué précédemment, en modifiant le gap g , l'allure de la phase est modifiée. De plus, modifier la longueur L décale à la fois la fréquence du pic et celle du creux. Lorsque le pic et le creux sont très proches, la déviation de phase à 180° a lieu sur une bande de fréquence étroite. Inversement, cette déviation devient large bande lorsque le pic et le creux sont plus éloignés. Dans l'exemple de la Fig. 4.30, un identifiant "00" correspond à une déviation de phase étroite et un pic de résonance à 2.5 GHz tandis que "01" est représenté par une déviation de phase plus large en gardant la même fréquence pour le pic de résonance. Les codes "10" et "11" sont respectivement liés à une déviation de phase étroite et large pour un pic de résonance à 3 GHz. Dans cet exemple simple utilisant un seul résonateur nous pouvons coder 2 bits. Pour augmenter la capacité de codage, nous pouvons définir plus de 2 valeurs possibles concernant la déviation de phase et la fréquence du pic. Ainsi en utilisant 4 valeurs possibles pour les deux paramètres du résonateur, une capacité de 4 bits peut être atteinte par résonateur.

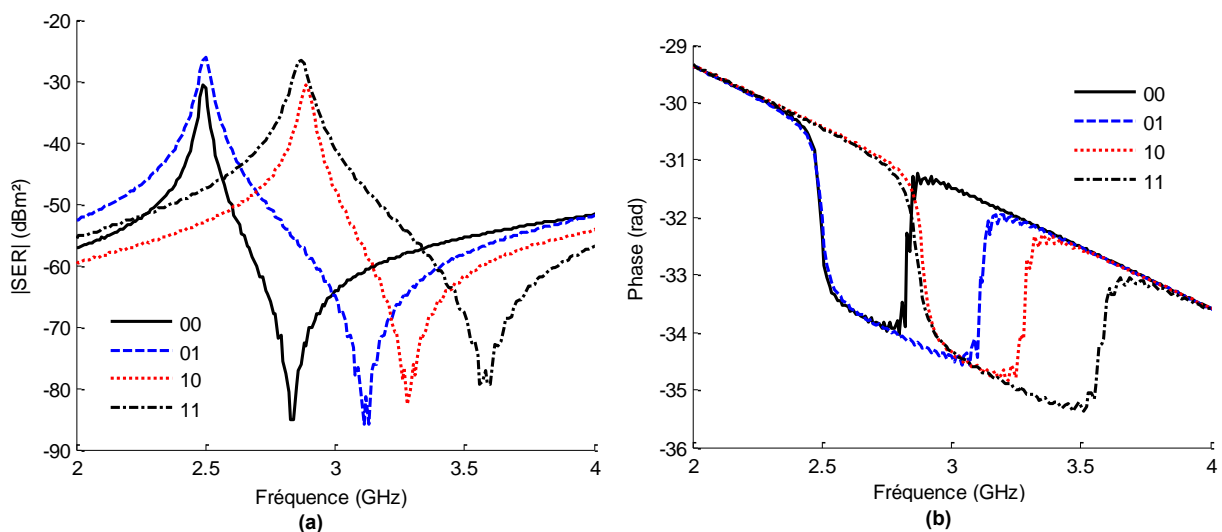


Fig. 4.30 Illustration du principe de codage hybride qui combine l'utilisation de la position fréquentielle du pic avec la largeur de bande pour laquelle le signal réfléchi est déphasé de 180° . Le code « 00 » est généré par un résonateur de longueur L égale à 18.5 mm et gap $g=1.5$ mm. Le code « 01 » est associé au couple $L = 18.5$ mm et $g = 2.5$ mm. Le code « 10 » est associé à $L = 16.5$ mm et $g = 1.5$ mm et « 11 » est généré par les paramètres $L = 16.5$ mm et $g = 2.5$ mm. (a) Niveau de SER. (b) Phase du signal réfléchi pour une distance de 100 mm entre le tag et la probe. Ces résultats ont été obtenus par simulation avec CST.

4.5.3.3 Résultats

La mesure des 8 dispositifs a été faite dans le domaine fréquentiel avec la même procédure que celle décrite pour les deux précédents designs. Les tags présentés Fig. 4.27 ont été réalisés sur un substrat FR4. La fenêtre de fréquence allouée pour chaque résonateur est calculée en fonction de la bande passante totale disponible et du nombre de résonateurs utilisés. Dans notre cas nous utilisons 5 résonateurs et avons défini une bande fréquentielle qui s'étend entre 2.5 et 7.5 GHz. Ainsi, chaque résonateur dispose d'une largeur de canal de 1 GHz dont la fréquence initiale est positionnée respectivement à 2.5, 3.5, 4.5, 5.5 et 6.5 GHz en fonction du résonateur. Les différentes valeurs de longueurs de fente et de gap sont données dans le Tabl. 4.6. Les identifiants associés sont également renseignés dans ce tableau. L'identifiant est formé par l'association des codes P1 et P2 qui représentent respectivement l'état lié au paramètre de phase et de fréquence de résonance du pic.

Tabl. 4.6 Dimensions en mm des résonateurs pour chaque tag et identifiant associé.

N° du Tag	g1	g2	g3	g4	g5	L1	L2	L3	L4	L5	Code P1	Code P2
1	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	18.4	12.7	9.7	7.8	6.4	00000	00000
2	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	18.9	12.7	9.4	7.4	6.1	11111	00000
3	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	19.1	12.5	9.2	7.1	5.7	22222	00000
4	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	19.1	12.1	8.9	6.7	5.4	33333	00000
5	3.5	2.5	1.5	0.5	0.5	19.1	12.5	9.4	7.8	6.4	32100	00000
6	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	17.7	12.7	9.7	7.8	6.4	00000	10000
7	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	17	12.7	9.7	7.8	6.4	00000	20000
8	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	18.4	11.7	9.7	7.2	6.4	00000	30400

Pour valider ce principe de codage, le tag 1 sera pris comme référence d'un point de vue des fréquences de résonance et de la phase. Son identifiant est donc '0'. Pour les tags 6 à 8, seule la longueur de la fente est modifiée, avec un gap constant de 0.5 mm. Quant aux tags 2 à 5, seule la valeur du gap peut varier entre 0.5 et 3.5 mm en conservant des longueurs de fente identiques. Les valeurs de gap sont égales à 0.5 mm, 1.5 mm 2.5 mm et 3.5 mm, pour créer quatre déviations de phase différentes. Dans les Fig. 4.31 (a) et (b), sont présentés les résultats de mesures pour les tags 1 et 4 représentant les configurations de gap extrêmes ainsi que pour le tag 5 possédant des valeurs de gap différentes suivant le résonateur.

Tout d'abord nous pouvons remarquer dans la Fig. 4.31 (a) que la fréquence de résonance de chaque pic est la même quelle que soit la valeur du gap. En réalité pour maintenir la fréquence de résonance du pic constante lorsque que l'on modifie g , il est nécessaire d'ajuster la longueur L . En effet, nous l'avons vu précédemment, la fréquence de résonance du pic est liée au terme $L + g/2$. Nous pouvons observer que le niveau de réponse SER n'est pas le même suivant le gap et une différence allant de 4 à 15 dB peut être observée. Nous pouvons également remarquer que les résultats de simulation effectués pour un gap $g=0.5$ mm sont très proches de la mesure, avec une différence maximum de 4 dB pour le pic à

2.5 GHz. La Fig. 4.31 (b) présente les variations de phase mesurées pour ces mêmes tags. On observe bien des variations de phase significatives suivant la configuration.

Dans les Fig. 4.32 (a) et (b) la réponse en amplitude (Fig. 4.32 (a)) et en phase (Fig. 4.32 (b)) des tags 1, 6 et 7 sont représentées. Pour les tags 6 et 7, seule la longueur de la fente du résonateur n°1 est modifiée par rapport au tag 1 afin de produire des changements par pas de 100 MHz. Ainsi le premier mode de résonance est décalé vers des fréquences plus élevées lorsque la longueur L_1 diminue. En parallèle, la bande passante de la déviation de phase est maintenue constante avec une valeur proche de 90 MHz (voir Fig. 4.32 (b)).

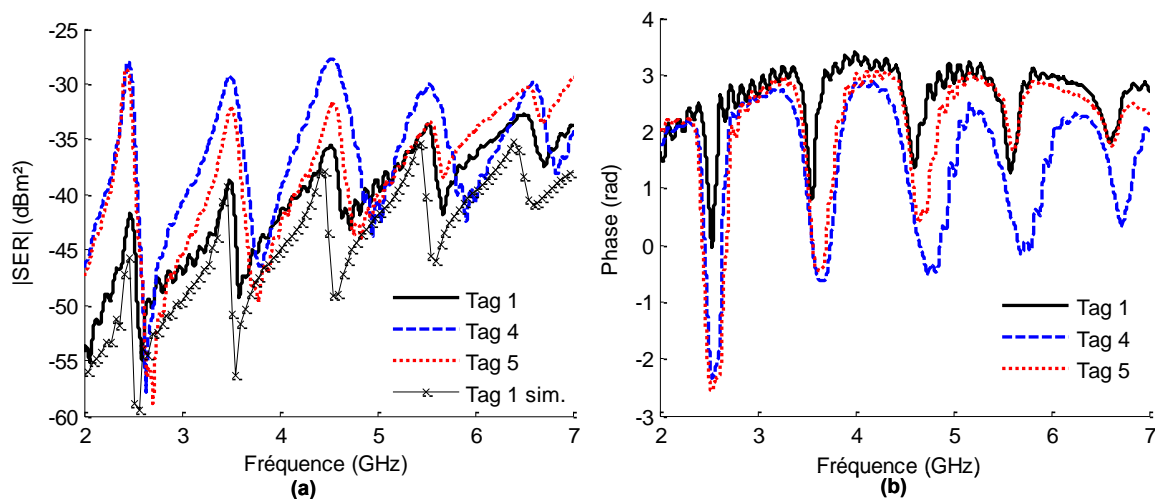


Fig. 4.31 Mesure de SER pour les tags en C avec codage hybride. (a) En amplitude, (b) en phase, pour les tags 1, 4 et 5.

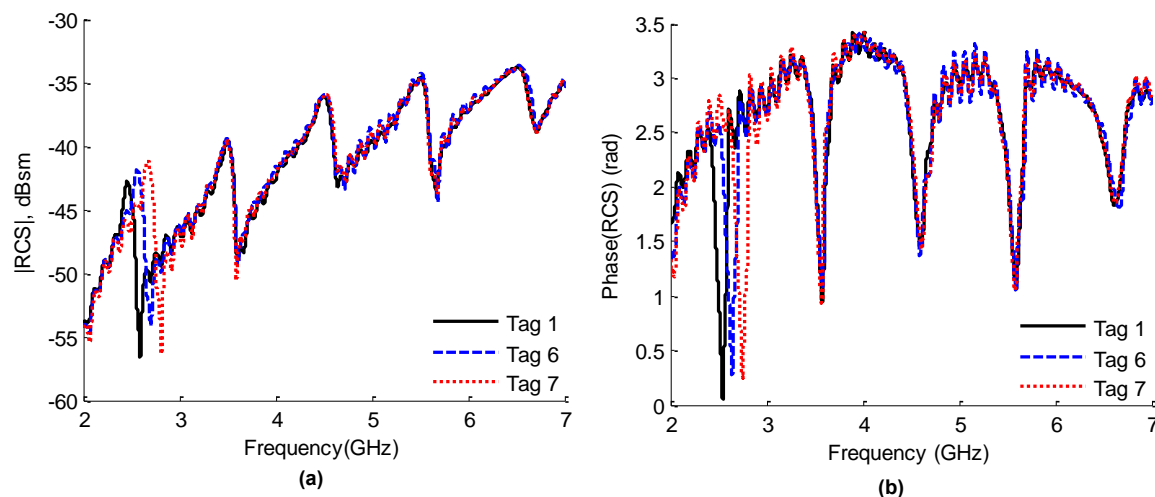


Fig. 4.32 Mesure de SER pour les tags en C avec codage hybride. (a) En amplitude, (b) en phase, pour les tags 1, 6 et 7.

Les résultats de mesure permettant d'affecter le paramètre de codage en phase pour les tags 1 à 8 sont présentés dans le Tabl. 4.7. Nous mesurons pour chaque résonance, la bande passante de la déviation en phase. Par exemple, pour le tag 4, à 2.5 GHz nous observons un saut de phase de 4.5 rad. Nous considérons la bande passante à mi-hauteur de ce saut c'est-à-

dire à 2.25 rad et nous relevons de cette manière une bande passante égale à 181 MHz. Le tag 1 contient le code de base « 00000 ». Ceci correspond aux bandes passantes les plus étroites, tandis que le tag 4 qui possède les bandes passantes les plus larges pour tous ses résonateurs, correspond lui à l'identifiant « 33333 ». Les tags 2 et 3 codent des identifiants intermédiaires car ils possèdent des valeurs de gap g respectivement égales à 1.5 et 2.5 mm. Les tags 1 à 4 donnent ainsi des valeurs de référence pour le codage en phase. Nous pouvons donc comparer les valeurs mesurées pour les tags 5 à 8 afin de déterminer le code P1 pour chacun d'entre eux. Par exemple, le premier mode du tag 5 a une bande passante de 239.5 MHz qui s'approche des 181 MHz du tag 4, nous affectons donc le code '3' pour ce mode. Les modes 4 et 5 du tag 5 ont une bande passante qui s'approche le plus du code '0' du tag 1 avec une erreur maximale de 17.5 MHz, donc nous pouvons affecter la valeur '0'. Avec la même démarche, nous pouvons décoder le code lié au paramètre P1 pour les autres tags.

Tabl. 4.7 Résultats de mesure pour les paramètres de phase et de fréquence de résonances et identifiant décodés correspondant.

Tag	Bande passante en phase pour chaque résonateur (MHz)					Code P1	Fréquence du pic de résonance pour chaque résonateur (GHz)					Code P2
	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5		Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	
1	93.5	104.5	147	133	135	00000	2.45	3.49	4.49	5.5	6.5	00000
2	97.5	152	227	183.5	167.5	11111	2.43	3.47	4.51	5.5	6.54	00000
3	145.5	227.5	315	284	209	22222	2.41	3.48	4.55	5.53	6.57	00101
4	181	296.5	376.5	357	223	33333	2.42	3.49	4.54	5.52	6.59	00001
5	239.5	249	237.5	120	117.5	32100	2.4	3.49	4.54	5.52	6.53	00000
6	87	100	131.5	133.5	128	00000	2.55	3.48	4.5	5.49	6.53	10000
7	92.5	89	143	127.5	140.5	00000	2.66	3.47	4.5	5.49	6.51	20000
8	93	105	133.5	180.5	115.5	00010	2.45	3.78	4.53	5.87	6.51	03040

Pour le décodage du paramètre P2, les valeurs de fréquence des pics de résonance sont rassemblées dans le Tabl. 4.7. Le tag 1 constitue la référence et ses fréquences de résonance doivent être prises comme valeurs initiales. Un pas de fréquence de 100 MHz est choisi pour discriminer deux valeurs contiguës. Ainsi le premier mode du tag 1 à 2.45 GHz code un '0', tandis que les tags 6 et 7 avec respectivement 2.55 GHz et 2.66 GHz codent un '1' et '2'. Nous pouvons voir apparaître des erreurs de décodage pour certains tags. Notamment les tags 3 et 4 ont des décalages de fréquence de pic non souhaités. De la même manière le décodage du tag 8 engendre une erreur d'appréciation en ce qui concerne le paramètre P1. Avec un modèle plus précis prenant en compte la modification des paramètres des résonateurs voisins, il semble possible de supprimer ces erreurs.

Les mesures montrent que le concept de codage hybride peut être implémenté en pratique. Pour estimer le nombre d'états qu'il est possible de coder pour chaque résonateur, nous pouvons admettre que concernant la phase, 4 valeurs de bande passante sont détectables. Concernant la fréquence du pic de résonance, nous avons choisi une résolution fréquentielle de 100 MHz. La bande passante allouée à chaque résonateur est de 900 MHz (ex : 2.5 à 3.4 GHz pour le premier mode). En première approximation, nous pouvons donc calculer 10 valeurs de fréquence possibles dans cette plage fréquentielle. En réalité nous devons limiter cette fenêtre fréquentielle à 500 MHz pour éviter de recouvrir la fenêtre fréquentielle du

résonateur voisin, car la déviation maximale de phase relevée est de l'ordre de 400 MHz. En conséquence, le nombre d'états qui peuvent être codés pour ce deuxième paramètre est 6. En conclusion, le nombre de combinaisons pour chaque résonateur en utilisant ces deux paramètres est égal à $4 \times 6 = 24$. Pour les 5 résonateurs, le nombre total de combinaisons qu'il est possible de générer est égal à $24^5 = 7\,962\,624$. Soit 22,9 bits dans une surface de l'ordre $2 \times 4 \text{ cm}^2$. Ce qui correspond à une densité de codage surfacique relativement importante de 2,86 bits par cm^2 .

Dans le chapitre 3 dédié au codage, nous avons introduit le concept de codage hybride et un moyen graphique pour représenter l'efficacité de codage d'un symbole. Dans cette conception, le diagramme de constellation 2D représenté Fig. 4.33 montre l'amélioration apportée par cette conception en termes d'efficacité de codage. Dans ce diagramme, nous voyons apparaître les points de codage physiquement inatteignables pour éviter le recouvrement fréquentiel des résonateurs voisins.

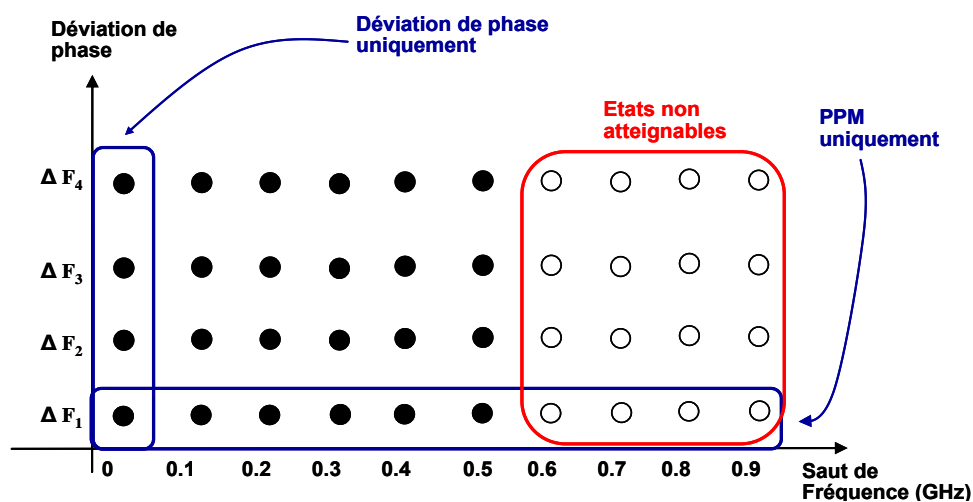


Fig. 4.33 Diagramme de constellation 2D du tag sans puce implémentant un codage hybride.

4.5.4 Méthode d'auto compensation du detuning pour les tags sans plan de masse

D'après les études précédentes, nous avons vu que les tags sans puce et sans plan de masse peuvent s'avérer très performants en termes de capacité de codage. Ils présentent une taille réduite par rapport à l'état de l'art. Ceci les rend compatibles avec des applications d'identification de marchandises bas coût car ils peuvent être potentiellement imprimés sur les objets à identifier avec des encres conductrices. En revanche, des points bloquants tels que la susceptibilité à l'environnement proche du tag (dont l'effet principal est de décaler les fréquences de résonance) doivent être surmontés. Dans l'étude qui suit, nous mettons en œuvre des techniques de compensation [4.16] des décalages de fréquences de résonance non souhaitées afin d'éviter toute erreur de décodage [4.19].

4.5.4.1 Méthode basée sur la détection de la permittivité effective de l'environnement.

Reprenons le design n°1 dit à double C introduit précédemment. La signature spectrale sera obtenue cette fois-ci en positionnant le tag sur un objet de permittivité variable afin de voir l'influence sur les fréquences de résonance. Pour cela, en simulation le tag est positionné sur une plaque rectangulaire dont le matériau possède à la fois une permittivité relative ϵ_r et une épaisseur variable t . Nous pouvons voir son effet sur la réponse du tag Fig. 4.34 (a) et (b). La première figure montre l'influence de la permittivité relative pour une épaisseur constante de 1 mm tandis que la Fig. 4.34 (b) montre les variations de fréquence en fonction de l'épaisseur de la plaque pour une permittivité relative de 3.6. Sur les Fig. 4.34 (a) et (b), nous voyons que tous les pics de résonance sont décalés vers des fréquences plus basses, notamment lorsque le tag est positionné sur du carton ($\tan\delta=0.1$ à 2.45 GHz).

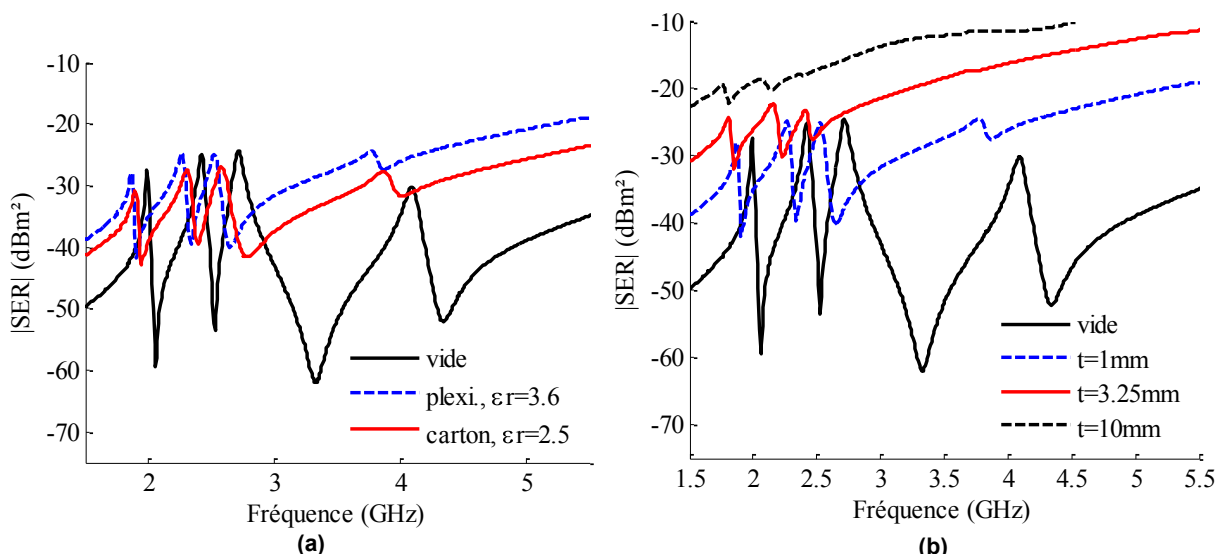


Fig. 4.34 Simulation des réponses fréquentielles du tag double C positionné : (a) sur un support de permittivité variable (épaisseur 1 mm), (b) sur support d'épaisseur variable pour une permittivité $\epsilon_r=2.5$. Les pertes du substrat ont été fixées avec un $\tan \delta$ de 0.002 dans les deux cas.

Toutefois, des solutions peuvent être mises en œuvre pour gérer ces effets indésirables. En effet, nous avons montré dans [4.19] qu'une technique de compensation basée sur l'utilisation d'un résonateur de détection est envisageable. Dans le cas du tag à double C, le résonateur 3 ne participe pas au codage, et les variations des autres modes influencent sa fréquence de résonance de manière peu significative. En revanche il est très nettement sensible aux variations de permittivité de son environnement proche. Nous avons donc utilisé sa fréquence de résonance pour remonter à la permittivité effective du milieu afin d'en déduire les variations de fréquence des autres résonateurs. La fréquence de ce mode est de 2.73 GHz lorsque le tag est mesuré sans support. Si un écart est détecté sur ce mode, les écarts sur tous les autres modes peuvent être estimés afin de remonter à leurs fréquences de résonance initiales.

Pour exploiter cette technique de correction, il est nécessaire de trouver une relation entre les déviations de fréquence du résonateur de détection (mode 3) et les déviations des autres résonateurs. Nous pouvons affirmer que le rapport des fréquences mesurées avec et

sans support est lié au ratio des permittivités effectives avec et sans support en utilisant (4.7). Dans cette équation, f_{res}^m et ε_{effres}^m sont respectivement la fréquence de résonance mesurée pour les modes 1, 2 et 4 et leur permittivité effective en présence du support. Tandis que f_{res}^0 et ε_{effres}^0 sont la fréquence de résonance et la permittivité effective obtenue sans support.

$$\left[\frac{f_{res}^m}{f_{res}^0} \right] = \sqrt{\frac{\varepsilon_{effres}^m}{\varepsilon_{effres}^0}} \quad (4.7)$$

$$\varepsilon_{effres}^m = k \cdot \varepsilon_{effsens} \quad (4.8)$$

$$\left[\frac{f_{res}^m}{f_{res}^0} \right] = \left[\frac{f_{sens}^m}{f_{sens}^0} \right] \Leftrightarrow \left[\frac{f_{res}^m - f_{res}^0}{f_{res}^0} \right] = \left[\frac{f_{sens}^m - f_{sens}^0}{f_{sens}^0} \right] \quad (4.9)$$

$$f_{res}^0 = \left[\frac{f_{res}^m \cdot f_{sens}^0}{f_{sens}^m} \right] \quad (4.10)$$

Si le substrat du tag a été caractérisé au préalable dans la bande de fréquence d'intérêt, nous pouvons déterminer la permittivité effective de chaque résonateur sans la présence du support (notée ici ε_{effres}^0). Toutefois ceci n'est pas nécessaire car la méthode décrite ici ne fait intervenir que les valeurs des fréquences de résonance. Quand à la permittivité effective en présence du support notée ε_{effres}^m , sa valeur est inconnue et variable, suivant la nature et les dimensions de l'objet sur lequel est placé le tag. Cependant nous pouvons faire l'hypothèse que les termes ε_{effres}^0 et ε_{effres}^m sont liés aux permittivités effectives $\varepsilon_{effsens}^m$ et $\varepsilon_{effsens}^0$ du résonateur de détection (mode 3) par une constante k comme nous pouvons le voir dans (4.8). Finalement en utilisant (4.7) et (4.8) et en substituant les permittivités par leur expression, nous pouvons obtenir (4.9) qui montre une relation directe entre la variation de fréquence des modes 1, 2 ou 4 et celle du mode de détection. Dans cette équation f_{sens}^m est la fréquence mesurée avec le support et f_{sens}^0 et la fréquence mesurée initialement sans support (2.73 GHz). L'équation (4.10) permet au final de retrouver la fréquence initiale des modes 1, 2 et 4 en fonction de l'écart de fréquence relatif du mode 3. Nous disposons donc avec l'équation (4.10), d'un moyen de compenser l'effet de « detuning » dû à un objet dont la nature (permittivité, pertes) et les dimensions sont inconnues. Il faut toutefois considérer que les fréquences mesurées après « detuning » doivent rester détectables par le système de lecture qui opère dans la bande ULB.

Pour vérifier la validité de cette hypothèse, nous avons tracé Fig. 4.35 la variation des écarts relatifs de fréquence pour chaque mode de résonance dans le cas où un support de permittivité variable allant de 1 à 10 est utilisé. Nous remarquons que pour une permittivité allant jusqu'à $\varepsilon_r = 7$, l'écart relatif en fréquence est quasi équivalent pour tous les modes, avec une erreur maximale de 2% entre le mode 1 et 3. Cette erreur va définir la résolution de fréquence minimum pouvant être utilisée. Par exemple, à 2 GHz, un écart de $\pm 2\%$, représente un décalage de fréquence égale à ± 40 MHz, tandis qu'à 2,5 GHz et 5 GHz il vaut respectivement ± 50 MHz et ± 100 MHz. Par conséquent, si le tag est positionné sur un objet de permittivité inconnue, contenue dans une fourchette entre 1 et 7, une résolution en

fréquence de 100 MHz doit être adoptée pour les modes 1 et 2, tandis qu'une résolution en fréquence de 200 MHz doit être utilisée pour le mode 4.

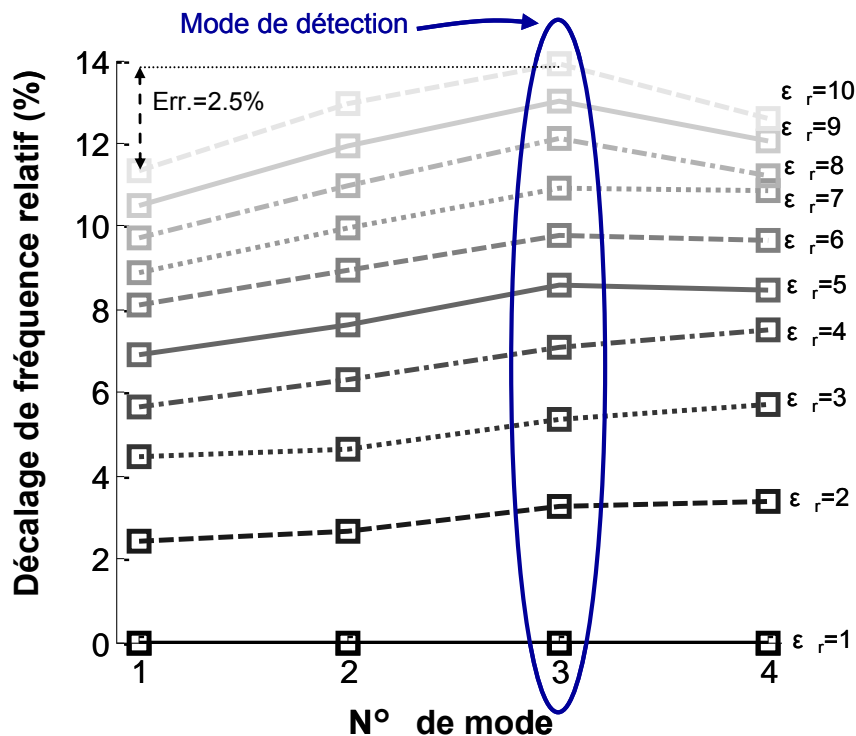


Fig. 4.35 Décalages fréquentiels relatifs pour chaque mode de résonance m en fonction de la permittivité du support variant de 1 à 10. Les résultats sont calculés à partir d'une simulation paramétrique sous CST. Le tag 1 en double C présenté Fig. 4.18 (b) a été utilisé pour cette étude.

Pour valider l'équation (4.10), des mesures ont été effectuées sur des supports de taille, d'épaisseur et de permittivité variable. Pour cela nous avons utilisé des plaques rectangulaires en PTFE, en plexiglas et en bois aggloméré (Carp). En utilisant la méthode de la cavité [4.20] nous avons mesuré des permittivités relatives respectivement de 2.1, 3 et 4.1 ainsi que des $\tan\delta$ de 0,002, 0,005 et 0,1 à 2,5 GHz. Toutes les plaques rectangulaires font 1.5 mm d'épaisseur et leur taille varie entre 5x5 cm² et 10x10 cm². Les Fig. 4.36 (a) et (b) montrent les écarts de fréquence enregistrés respectivement pour les modes 1 et 4 avant et après correction en utilisant (4.10). Dans la Fig. 4.36 (a), la correction permet de ramener la valeur de fréquence de résonance du mode 1 à la valeur initiale avec une erreur inférieure à 10 MHz pour les tags 1 et 4. On note pour le mode 4 du tag 3 (voir Fig. 4.36 (b)), une erreur maximale de + -50 MHz après correction. Ce résultat reste compatible avec l'utilisation d'un codage PPM avec une résolution fréquentielle de 100 MHz de manière robuste. Ceci est très performant car rappelons le, des variations importantes allant jusqu'à -280 MHz ont été compensées en utilisant cette approche.

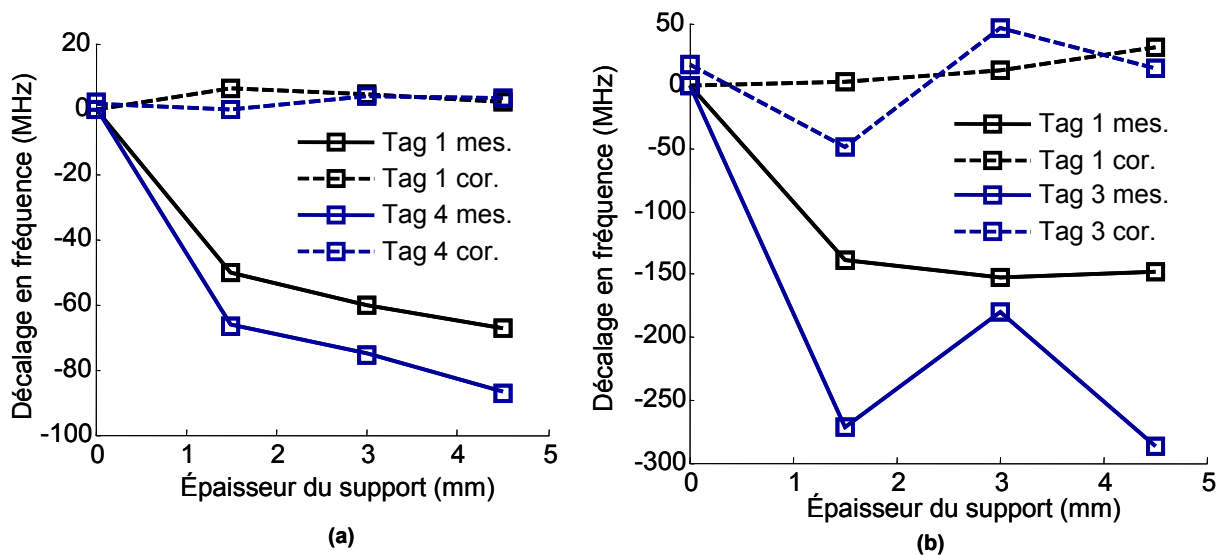


Fig. 4.36 Décalage fréquentiel mesuré, lié à la présence du support avant et après compensation pour plusieurs épaisseurs pour (a) le mode 1, (b) le mode 4. Le support utilisé est du PTFE, de permittivité 2.1 avec un $\tan \delta$ de 0.002. Ses dimensions sont $5 \times 5 \text{ cm}^2$. Les tags 1, 3 et 4 dont les dimensions sont données dans le Tabl. 4.3, ont été utilisés pour cette étude.

Pour prouver que cette technique de correction est fiable en pratique, une mesure d'un tag positionné sur un carton rempli de feuilles de papier a été effectuée comme nous pouvons le voir Fig. 4.37 (a). Le banc de mesure fréquentiel est le même que celui décrit précédemment. La procédure de calibration (procédure décrite dans le chapitre 5) nécessite une mesure au préalable de l'environnement avec le carton sans tag, suivi de la mesure d'une référence positionnée sur le carton et dont la réponse électromagnétique est connue. Les mesures de tags dont nous parlons ici se font systématiquement sur le carton. La réponse fréquentielle mesurée pour le tag 1 est représentée Fig. 4.37 (b). Avant correction, on peut voir un décalage de fréquence relativement important pour tous les pics de résonance ainsi qu'une légère atténuation. Après avoir appliqué la technique de correction sur la mesure brute en utilisant (10), les pics de résonance de la réponse corrigée sont quasiment confondus avec ceux de la réponse obtenue sans support. Les décalages de fréquence résiduels après compensation pour les résonateurs 1 à 4 sont respectivement de 6 MHz, 11 MHz, 34 MHz et 0 MHz, donc aucune erreur de décodage n'est faite.

En conclusion, cette technique de correction peut être généralisée à tous les tags sans plan de masse qui codent l'information en fréquence. Ceci rend possible leur utilisation même s'ils sont positionnés sur des objets de permittivité inconnue. Toutefois, la résolution de fréquence, qui détermine la capacité de codage du tag, est dégradée à cause des erreurs résiduelles qui sont encore présentes après compensation. Ainsi, selon la plage de variation possible de la permittivité des objets, les performances varient, et en règle générale, une plus grande robustesse en détection signifie une plus faible capacité de codage.

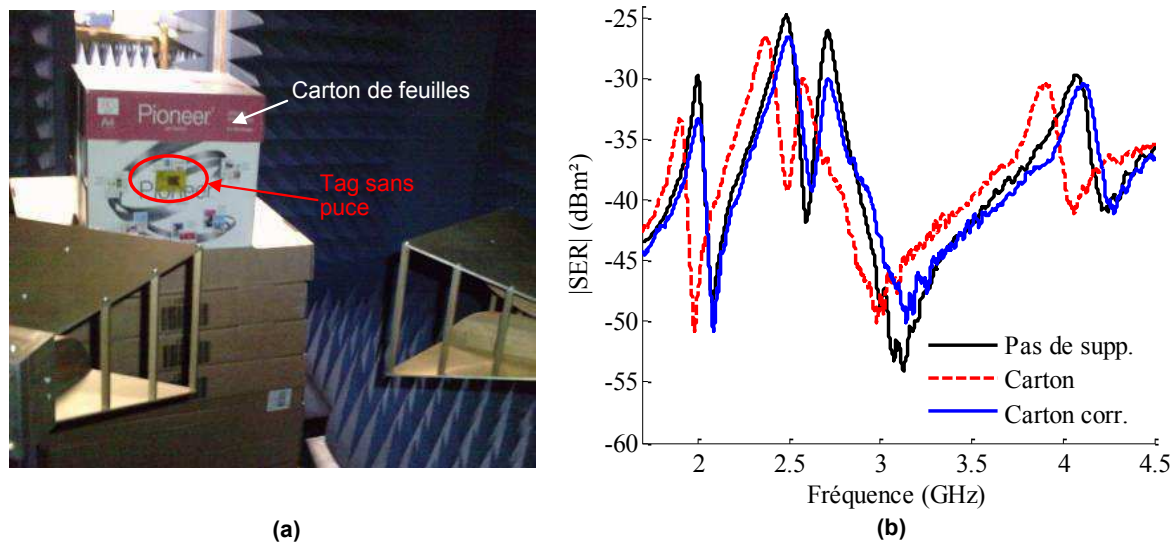


Fig. 4.37 (a) Photo du tag double C positionné sur un carton contenant des feuilles de papier. (b) Réponses fréquentielles obtenues sans support et avec support avant et après correction.

4.5.4.2 Méthode d'approximation linéaire de la déviation fréquentielle

Lorsque nous disposons d'un nombre important de résonateurs, notamment lors d'un codage OOK, une autre technique cette fois-ci basée sur l'utilisation de deux résonateurs jouant le rôle de balises peut être employée [4.16]. L'idée est de se servir des deux résonateurs possédant les fréquences de résonance minimales et maximales pour détecter les variations de fréquence liées à la présence du support. Dans la Fig. 4.38, nous pouvons observer les décalages en fréquence mesurés pour chaque résonateur, ceci lorsque le tag 1 à 20 résonateurs en C est positionné sur une plaque en Plexiglass ou en téflon (PTFE).

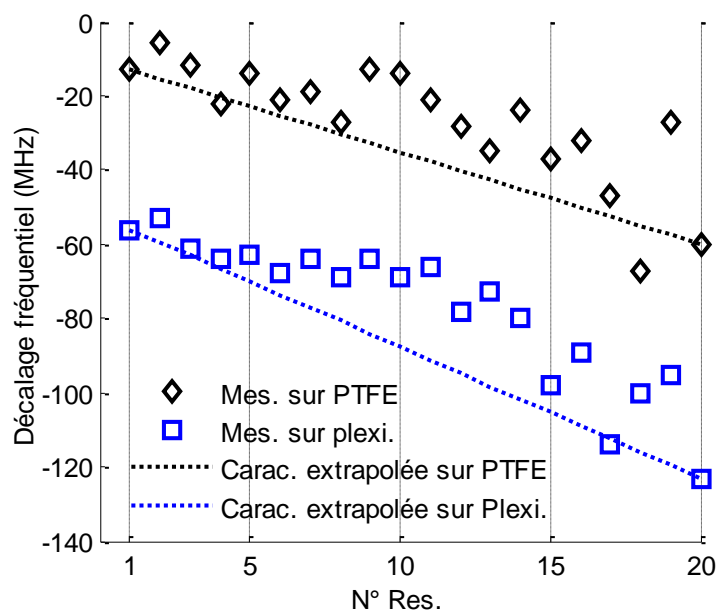


Fig. 4.38 Décalages fréquentiels mesurés et extrapolés lorsque le tag à 20 résonateurs en C n°1 (voir Fig. 4.23 (a)) est positionné sur une plaque de $10 \times 10 \text{ cm}^2$ et d'épaisseur 1.5 mm^2 , de PTFE ($\epsilon_r = 2.1$, $\tan\delta = 0.002$) ou de Plexiglass ($\epsilon_r = 3$, $\tan\delta = 0.005$).

En observant la répartition des points de fréquence de résonance, nous pouvons remarquer qu'une simple extrapolation linéaire basée sur les fréquences de résonance du résonateur 1 et 20 peut permettre de déduire les déviations des autres résonateurs. Une erreur maximum de 30 MHz est visible par rapport à la caractéristique extrapolée, ce qui permet de détecter les tags sans erreur.

La Fig. 4.39 présente la réponse en fréquence mesurée lorsque le tag 2 est mis sur un carton rempli de feuilles de papier. Après correction, les pics de résonance sont quasiment confondus avec ceux de la réponse mesurée sans support. En revanche l'effet d'atténuation est sévère. Dans ce cas le temps de groupe corrigé (voir Fig. 4.39 (b)), offre une robustesse de détection remarquable car les niveaux de variations sont conservés.

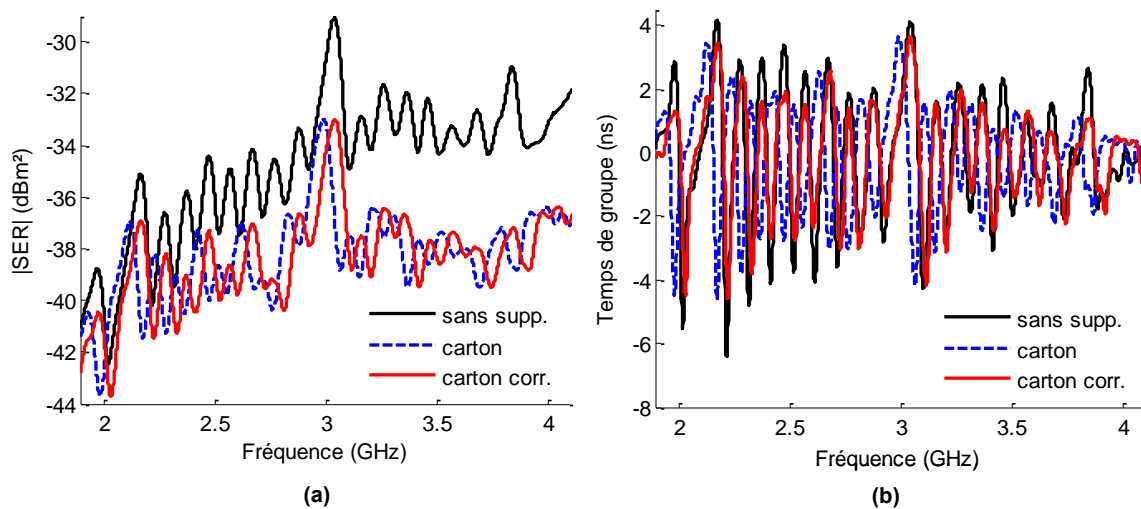


Fig. 4.39 Réponses fréquentielles obtenues pour le tag 2 (voir Fig. 4.23 (b)) sans support et avec support avant et après correction : (a) en amplitude (b) en temps de groupe. Dans ce cas le support est un carton rempli de ramettes de papier.

A travers les techniques de compensation qui viennent d'être présentées, il est prouvé que les tags sans puce et sans plan de masse peuvent être détectés de manière fiable dans des conditions d'utilisation réalistes. Pour cela un ou plusieurs résonateurs peuvent être utilisés pour détecter les variations de permittivité effective. Ceci diminue la capacité de codage du tag pour le même nombre de résonateurs. Par exemple, dans le cas du tag à 20 résonateurs qui vient d'être évoqué, nous utilisons deux résonateurs pour la compensation du « detuning », donc nous perdons 2 bits de codage sur les 20 bits initiaux. Nous avons présenté ici une avancée considérable car elle rend possible le développement de tags imprimés sur les produits. C'est une contribution très importante en vue de diminuer le coût de fabrication des tags sans puce de manière conséquente.

4.6 Conception de tags avec plan de masse

Dans l'étude qui suit, nous chercherons à résoudre d'autres problématiques à l'aide cette fois-ci de tags possédant un plan de masse. Nous tentons donc d'améliorer la capacité de codage en tirant partie du fait que les résonances créées possèdent des facteurs de qualité relativement importants. Un autre aspect traité concerne la détection du tag quelque soit son orientation afin de simplifier le système de détection. Enfin, pour améliorer la robustesse de détection en limitant les phénomènes de réflexion des objets placés dans l'environnement

proche du tag, nous introduirons un concept de tags basé sur l'association de résonateurs dépolarisants.

4.6.1 Présentation du design n°4 : tag indépendant en polarisation

Dans la plupart des conceptions précédentes, l'aspect polarisation n'a pas été réellement considéré. En conséquence, pour détecter le tag quelque soit son orientation, le lecteur a besoin de modifier l'angle de polarisation, ce qui rend le lecteur plus complexe. Dans l'étude qui suit [4.12] nous présentons un tag basé sur l'association de résonateurs circulaires. L'avantage principale de cette forme de résonateur vient du fait que leur réponse électromagnétique est la même quelque soit l'angle de polarisation.

4.6.1.1 Description du tag

Ce concept de tag se base sur l'utilisation de résonateur de type patch de forme circulaire. Afin d'optimiser la surface occupée, ils sont imbriqués les uns dans les autres. Pour assurer une réponse identique quelque soit l'angle de polarisation, l'anneau circulaire de la Fig. 4.40 est sans aucun doute le plus adapté. Il s'agit d'une structure bien connue [4.21], qui présente une symétrie de révolution. De par sa forme, un anneau de plus petit rayon, résonant à plus hautes fréquences, peut être imbriqué à l'intérieur de l'anneau initial. A la différence des structures présentées dans [4.22][4.23], le tag étudié ici possède un plan de masse. Ce qui apporte à la fois une robustesse d'utilisation accrue, car il joue un rôle d'écrantage entre le tag et l'objet, ainsi qu'une densité de codage plus importante car une résolution fréquentielle plus réduite peut être utilisée. Bien entendu, cette amélioration en robustesse de détection augmente le coût unitaire d'un tag car deux couches métalliques sont nécessaires.

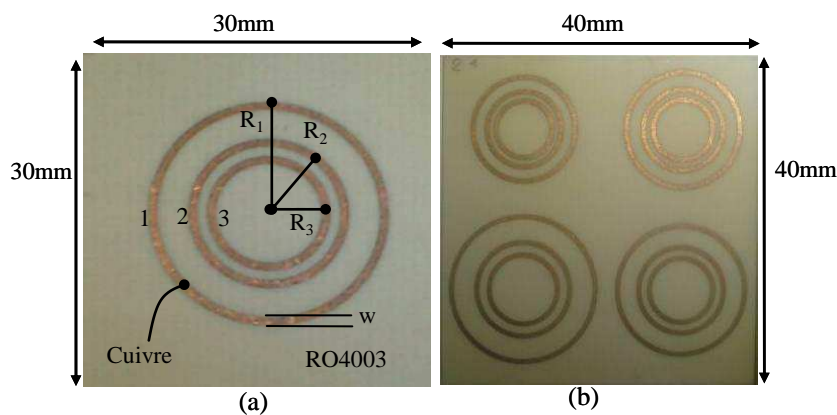


Fig. 4.40 (a) Photographie du tag composé de 3 résonateurs circulaires imbriqués. (b) Photographie du tag à 12 résonateurs circulaires. Les dimensions de chaque cercle i sont définies par son rayon moyen R_i et sa largeur w qui est égale à 0.5 mm.

Lorsqu'une onde incidente arrive sur le résonateur, des courants de surface sont créés symétriquement le long des deux demi anneaux, définis par l'orientation de l'onde, comme indiqué dans la Fig. 4.41 (a). Un mode d'onde stationnaire est créé avec un maximum lorsque le demi-périmètre est égal à la demi-longueur d'onde guidée. L'amplitude de la composante verticale du champ électrique est représentée sur la Fig. 4.41 (b). Ces résultats de simulation ont été obtenus avec CST. Pour ce tag, le substrat Roger RO4003 de permittivité relative 3,55 et $\tan\delta$ 0,0027 a été utilisé. Les champs électriques générés à l'intérieur et à l'extérieur de l'anneau sont de polarité opposée, ils interfèrent donc de façon destructive [4.21].

Pour définir la largeur w des conducteurs, un compromis doit être trouvé entre l'espace disponible à l'intérieur de l'anneau et l'amplitude du champ rétrodiffusé. Sur la Fig. 4.42 (a), nous avons représenté le niveau de SER d'un résonateur patch circulaire en fonction de la largeur w pour une épaisseur de substrat de 0.5 mm.

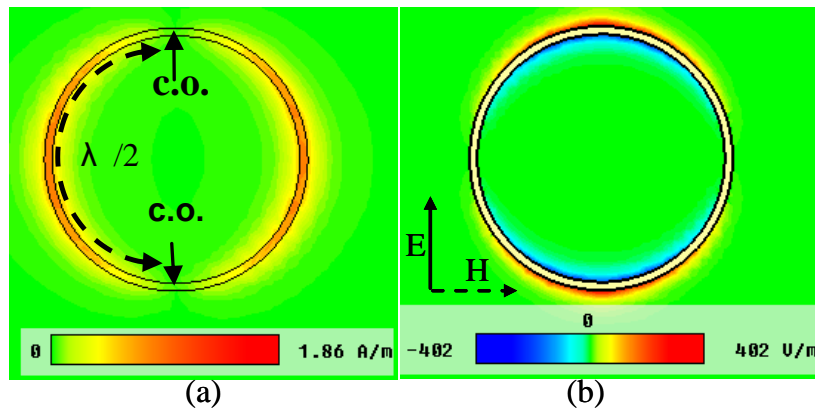


Fig. 4.41 (a) Densité de courant surfacique à la résonance du design n°4, le tag indépendant de la polarisation. (b) Densité de champ électrique transversale à la résonance. Le résonateur est excité par une onde plane polarisée verticalement. Le rayon du cercle est égal à 8 mm et la largeur de la piste est $w = 0.5$ mm. La fréquence de résonance est de 3.7 GHz.

Près de la fréquence de résonance, la réponse en fréquence présente un creux, révélant une interférence destructive entre le mode de structure et le mode d'antenne [4.10]. Une valeur w égale à 0,5 mm permet de créer un creux suffisamment perceptible dans la réponse et laisse une surface relativement importante à l'intérieur pour insérer un nouvel anneau. On remarque également Fig. 4.42 (a) que les creux d'interférence présentent une sélectivité prononcée car la bande de réjection à -3dB est inférieure à 20 MHz à 3,7 GHz. En effet, un tel résonateur peut être considéré comme une ligne de transmission micro ruban ouverte des deux côtés.

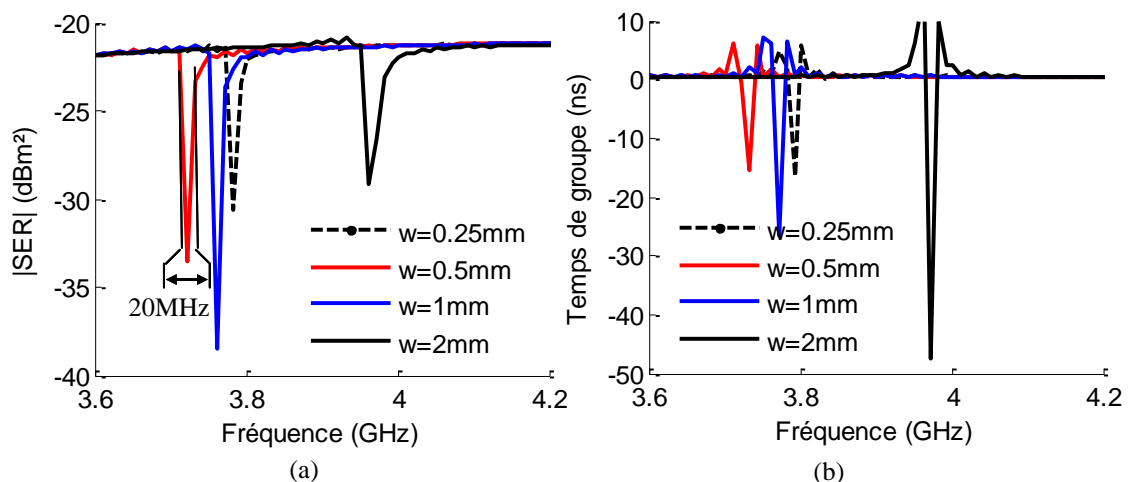


Fig. 4.42 Surface équivalente radar du design n°4 (tag indépendant de la polarisation) : (a) amplitude, (b) temps de groupe. Le rayon moyen vaut $R=8$ mm et la largeur de piste $w = 0.8$ mm.

Pour un substrat de faible épaisseur, le facteur de qualité total Q [4.24] est principalement affecté par les pertes de rayonnement, les pertes de conduction et les pertes dans le

diélectrique. Les pertes de rayonnement sont utiles dans notre cas alors que les pertes de conduction et les pertes dans le diélectrique doivent être aussi faibles que possible. Les pertes de conduction sont faibles puisque du cuivre est utilisé, et les conducteurs ont une épaisseur de 17,5 μm . En revanche, il est nécessaire de choisir un substrat approprié. Par exemple, un substrat tel que le FR4 ($\tan \delta = 0,025$) ne peut pas être utilisé pour ce design. Une autre caractéristique intéressante de ce résonateur concerne sa phase. Puisque le facteur de qualité est important, les changements de phase sont très rapides. Par conséquent, le temps de groupe peut être important, c'est-à-dire égal à -12 ns pour $w = 0.5$ mm (voir Fig. 4.42 (b)). En outre, augmenter la largeur w à 2 mm, permet d'obtenir une valeur proche de -50 ns.

L'équation (4.11) peut être utilisée pour calculer analytiquement la fréquence de résonance du patch circulaire. Cette expression est dérivée du modèle de ligne de transmission [4.24]. Le paramètre R est le rayon moyen de l'anneau et ϵ_{eff} est la permittivité effective calculée pour une ligne micro-ruban de largeur w , ayant un substrat d'épaisseur h et une permittivité relative ϵ_r . Pour prendre en compte les champs recourbés aux extrémités du résonateur, la longueur électrique doit être légèrement augmentée par rapport à la valeur de la demi-longueur d'onde guidée. Ainsi, le rayon R doit être multiplié par un facteur de correction, (trouvé à l'aide d'une approximation polynomiale basée sur un grand nombre de simulations) afin d'obtenir une bonne approximation de la fréquence de résonance. Cette équation (4.11) est valable pour un rayon R compris entre 4 et 9 mm et une largeur $w = 0.5$ mm. Des expressions similaires à (4.11) peuvent être établies pour d'autres valeurs de R et w .

$$fr = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot (0.965 + 19.2 \cdot R - 1372 \cdot R^2) \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.11)$$

Le tag présenté Fig. 4.40 (a) est composé de 3 anneaux imbriqués. La bande de fréquence a été choisie pour être compatible avec l'ULB entre 3.1 et 10.6 GHz pour la FCC aux Etats Unis. Ainsi, le premier résonateur noté 1, c'est-à-dire le plus grand, peut varier entre 3.1 et 5. GHz, tandis que le second peut varier entre 5,6 et 8,1GHz et le dernier entre 8.1 et 10.6 GHz. Afin de limiter le couplage entre les anneaux circulaires adjacents, un gap minimum doit être respecté. En revanche, ce gap va diminuer la bande de fréquence utilisable entre deux anneaux successifs car certaines valeurs du rayon R ne sont pas envisageables. Dans un second temps, pour optimiser l'utilisation de la bande fréquentielle disponible et augmenter la capacité de codage, nous pouvons combiner l'imbrication des résonateurs les uns dans les autres avec un arrangement côte à côte. De cette manière un tag à 12 résonateurs tel que celui présenté Fig. 4.40 (b) peut être réalisé dans une surface de 4x4 cm². Les 12 résonateurs fonctionnent également dans la bande ULB et la plage de fréquence disponible pour chaque résonateur est égale à 625 MHz.

Dans les deux cas la technique de codage utilisée est basée sur un codage PPM fréquentiel. La résolution de fréquence Δf qui peut être utilisée dans ce cas est de 30 MHz. Nous disposons de 7,5 GHz de bande passante totale (3.1 à 10.6 GHz). Dans le premier cas (voir Fig. 4.40 (a)), nous disposons de 250 slots fréquentiels à partager entre 3 résonateurs. Ainsi, chaque résonateur possède 80 slots de codage et 3 slots d'isolement (soit 100 MHz pour éviter tout recouvrement physique). Par conséquent, le nombre de combinaisons peut être estimé à $80^3 = 512000$, soit 19 bits. Pour la version à 12 résonateurs (voir Fig. 4.40 (b)), chaque résonateur peut disposer de 17 slots de codage et 3 slots d'isolement ce qui donne une capacité de 17^{12} identifiants soit 49 bits.

4.6.1.2 Résultats

Pour valider ce concept nous avons réalisé 4 tags possédant 3 résonateurs avec des configurations différentes ainsi qu'un tag à 12 résonateurs. Les dimensions sont données dans le Tabl. 4.8. La largeur des conducteurs est $w=0.5$ mm et l'épaisseur du substrat est de 0.5 mm. La procédure de mesure de la surface équivalente radar est la même que celle utilisée pour les tags sans plan de masse.

Tabl. 4.8 Dimensions des tags circulaires (design n°4) en mm.

	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	R ₇	R ₈	R ₉	R ₁₀	R ₁₁	R ₁₂
Tag 1	8.56	5.55	4.11	/	/	/	/	/	/	/	/	/
Tag 2	8.45	5.55	4.11	/	/	/	/	/	/	/	/	/
Tag 3	8.23	5.4	4.07	/	/	/	/	/	/	/	/	/
Tag 4	7.99	5.31	4.02	/	/	/	/	/	/	/	/	/
Tag 12 res.	8.85	7.84	6.98	6.32	5.81	5.32	4.98	4.66	4.35	4.05	3.79	3.6

Les réponses en amplitude sont présentées Fig. 4.43 (a) et (b). Des creux d'amplitude compris entre 2 et 3 dB sont visibles aux fréquences de résonance. D'un point de vue du système de lecture, cela rend la tâche de détection difficile, et un bruit d'amplitude semblable peut compromettre l'identification. Cependant, comme le montrent les Fig. 4.44 (a) et (b), les temps de groupe extraits de la mesure en phase présentent des variations significatives aux fréquences de résonance.

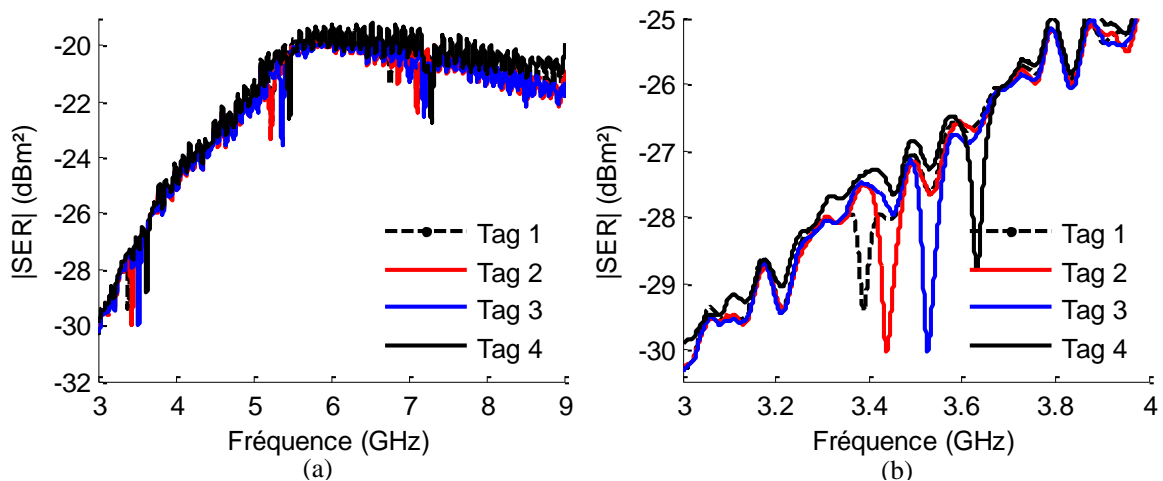


Fig. 4.43 Réponse en amplitude des tags 1 à 4 à 3 résonateurs indépendants de la polarisation décrits dans la Fig. 4.40 : (a) sur toute la bande, (b) autour du premier mode de résonance. Les dimensions des tags sont données dans le Tabl. 4.6.

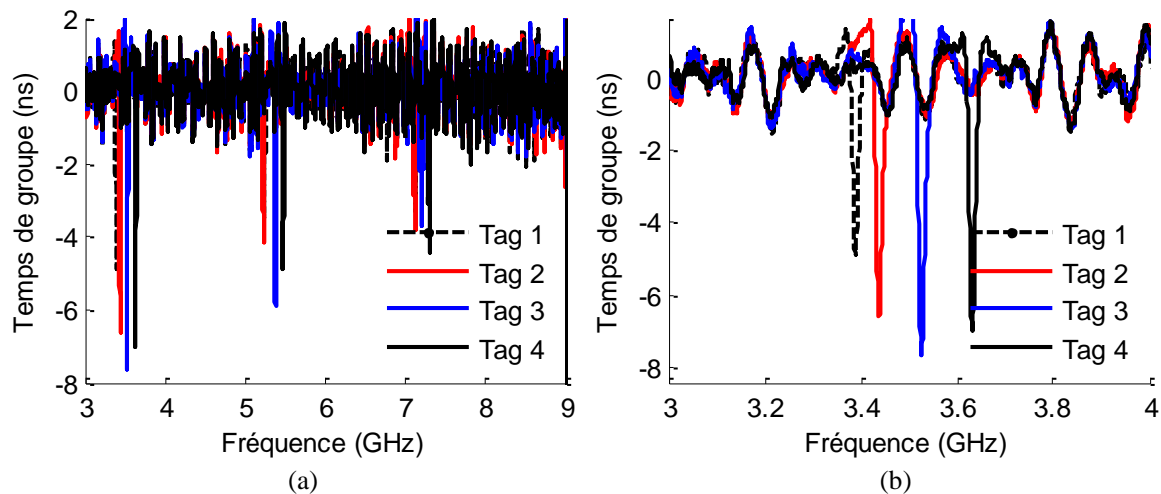


Fig. 4.44 Réponse en temps de groupe des tags 1 à 4 à 3 résonateurs indépendants de la polarisation décrits dans la Fig. 4.40 : (a) sur toute la bande, (b) autour du premier mode de résonance. Les dimensions des tags sont données dans le Tabl. 4.6.

Les valeurs obtenues sont de l'ordre de -4 à -7ns contre -2ns pour des portions du spectre sans résonance. Ainsi, un système de détection peut simplement prendre en compte les fréquences de résonance à partir desquelles le temps de groupe est inférieur à -2 ns. La sélectivité des pics qui apparaissent dans le diagramme temps de groupe / fréquence est encore meilleure que celle disponible en amplitude. Ainsi une résolution de fréquence inférieure à 30 MHz peut être adoptée pour le codage de l'identifiant. Dans le Tabl. 4.9, les fréquences de résonance mesurées pour les 4 tags à 3 résonateurs sont comparés aux valeurs obtenues en simulation et en utilisant la formule analytique (4.11). Les valeurs obtenues sont très proches ce qui confirme que le modèle analytique peut être utilisé pour générer les différentes configurations de tags. Une relation directe entre le rayon des résonateurs et l'identifiant du tag peut donc être déduite de (4.11).

Tabl. 4.9 Fréquences de résonances mesurées et calculées pour les tags à 3 résonateurs (design n°4)

	Tag 1			Tag 2			Tag 3			Tag 3		
Mode	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
Fr mes. (GHz)	3.39	5.24	7.12	3.44	5.23	7.12	3.53	5.38	7.2	3.63	5.47	7.3
Fr sim. (GHz)	3.39	5.23	7.12	3.44	5.23	7.12	3.52	5.38	7.21	3.63	5.47	7.31
Fr calc. (GHz)	3.4	5.23	7.12	3.44	5.23	7.13	3.53	5.38	7.2	3.63	5.48	7.29
Rel. (4.11)												
Code	0	0	0	1	0	0	2	1	1	3	2	2

En termes de codage, l'indépendance de chaque résonateur en anneau est confirmée par les mesures, nous pouvons donc leur affecter un identifiant de manière indépendante. Les fréquences de résonance du tag 1 sont prises comme références, nous lui attribuons le code « 0.0.0 ». Entre les tags 1 et 2, seule la fréquence du mode 1 passe de 3.39 à 3.44 GHz, nous affectons donc le code « 1.0.0 » au tag 2. Avec la même démarche et en se basant sur une

résolution fréquentielle de 100 MHz, nous pouvons trouver que le tag 3 code l'identifiant « 2.1.1 » et le tag 4, « 3.2.2 ».

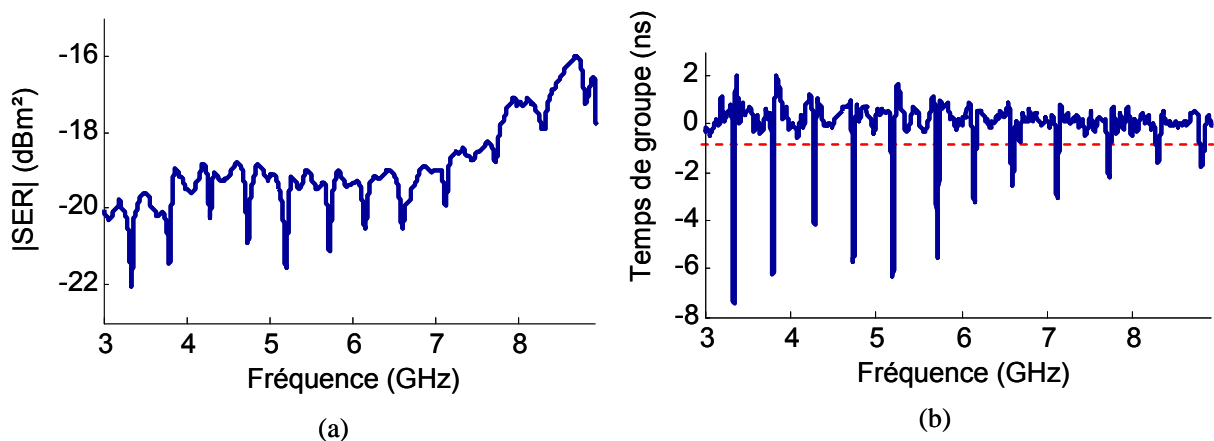


Fig. 4.45 Réponse du tag à 12 résonateurs (design n°4). (a) En amplitude, (b) en temps de groupe.

Pour confirmer la mise en œuvre pratique d'un tag possédant plus de 3 résonateurs, nous avons mesuré la réponse du tag à 12 éléments sur un carton rempli de feuilles de papier et les résultats sont présentés Fig. 4.45 (a) pour l'amplitude et Fig. 4.45 (b) pour le temps de groupe. On peut remarquer que les douze résonances peuvent être identifiées à l'aide à la fois de l'amplitude et du temps de groupe. Cette dernière structure est particulièrement adaptée pour des applications qui nécessitent une capacité de codage relativement importante (plus de 40 bits entre 3 et 9 GHz).

4.6.2 Présentation du design n°5 : tag codé en polarisation

Les tags circulaires permettent d'obtenir des performances encore inégalées en terme d'indépendance en polarisation et de capacité de codage. Une variante au concept introduit dans la partie précédente consiste à ouvrir les anneaux circulaires. Nous obtenons ainsi des résonateurs SRR (Split Ring Resonator). Dans ce cas, l'indépendance en polarisation n'est plus assurée, et bien au contraire, les résonateurs deviennent très sensibles à la polarisation de l'onde incidente. Nous avons décidé d'utiliser cette caractéristique pour proposer un nouveau principe d'identification [4.25], basé sur un codage angulaire dont l'avantage principal est de nécessiter une bande passante très réduite par rapport aux techniques de codage PPM fréquentiel ou en absence / présence. D'autre part nous démontrons également que la sensibilité en polarisation de ces structures réfléchissantes, permet pour un autre type d'utilisation de réaliser un capteur angulaire dans une plage de variation de 0 à 180°.

4.6.2.1 Description du tag

En fonction de l'angle de polarisation du champ incident, la réponse électromagnétique d'un résonateur SRR avec plan de masse, comme illustré Fig. 4.46 (a), varie de manière importante.

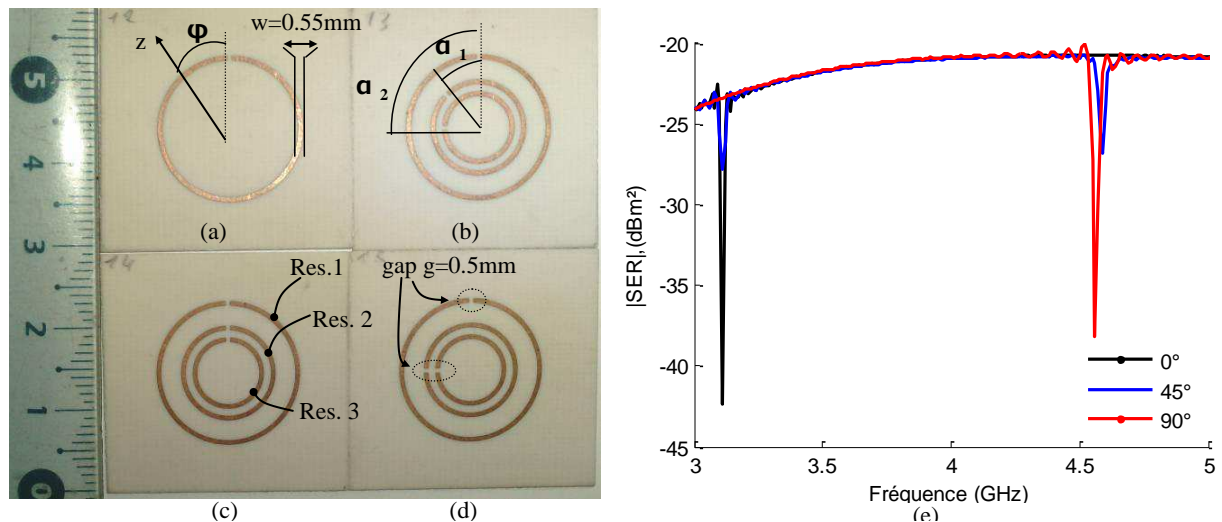


Fig. 4.46 (a) Résonateur type SRR circulaire, design n°5 (b), (c), et (d) Tag 1, 2 et 3 comportant 3 SRR avec des configurations variées. (e) $|SER|$ d'un SRR circulaire en fonction de la fréquence pour plusieurs angles de polarisation ϕ . Le rayon R du SRR est 9.3 mm, la largeur w du conducteur 1 mm et l'ouverture g de 0.5 mm.

Il est donc tout à fait envisageable d'encoder un identifiant en fonction de l'angle de polarisation. Pour cela, un lecteur plus complexe doit être mis en œuvre implémentant une fonction d'agilité en polarisation. En revanche, avec cette technique, il est possible d'obtenir des tags ayant une grande capacité de codage tout en opérant uniquement dans les bandes de fréquence ISM. C'est la raison principale qui a motivé l'étude de cette structure.

Le design présenté Fig. 4.46 (b) à (d) est basé sur l'association de 3 résonateurs SRR circulaires, imbriqués comme pour le design précédent (design n°4). En fonction de la position du gap sur l'anneau, la réponse n'est pas la même. La réponse électromagnétique simulée d'un simple résonateur SRR est présentée Fig. 4.46 (e) pour plusieurs angles de polarisation ϕ . Nous remarquons que pour un angle de polarisation de 0° (polarisation verticale), le creux d'interférence à 3.1 GHz est bien visible. Le mode de résonance se fait en demi-longueur d'onde comme dans le cas d'un résonateur circulaire sans gap (voir Fig. 4.47 (a)). Pour un angle de polarisation de 90° (polarisation horizontale), le mode de résonance est différent. Dans ce cas la première résonance apparaît lorsque le périmètre de l'anneau est égal à la 3 fois la demi-longueur d'onde, comme indiqué sur la Fig. 4.47 (b). La Fig. 4.46 (e) montre une fréquence de résonance à 4,55 GHz correspondant à une longueur électrique de $3\lambda/2$ (le premier mode en $\lambda/2$ n'est plus présent). Pour des angles intermédiaires (45°) nous pouvons voir apparaître les deux fréquences de résonance avec des amplitudes variables. Toutefois, un fort contraste est visible entre un angle égal à 0° et un angle à 90° .

Afin de générer un identifiant, nous utilisons deux résonateurs supplémentaires comme nous pouvons le voir Fig. 4.46 (b) à (d). La discrimination entre les différents résonateurs se fera là encore en fréquence. En fonction de l'orientation du tag par rapport à l'onde incidente, et si l'on considère uniquement le premier mode de résonance pour chaque résonateur, nous pouvons voir apparaître trois creux à bande étroite dans le spectre. Toutefois, il faut noter que le second mode peut être utilisé pour augmenter la robustesse de décodage en apportant une certaine redondance.

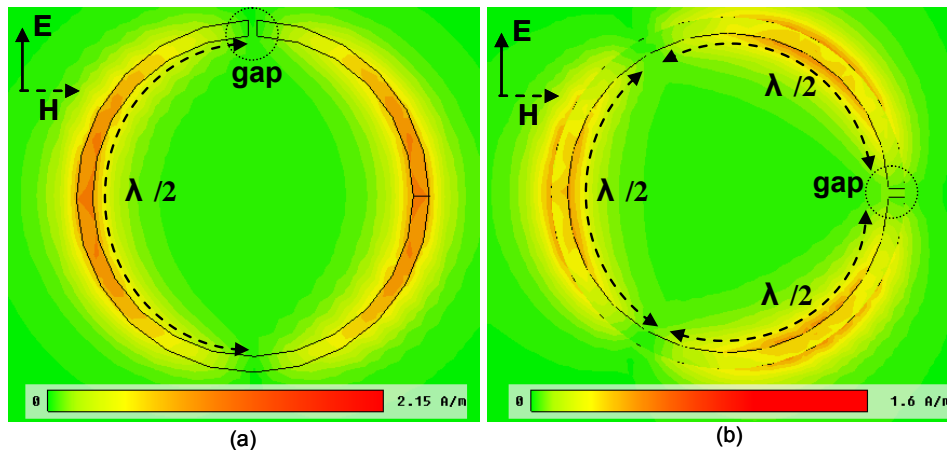


Fig. 4.47 Courant de surface à la résonance (design n°4). (a) Le gap est situé en haut de l'anneau. La fréquence de résonance vaut 3.1 GHz. (b) Le gap est situé sur un côté de l'anneau. La fréquence de résonance vaut 4.5 GHz dans ce cas. Le résonateur est excité par une onde plane en polarisation verticale dans les deux cas. Le rayon moyen du cercle est 9.3 mm, la largeur de piste vaut 1 mm et la largeur du gap, 0.5 mm.

4.6.2.2 Principe de codage

La technique de codage utilisée dans cette approche associe un identifiant spécifique à une orientation d'un anneau ouvert. De cette manière, une valeur '0' lui est affectée pour un angle de rotation de 0° (la référence ici est l'emplacement du gap), alors que les valeurs '1', '2' et '3', lui seront attribuées respectivement pour 45° , 90° et 135° . Ainsi, si nous nous intéressons uniquement à la variation d'amplitude du premier mode de résonance pour chaque anneau, un minimum indique que l'angle de polarisation de l'onde correspond à celle de l'anneau (défini par l'emplacement du gap). Il faut noter que l'angle de rotation de chaque résonateur est considéré relativement à l'angle de rotation du résonateur 1 (le plus grand), pris comme référence. Ainsi avec les deux résonateurs notés 2 et 3, nous pouvons coder $4 \times 4 = 16$ identifiants comme le montre l'exemple illustré Fig. 4.48.

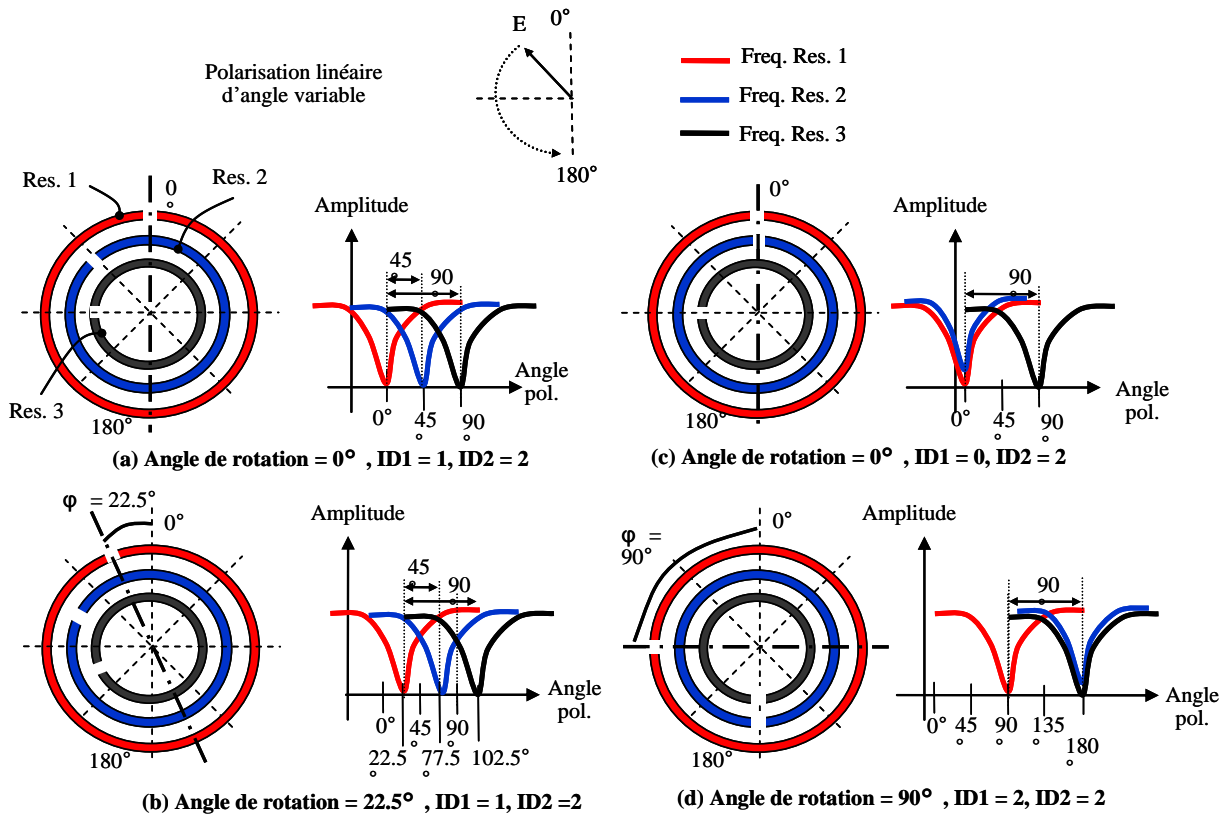


Fig. 4.48 Description de la technique de codage basée sur la diversité de polarisation, design n°5. (a) Le tag n'est colinéaire à l'onde incidente ($\varphi = 0^\circ$, la référence pour l'orientation du tag est la position du gap du résonateur 1) et les résonateurs 2 et 3 sont tournés de $+45^\circ$ et de $+90^\circ$ par rapport au résonateur 1. (b) Le tag est tourné de $\varphi = 22.5^\circ$, les résonateurs 2 et 3 sont tournés de $+45^\circ$ et de $+90^\circ$ toujours par rapport au résonateur 1, (c) $\varphi = 0^\circ$, seul le résonateur 3 est tourné de $+90^\circ$. (d) $\varphi = 90^\circ$, et les résonateurs 2 et 3 sont tournés de 90° . Pour chaque configuration, une courbe indique la variation de l'amplitude du signal rétrodiffusé en fonction de la polarisation de l'onde incidente.

L'identifiant ID1 est associé au résonateur 2, tandis que ID2 est associé au résonateur 3. La première configuration illustrée dans la Fig. 4.48 (a) montre un tag ayant un angle de rotation de 0° . Dans ce tag, le résonateur 2 possède un angle de rotation $\alpha_1 = 45^\circ$ et le résonateur 3, un angle α_2 de 90° . Par conséquent leur identifiant est respectivement ID1 = 1 et ID2 = 2. Concernant le cas de la Fig. 4.48 (b), du point de vue lecteur, le tag est tourné d'un angle de 22.5° . Les 3 résonateurs sont donc tournés de 22.5° , en revanche, les angles relatifs des résonateurs 2 et 3 par rapport au résonateur 1 restent inchangés, l'identifiant n'est donc pas modifié. Les configurations illustrés Fig. 4.48 (c) et (d) présentent deux situations supplémentaires variant à la fois l'identifiant du tag et son angle de rotation. Il faut noter qu'avec ce type de codage, même si les fréquences de résonances varient légèrement du fait de la présence d'un environnement perturbateur, l'identifiant n'est pas modifié car il ne dépend que de la géométrie du tag indépendamment du substrat utilisé.

4.6.2.3 Résultats

Pour valider ce principe de codage, les trois tags présentés sur les Fig. 4.46 (b) à (d) ont été réalisés. Le substrat utilisé est du Roger RO4003 ayant une épaisseur de 0,5 mm. Les rayons des cercles sont identiques pour les 3 tags et valent respectivement 8.56 mm, 5.55 mm

et 4.11 mm pour les résonateurs notés 1 à 3. Les fréquences de résonance associées pour les premiers modes sont respectivement de 3.4 GHz, 5.25 GHz et 7.07 GHz. La position des gaps varie d'un tag à un autre. Dans le tag 1, les résonateurs 2 et 3 sont tournés respectivement de 45° et de 90° par rapport au résonateur 1. Dans le tag 2, les résonateurs 2 et 3 ne sont pas tournés par rapport au résonateur 1 tandis que dans le tag 3, ils sont tournés de 90° . Les mesures de SER des différents tags ont été effectuées avec une approche fréquentielle comme pour les designs précédents. En revanche, dans ce cas particulier, le tag est monté sur un positionneur rotatif (comme illustré dans les Fig. 4.49 (a) et (b)) afin d'obtenir une réponse électromagnétique pour chaque angle de polarisation (entre 0° et 180° par pas de 5°).

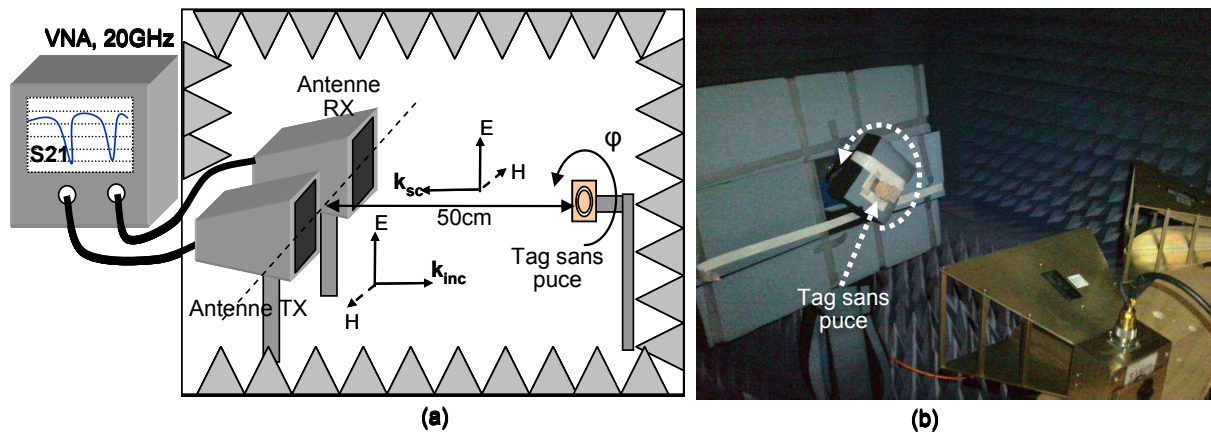


Fig. 4.49 (a) Configuration du banc de mesure des tags design n°5. (b) Photographie du tag sous test sur le positionneur rotatif.

Les résultats de mesures en amplitude obtenus pour le tag 1 pour des angles de polarisation variables sont présentés Fig. 4.50 (a) et (b). Le comportement obtenu en simulation est confirmé puisque nous observons une forte variation sur l'amplitude des creux en fonction de la polarisation. Ce comportement est également visible au niveau du temps de groupe comme le montre les Fig. 4.51 (a) et (b). De la même manière que pour le design introduit précédemment (design n°4) utilisant des cercles non ouverts, le contraste entre la valeur obtenue aux fréquences de résonance et sur le reste du spectre est important. Ceci facilite grandement le décodage. La Fig. 4.51 (b) montre une partie « zoomée » autour de la première résonance. Nous obtenons bien un creux d'amplitude important pour un angle de rotation de 0° et une absence de creux pour 90° .

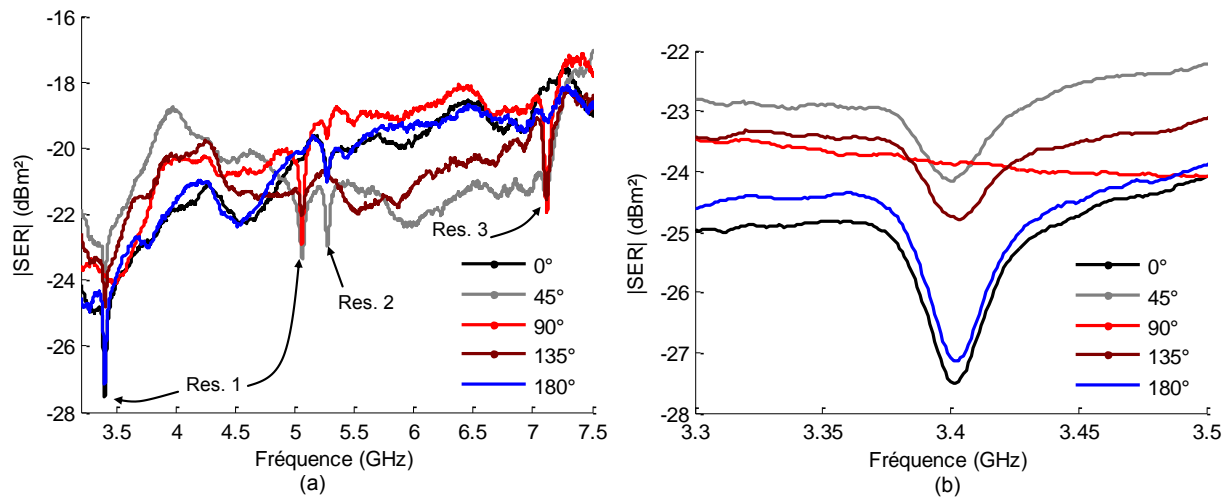


Fig. 4.50 Réponse mesurée du tag 1 (design n°5) en amplitude : (a) sur toute la bande, (b) autour du premier mode de résonance. Pour le codage de l'information, les positions extrêmes entre 0° et 90° sont utilisées car elles génèrent le plus grand contraste au niveau de l'amplitude réfléchie.

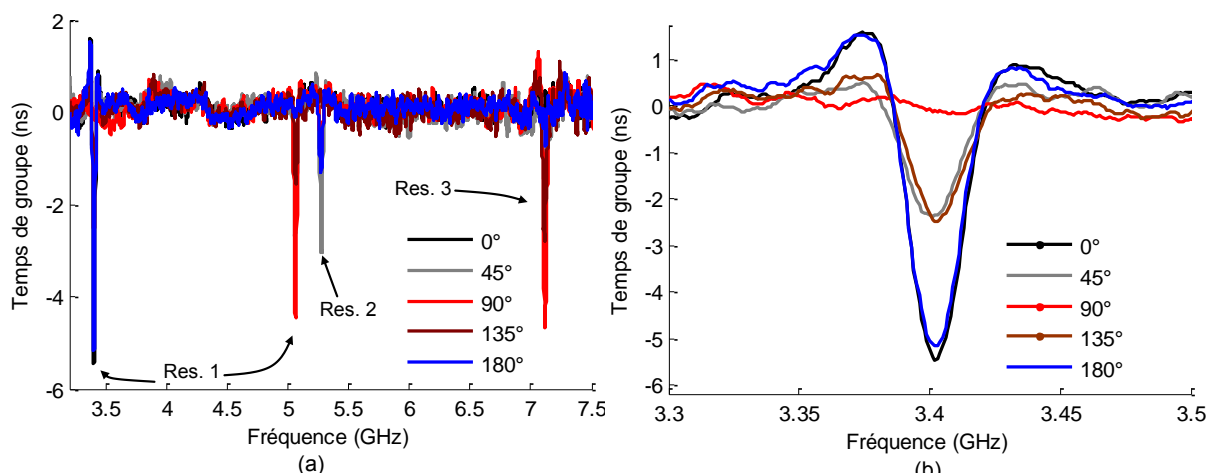


Fig. 4.51 Réponse mesurée du tag 1 (design n°5) en temps de groupe. (a) Sur toute la bande. (b) Autour du premier mode de résonance.

Pour extraire l'identifiant de chaque tag, nous avons représenté Fig. 4.52 (a) à (c) le temps de groupe en fonction de l'angle de polarisation de chaque résonateur, respectivement pour les tags 1, 2 et 3. Ces courbes sont extraites à partir des résultats de mesure obtenus pour chaque angle de polarisation. Pour les 3 résonateurs de chaque tag, les premiers modes de résonance sont observés à $Fr_1 = 3.4$ GHz, $Fr_2 = 5.27$ GHz et $Fr_3 = 7.17$ GHz (voir Fig. 4.50 (a)). Le creux observé à 5.06 GHz est généré par l'anneau 1 et présente une amplitude maximale lorsqu'il est tourné de 90° comme expliqué précédemment.

Pour le tag 1, l'erreur maximale relevée est de 20° puisque nous mesurons un angle de rotation α_2 de 110° au lieu de 90° pour le résonateur 3. En revanche en appliquant un filtrage pour atténuer les variations rapides visibles sur la courbe, nous pouvons facilement rabaisser cette erreur aux alentours de 10°. Pour le tag 2, une erreur de 10° est faite sur α_2 par rapport aux valeurs théoriques tandis que pour le tag 3 une erreur de 5° est faite sur α_1 et α_2 . Pour mesurer l'angle de rotation de chaque résonateur la méthode consiste à rechercher un

minimum. Nous pouvons également rechercher un maximum, dans ce cas il suffit de retrancher $\pm 90^\circ$ pour retomber sur les angles de rotations α_1 et α_2 .

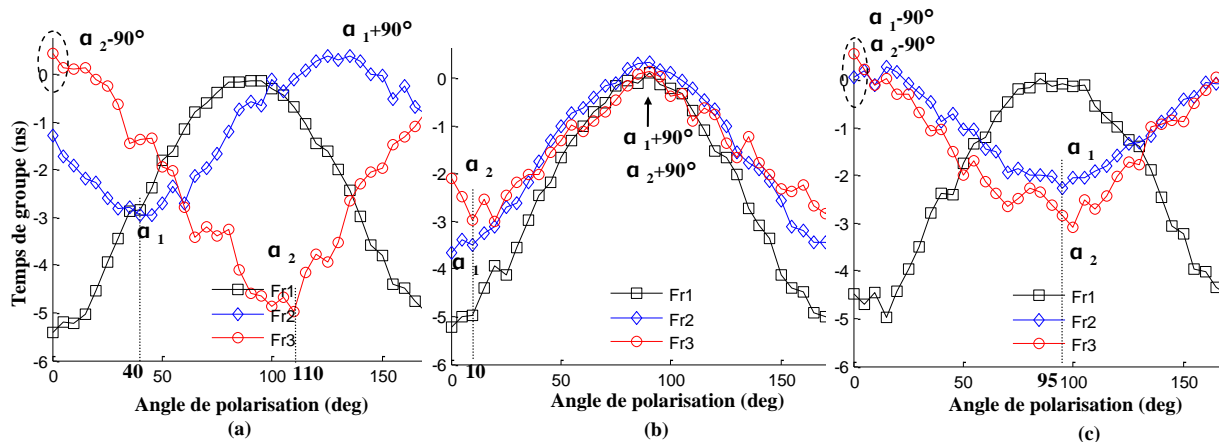


Fig. 4.52 Temps de groupe mesuré en fonction de l'angle de polarisation pour : (a) le tag 1, (b) le tag 2, (c) le tag 3. Les fréquences utilisées (fréquences de résonance mesurées de chaque anneau) sont $Fr1=3.4$ GHz, $Fr2=5.27$ GHz et $Fr3=7.17$ GHz.

A partir des résultats obtenus, nous pouvons affirmer qu'une erreur de 10° est classiquement mesurée par rapport à la géométrie du tag. Nous pouvons donc utiliser une résolution de 20° pour le codage d'un identifiant. A l'aide de l'équation (4.12) il est possible de déterminer le nombre de combinaisons maximum pour ce tag.

$$N = \left[\frac{180}{\Delta\varphi} \right]^k \quad (4.12)$$

Dans cette équation N est le nombre de combinaisons, k est le nombre de résonateurs participant au codage et $\Delta\varphi$ est la résolution angulaire. La valeur 180 correspond à la plage de variation maximale de l'angle de polarisation, car l'information obtenue suivant ce paramètre est redondante tous les 180° . En utilisant (4.12), on peut trouver une capacité de codage de $9 \times 9 = 81$ combinaisons, soit 6.34 bits.

Les mesures obtenues confirment la sensibilité prononcée de ces résonateurs à la polarisation. En plus de réaliser une fonction d'identification, cette particularité peut être avantageusement utilisée pour jouer le rôle de capteur angulaire d'un objet quelconque. Grâce à cette fonctionnalité, nous pouvons même imaginer détecter la vitesse angulaire d'un objet identifié. Au niveau du système de détection, il est envisageable de réaliser un lecteur fonctionnant dans les bandes de fréquences ISM. Il suffit par exemple de modifier les dimensions des résonateurs de telle sorte qu'ils résonnent dans la bande 860-960 MHz pour le premier, 2,45 GHz pour le second et 5,8 GHz pour le dernier. Dans le banc de mesure, pour des questions pratiques nous avons choisi de faire tourner le tag autour de son axe de rotation. Dans une application d'identification, le tag ne tourne pas, c'est donc au niveau du lecteur qu'il faut être capable d'orienter la polarisation du signal d'interrogation pour extraire l'identifiant du tag distant. Des antennes implémentant une diversité en polarisation doivent être développées pour cette tâche.

4.6.3 Présentation du design n°6 : tags dépolarisant

Les derniers travaux effectués concernant les tags possédant un plan de masse ont été développés avec l'idée d'améliorer la robustesse de détection en environnement réel. Pour ce faire, nous avons développé des résonateurs capables de dépolariser l'onde incidente afin de répondre sur une polarisation orthogonale à celle d'interrogation. Ceci offre une bien meilleure isolation entre les ondes émises et réfléchies et surtout permet de limiter les différentes réflexions issues d'objets entourant le tag. En effet dans la plupart des cas, les objets usuels (carton, support droit...) n'ont pas une tendance naturelle à dépolariser l'onde incidente. Une approche comparable concerne les travaux réalisés par Preradovic *et al.* [4.7][4.26] mais en utilisant un tag avec deux antennes. En effet, le concept qu'il a développé utilise une antenne de réception, un filtre et une antenne d'émission qui émet une réponse dans la polarisation orthogonale à l'antenne de réception. Le design que nous avons développé se différencie principalement du fait de l'utilisation des résonateurs multiples réalisant les 3 fonctions évoquées précédemment. La surface nécessaire requise pour coder un grand nombre d'informations est donc bien plus réduite.

4.6.3.1 Description des tags

La polarisation de l'onde réfléchie est liée à l'orientation des chemins de courant sur les conducteurs métalliques du résonateur. Dans la plupart des résonateurs, la somme vectorielle des densités de courant sur les éléments métalliques génèrent une onde réfléchie uniquement dans la polarisation du signal incident. C'est notamment le cas pour un dipôle en court-circuit, un résonateur en C, un anneau circulaire ou rectangulaire. Pour permettre la génération d'un signal dans une polarisation autre que la polarisation de l'onde incidente, il faut insérer une dissymétrie dans la géométrie du résonateur. Dans les Fig. 4.53 (a) et (b) nous proposons deux structures avec plan de masse composées de résonateurs qui favorisent une réponse dans la polarisation croisée. La première structure utilise des résonateurs dont la géométrie est basée sur l'association de deux L inversés (voir Fig. 4.53 (a)). Les résonateurs de la seconde structure Fig. 4.52 (b) sont composés de plusieurs dipôles en court-circuit, couplés et orientés à 45°.

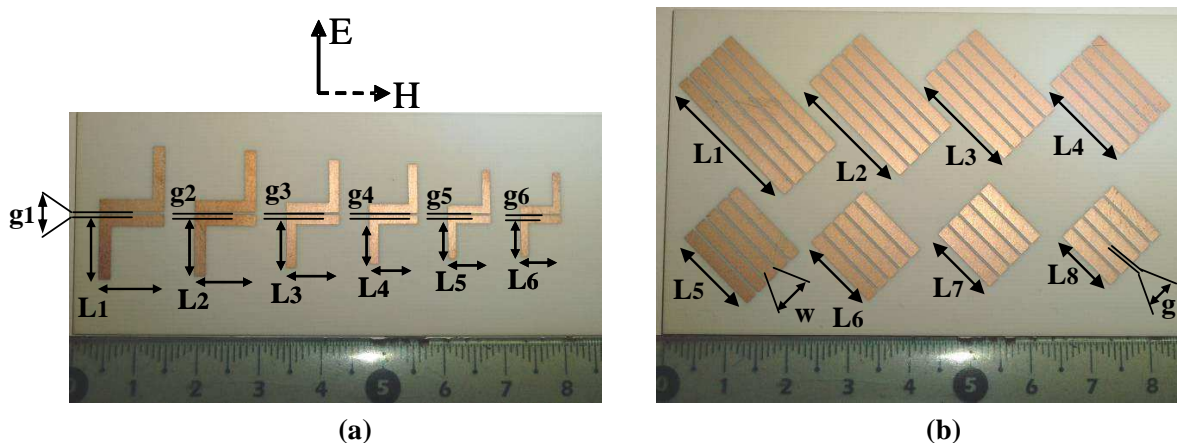


Fig. 4.53 Designs n°6. (a) Tag dépolarisant à double L inversés (tag 1). Les dimensions sont données dans le Tabl. 4.8. (b) Tag dépolarisant à dipôle en court-circuit orienté de 45° (tag 1). Les dimensions sont données dans le Tabl. 4.9.

Lorsqu'il est excité par une onde plane polarisée verticalement, le résonateur en double L inversés de la Fig. 4.53 (a) génère des courants de surface qui vont se déplacer de bas en haut et de gauche à droite ou inversement comme le montre la Fig. 4.54 (a). Une composante horizontale apparaît et va donc générer une signature électromagnétique en polarisation croisée. Le fait d'utiliser deux L inversés plutôt qu'un seul, permet d'augmenter la valeur de la surface équivalente radar tout en garantissant une très bonne sélectivité qui peut être contrôlée par le gap g entre les deux L. Ce résonateur va rediffuser une partie de l'énergie captée dans la polarisation V et une autre partie dans la polarisation H. Dans la Fig. 4.54 (b), la réponse en co-polarisation (polarisation V) présente des creux d'interférence aux fréquences de résonance tandis que dans la réponse en polarisation croisée (polarisation H) nous observons des pics. En effet le plan de masse comme la plupart des objets usuels ne dépolarise pas l'onde incidente et de ce fait ne génère pas de réponse qui pourrait interférer avec le mode résonant dans la polarisation croisée. La structure a été optimisée pour les critères suivants : fréquence (centrée par rapport à la bande passante considérée), niveau de SER et sélectivité en fréquence. Puis, pour dupliquer le résonateur à d'autres fréquences, nous appliquons un facteur d'agrandissement / réduction à toute la géométrie, ce qui permet de conserver une bonne sélectivité même pour les plus hautes fréquences.

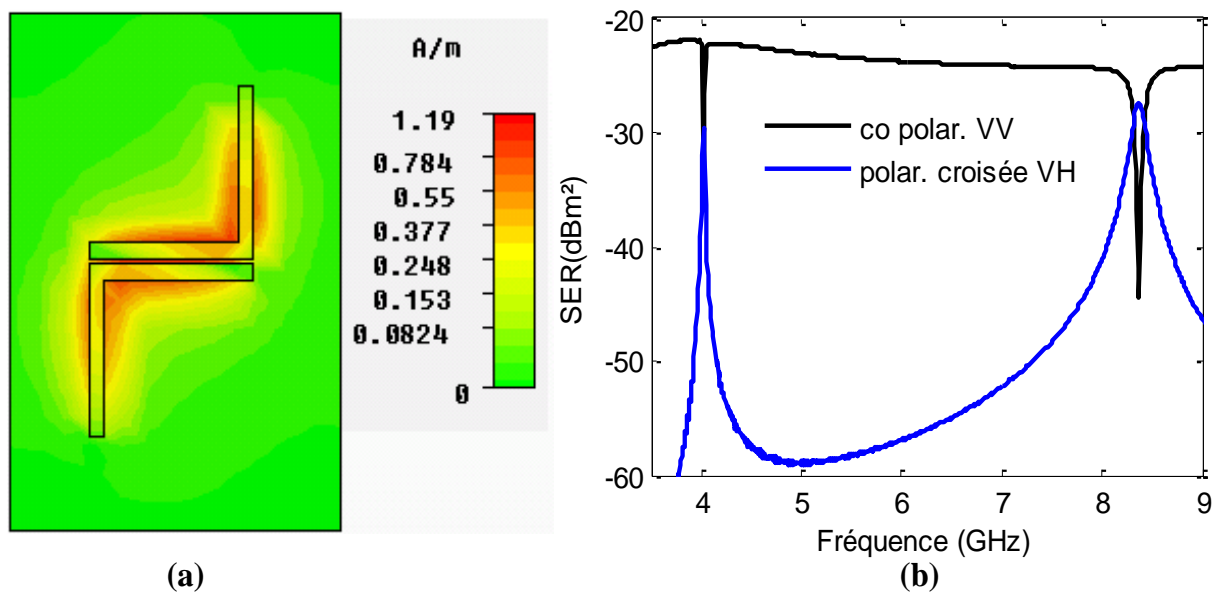


Fig. 4.54 Design n°6, tag à double L inversés. (a) Densité de courant à la résonance. (b) Réponse fréquentielle simulée en co-polarisation et en polarisation croisée. Les dimensions du résonateur sont les suivantes : $L = 11.4$ mm, $g = 0.5$ mm.

Le fonctionnement des dipôles en court-circuit couplés et orientés à 45° est très proche de celui des doubles L inversés. De la même manière, lorsqu'une onde incidente polarisée verticalement est captée par le résonateur, le courant est guidé le long des dipôles. Puisque ces dipôles sont orientés de 45° , une composante horizontale est créée générant ainsi une réponse en polarisation croisée (voir Fig. 4.55 (a)).

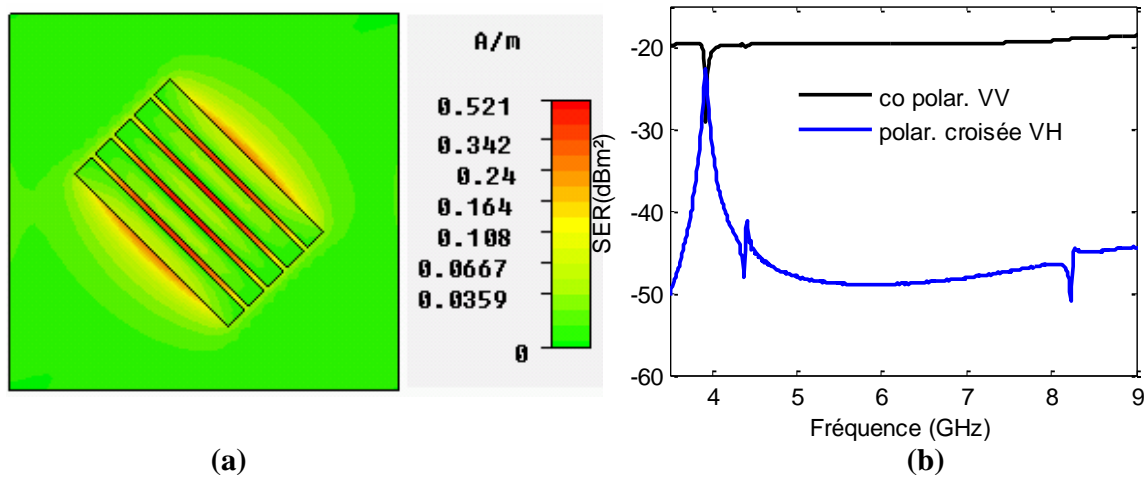


Fig. 4.55 Design n°6, dipôles en court-circuit orientés de 45°. (a) Densité de courant à la résonance. (b) Réponse fréquentielle simulée en co-polarisation et en polarisation croisée. Les dimensions du résonateur sont les suivantes : $L = 19 \text{ mm}$, $g = 0.5 \text{ mm}$, $w = 2 \text{ mm}$.

De la même manière que pour les doubles L inversés, nous observons un creux d'interférence en co-polarisation et un pic en polarisation croisée (voir Fig. 4.55 (b)). Le fait d'utiliser plusieurs dipôles de même longueur permet d'augmenter le niveau de SER tout en conservant une bonne sélectivité. En effet, pour augmenter la SER, nous aurions pu augmenter la largeur du dipôle, mais dans ce cas, la bande passante du résonateur s'élargie. En utilisant plusieurs dipôles étroits, nous pouvons contrôler à la fois la largeur et le gap les séparant afin de converger vers un résonateur optimisé. La fréquence de résonance des résonateurs est déterminée par la longueur des dipôles. Mais contrairement au résonateur en double L inversé, pour conserver un niveau de SER élevé pour les résonateurs les plus petits, nous ne modifions pas la largeur des dipôles ni leurs séparations. En contrepartie, nous perdons en sélectivité pour les fréquences les plus hautes comme nous pouvons le voir Fig. 4.56 (b).

4.6.3.2 Résultats

Pour la mesure des ces dispositifs, nous reprenons le même banc de mesure que celui utilisé pour les tags sans plan de masse, à la différence près que l'antenne cornet en réception est tournée de 90° afin de recevoir la réponse en polarisation croisée. Nous avons réalisé 3 tags pour chaque structure sur substrat Roger RO4003, d'épaisseur 0.8 mm. Les dimensions des tags à double L inversés et à dipôles en court-circuit sont données respectivement dans les Tabl. 4.10 et 4.11.

Tabl. 4.10 Design n°6 - Dimensions en mm des résonateurs pour les tags à double L inversés.

	Tag 1						Tag 2						Tag 3					
Rés.	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5	6
L	11.4	10	9	8.1	7.3	6.75	11.2	10	9	8.1	7.3	6.75	10.6	10	8.6	8	7.1	6.75
g	0.5	0.45	0.41	0.37	0.33	0.31	0.5	0.45	0.41	0.37	0.33	0.31	0.48	0.45	0.39	0.36	0.32	0.31
Code	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	3	0	2	1	2	0

Tabl. 4.11 Design n°6 - Dimensions en mm des résonateurs pour les tags à dipôle en court-circuit ($w=2$ mm et $g=0.5$ mm)

	Tag 1								Tag 2								Tag 3							
Rés.	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8
L	25.7	21.8	19	16.8	15	13.4	12.2	11.2	24.8	21.8	19	16.8	15	13.4	12.2	11.2	23.9	21.8	19	16.8	15	13.4	12.2	11.2
Code	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0	0	0	0	0	0

La résolution fréquentielle utilisée pour ces designs est de 100 MHz. Puisque nous utilisons un codage PPM fréquentiel, nous avons modifié les fréquences de résonance de chaque résonateur d'un tag à un autre comme nous pouvons le vérifier dans les Fig. 4.56 (a) et (b).

Le niveau de SER est plus faible pour les tags à double L inversés, en revanche nous pouvons observer que les pics de résonance sont bande étroite même jusqu'à 7 GHz. Ceci n'est pas le cas pour la structure à dipôles en court-circuit. Nous pouvons donc adopter une résolution fréquentielle inférieure à 100 MHz, de l'ordre de 50 MHz pour la première structure. La structure en dipôles à 45° permet cependant d'utiliser une bande passante plus importante, car les seconds modes de résonance se trouvent en dehors du spectre de détection. En effet, la structure en double L inversés présente un second mode résonant à 2 fois la fréquence du premier mode. C'est pour cette raison que la fréquence de départ dans ce cas est située au-delà de 4 GHz. Pour le calcul de la capacité de codage du tag double L inversés, nous disposons d'une bande passante de 3 GHz entre 4 et 7 GHz à répartir entre $k=6$ résonateurs. Chaque résonateur dispose donc d'une fenêtre fréquentielle Δf de 500 MHz. Une fréquence de résolution df de 50 MHz est adoptée. En utilisant (4.13) introduit dans le chapitre 3, nous obtenons un nombre de combinaisons N égal à 1 millions, soit 20 bits.

$$N = \left[\frac{\Delta f}{df} \right]^k \quad (4.13)$$

De la même manière nous pouvons calculer la capacité de codage pour la structure à dipôles à 45°, présentant 8 résonateurs. Une résolution fréquentielle de 100 MHz et une bande passante comprise entre 3 et 7 GHz est utilisée. Ceci donne un nombre de combinaisons $N=390625$, soit 18.5 bits. La structure à dipôles s'avère globalement moins performante car elle présente une capacité de codage inférieure à la structure à double L inversés et nécessite une surface plus importante. Ceci est lié à la moins bonne sélectivité des ses résonateurs qui conduisent à choisir une résolution fréquentielle de 100 MHz.

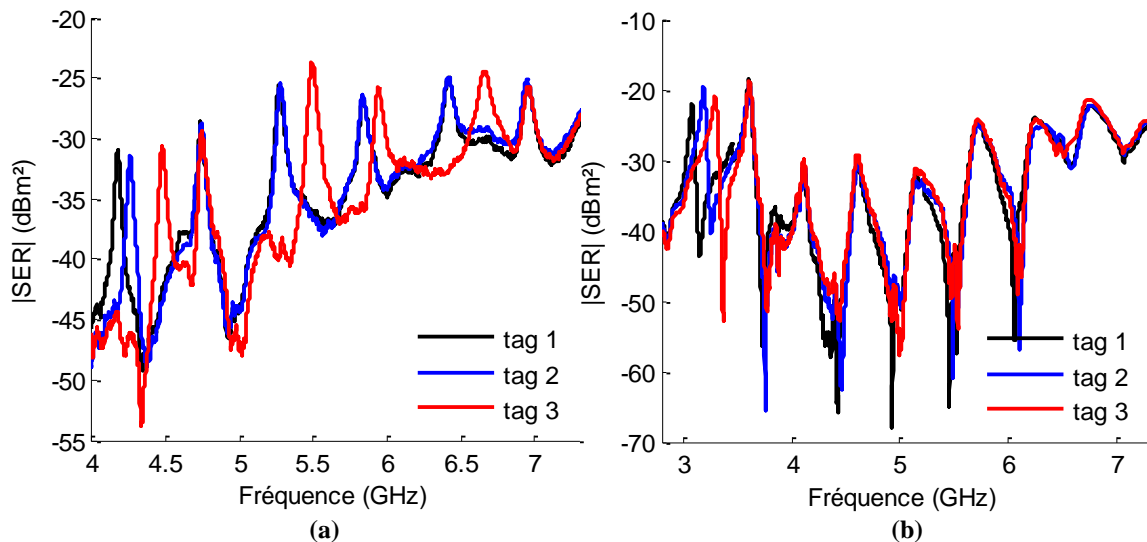


Fig. 4.56 Réponses mesurées en polarisation croisée pour les Designs n°6. (a) Tags à double L inversés. Les dimensions des tags sont données Tabl. 4.8. (b) Dipôles en court-circuit orientés à 45°. Les dimensions des tags sont données Tabl. 4.9.

Afin de démontrer le potentiel de ces deux structures dépolarisantes, nous présenterons dans le chapitre qui suit des résultats de mesures obtenus en environnement réel, c'est-à-dire en dehors d'une chambre anéchoïque.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, dédié à la conception de tags sans puce, nous avons tout d'abord introduit les règles de conception générales pour la réalisation de tags sans puce. Nous avons passé en revue les différentes propriétés de rayonnement d'un réflecteur électromagnétique tel que le résonateur en C. Un modèle circuit et un modèle analytique ont permis de mieux appréhender le mécanisme d'interférences qui intervient et qui est visible dans la réponse spectrale des résonateurs.

S'en est suivi, une étude comparative de résonateurs avec et sans plan de masse pouvant être utilisés pour la réalisation de tags RFID sans puce. Ces résonateurs sont les éléments de base constituant les tags sans puce. Le choix d'un type de résonateur est crucial car il va conditionner les performances du tag, premièrement en termes de densité de codage surfacique et spectrale, mais également d'un point de vue du niveau de signal réfléchi caractérisé par sa SER. Dans ce classement de cellules élémentaires, le résonateur en « C » est remarquable car il permet d'obtenir des pics de résonances très étroits pour une surface relativement réduite. Mais un compromis doit être trouvé entre, les dimensions du résonateur et sa SER pour que le tag complet puisse être détectable. La manière d'arranger les résonateurs entre eux pour étudier leur couplage a également été discutée. Il s'avère qu'une méthode d'optimisation des fréquences des résonateurs doit être mise en œuvre pour compenser des écarts pouvant atteindre 1.5% par rapport à la fréquence d'un résonateur seul. Ces écarts sont fortement liés à la topologie utilisée pour positionner les résonateurs sur le substrat.

Nous avons ensuite présenté les différents concepts réalisés lors de cette thèse en évoquant dans un premier temps les designs sans plan de masse pour ensuite introduire les

tags avec plan de masse. Les problématiques de taille, de capacité de codage et de robustesse de détection ont notamment été adressées. Pour chaque concept présenté, plusieurs tags ont été réalisés en pratique et mesurés. Ceci a permis de valider les techniques de codage employées ainsi que les niveaux de réponse re-rayonnés par les tags.

Dans le chapitre suivant nous allons revenir en détail sur les aspects mesure et réalisation des tags avec des approches bas coût. Nous détaillerons le banc de mesure fréquentiel qui nous a permis d'obtenir les différentes mesures de SER et de phase présentés dans de ce chapitre. Nous introduirons également un banc de mesure temporel basé sur l'émission d'une impulsion courte. Nous verrons que seule cette deuxième solution pourra être mise en œuvre pour réaliser un futur lecteur. Les aspects matériaux et réalisation seront abordés, notamment avec les procédés de réalisation bas coût qui sont indispensables pour le développement de la technologie RFID sans puce à plus grande échelle.

Bibliographie

- [4.1] MANDEL C, SCHUSSLER M, MAASCH M & JAKOBY R. A novel passive phase modulator based on lh delay lines for chipless microwave rfid applications. *Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID, 2009. IMWS 2009. IEEE MTT-S International Microwave Workshop on, 2009*, p.1-4.
- [4.2] VEMAGIRI J, CHAMARTI A, AGARWAL M & VARAHRAMYAN K. Transmission line delay-• based radio frequency identification (rfid) tag. *Microwave and optical technology letters, 2007* , vol. 49, p.1900-1904.
- [4.3] ZHANG L, RODRIGUEZ S, TENHUNEN H & ZHENG L. An innovative fully printable rfid technology based on high speed time-domain reflections. *High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis, 2006. HDP'06. Conference on, 2006*, p.166-170.
- [4.4] ZHENG L, RODRIGUEZ S, ZHANG L, SHAO B & ZHENG L. Design and implementation of a fully reconfigurable chipless rfid tag using inkjet printing technology. *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on, 2008*, p.1524-1527.
- [4.5] HARTMANN C. A global saw id tag with large data capacity. *Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE, 2002*, p.65-69.
- [4.6] PRERADOVIC S, ROY S & KARMAKAR N. Fully printable multi-bit chipless rfid transponder on flexible laminate. *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific, 2009*, p.2371-2374.
- [4.7] PRERADOVIC S & KARMAKAR N. Design of fully printable planar chipless rfid transponder with 35-bit data capacity. *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European, 2009*, p.13-16.
- [4.8] MCVAY J, HOORFAR A & ENGHETA N. Theory and experiments on peano and hilbert curve rfid tags. *Proceedings of SPIE, 2006*, p.624808.
- [4.9] JALALY I & ROBERTSON I. Rf barcodes using multiple frequency bands. *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 2005*, p.1-4.
- [4.10] KARMAKAR N. *Handbook of smart antennas for rfid systems*. Wiley Online Library. 2010.
- [4.11] BALANIS C. *Antenna theory: analysis and design*. Wiley. 2005.
- [4.12] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. High capacity chipless rfid tag insensitive to the polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012*, p.1-7 (to appear).
- [4.13] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Novel compact rfid chipless tag. *PIERS Proceedings, Marrakesh, Morocco, 2011*, p.1062-1066.

- [4.14] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Nouvelle génération de tags rfid sans puce. *17èmes Journées Nationales Microondes, Brest*, 2011, p.1-4.
- [4.15] PERRET E, TEDJINI S, VASUDEVAN NAIR D, GARET F, DUVILLARET L, VENA A. Chipless passive rfid tag. *WO Patent WO/2011/098,719*, 2011
- [4.16] VENA A, PERRET E, TEDJINI S. A fully printable chipless rfid tag with detuning correction technique. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2012 , vol. 22, n°4, p.209-211.
- [4.17] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Chipless rfid tag using hybrid coding technique. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2011 , vol. 59, n° 12, p.3356-3364.
- [4.18] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Rfid chipless tag based on multiple phase shifters. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p.1-4.
- [4.19] VENA A, PERRET E, TEDJINI S. Design of single layer chipless rfid tag robust to the detuning effect of the container. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, p.1-11 (Soumis).
- [4.20] MENG B, BOOSKE J & COOPER R. Extended cavity perturbation technique to determine the complex permittivity of dielectric materials. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 1995 , vol. 43, p.2633-2636.
- [4.21] CHEW W. A broad-band annular-ring microstrip antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 1982 , vol. 30, p.918-922.
- [4.22] AUBERT H, PONS P & CHEBILA F. "Measurement device comprising an electromagnetic diffuser". *WO Patent WO/2010/136,388*, 2010
- [4.23] YUNG K, CHAN C & CHENG D. "Chipless microwave identification tag". *US Patent US/2009/0267739*, 2009
- [4.24] HOPKINS R & FREE C. Equivalent circuit for the microstrip ring resonator suitable for broadband materials characterisation. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, 2008 , vol. 2, p.66-73.
- [4.25] VENA A, PERRET E, TEDJINI S. A compact chipless rfid tag using polarization diversity for encoding and sensing. *IEEE International Conference on RFID 2012*, 2012, p.1-7.
- [4.26] PRERADOVIC S, BALBIN I, KARMAKAR N & SWIEGERS G. A novel chipless rfid system based on planar multiresonators for barcode replacement. *RFID, 2008 IEEE International Conference on*, 2008, p.289-296.

Chapitre 5 : Réalisation et Mesures des tags RFID sans puce

En RFID sans puce, l'aspect réalisation et mesure sont des éléments essentiels car ils influent largement sur les performances des différents designs possibles, notamment ceux introduits au chapitre précédent. Nous allons voir que suivant les matériaux utilisés, les capacités de codage ainsi que les valeurs de surface équivalente radar (SER) peuvent être revues à la baisse à cause des pertes dans le substrat ou de la résistivité des éléments conducteurs. La tolérance de fabrication influe également sur les fréquences de résonance des tags, et constitue un paramètre limitatif pour la résolution fréquentielle. Par ailleurs, un tag RFID sans puce sans un système de détection robuste n'a pas d'application réelle. Nous allons donc montrer comment il est possible d'extraire une réponse électromagnétique d'un tag sans puce avec une procédure de calibration dédiée. Dans un premier temps nous discuterons de la mise en place d'un banc de mesure fréquentiel. Nous parlerons également d'un banc de caractérisation temporel pour se rapprocher du fonctionnement d'un système de lecture ULB basé sur l'émission d'impulsions radio.

Sommaire – Chapitre 5

5	Chapitre 5 : Réalisation et Mesures des tags RFID sans puce	156
5.1	Procédé de fabrication des tags RFID sans puce	158
5.1.1	Fabrication par la filière électronique classique	158
5.1.2	Electronique imprimée	160
5.1.3	Performances atteintes / comparaison entre les différents procédés de fabrication ...	164
5.2	Méthodes de mesure des tags RFID sans puce.....	169
5.2.1	Etude d'un banc de mesure de type radar fréquentiel	170
5.2.2	Mesure en cavité.....	175
5.2.3	Etude d'un banc de mesure radar temporel	179
5.2.4	Conception d'un système de détection de tags sans puce	186
5.2.5	Mise en forme des signaux et décodage	192
5.2.6	Mesures en environnement réel	193
5.3	Conclusion.....	198
	Bibliographie	200

5.1 Procédé de fabrication des tags RFID sans puce

Les tags RFID sans puce peuvent être réalisés par des procédés plus simples que pour les tags RFID classiques. Premièrement, il n'y a pas de puce, donc pas de silicium et de procédé de fabrication microélectronique. Ensuite il n'y a pas de procédé de connexion complexe pour relier l'antenne à la puce. Ce qui en fait un tag plus robuste et moins coûteux. Ainsi, une ou au plus deux couches conductrices sont nécessaires sans nul besoin de vias traversant pour relier les deux couches. Les tags sans puce les plus simples peuvent même être simplement réalisés d'une couche conductrice structurée déposée sur un substrat, à l'image d'un circuit imprimé. Toutefois la comparaison avec les circuits imprimés s'arrêtent là, l'idée ici est d'orienter la réalisation de ces structures vers des procédés de réalisation extrêmement bas coût. En effet, depuis peu, l'électronique imprimée est devenue une réalité et avec elle la possibilité de produire des tags très bas coût et en masse. Nous allons le voir dans ce chapitre, le procédé d'impression par flexographie issue de l'industrie papetière s'avère parfaitement adaptée à la réalisation de tags sans puce.

5.1.1 Fabrication par la filière électronique classique

Dans la filière électronique, la réalisation de circuit imprimé fait appel à un procédé de masquage photo lithographique suivi d'une gravure par voie chimique. Les fabricants de circuits imprimés commandent des plaques de substrats possédant des couches de cuivre laminées et collées sur une ou deux faces. Ils y déposent ensuite une couche de résine photosensible aux UV si elle n'est pas déjà déposée par les fabricants de substrats (voir Fig. 5.1 (a)). La résine est ensuite insolée à travers un masque imprimé sur un film ou un verre transparent qui contient les motifs géométriques qui vont apparaître sur le circuit imprimé (voir Fig. 5.1 (b)). Les zones apparaissant en noir vont protéger la résine des UV lors de l'insolation. A l'inverse, dans une résine exposée aux UV, les liaisons chimiques sont altérées, et elle devient soluble aux révélateurs tel que la soude. Une fois la résine retirée des zones exposées, le substrat est plongé dans un bain d'acide qui va graver le cuivre non protégé. Lorsque le cuivre est gravé, le substrat est extrait du bain de gravure, puis la résine toujours présente sur les zones protégées est retirée à l'aide d'acétone.

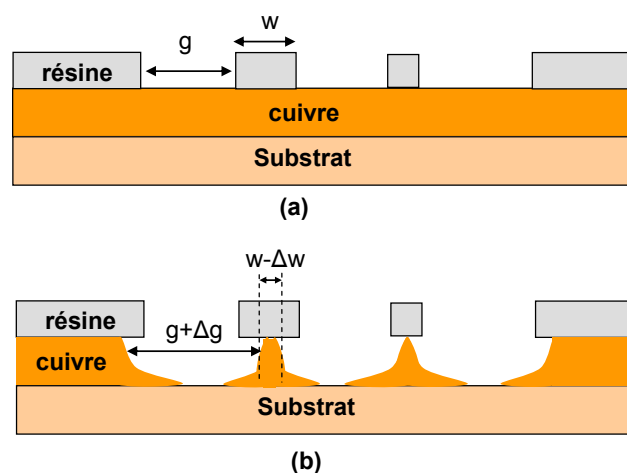


Fig. 5.1 Vue en coupe d'une couche de cuivre : (a) avant gravure (b) après gravure. Le phénomène d'élargissement des gaps et de réduction des pistes lié à l'isotropie de la gravure chimique par voie humide peut être observé. Ceci est encore plus présent si l'on considère (pas représenté ici) que la résine elle-même peut réagir à la gravure.

5.1.1.1 Limites de fabrication (résolution, variabilité)

Ce procédé de fabrication nous a permis d'obtenir de très bonnes performances sur tous nos designs. En revanche, il faut être conscient que les tolérances garanties sur les dimensions des éléments métalliques peuvent s'avérer problématiques lorsque l'on monte en fréquence (au-delà de 10 GHz). En effet, la gravure est dite isotrope, c'est-à-dire qu'elle agit dans toutes les directions. Ceci a tendance à élargir les gaps et diminuer la largeur des pistes conductrices comme nous pouvons le voir Fig. 5.1 (b). Plus l'épaisseur de cuivre à graver est importante, plus ce phénomène est présent. Les épaisseurs de cuivre laminées, collées sur les substrats peuvent également varier de l'ordre du μm . En effet les fabricants de substrats donnent comme indication un poids de cuivre au m^2 , et à partir de ces informations, il est possible de remonter aux épaisseurs de cuivre correspondantes. Les temps de gravure sont donc calculés de telle manière que tout le cuivre puisse être gravé. Les épaisseurs classiques de cuivre sur des substrats RF sont $35\ \mu\text{m}$, $17.5\ \mu\text{m}$ et $9\ \mu\text{m}$. Pour garantir la plus faible tolérance sur les dimensions des éléments métalliques, il vaut mieux utiliser la plus faible épaisseur de cuivre. De cette manière les temps de gravure seront diminués et le phénomène de réduction des largeurs de pistes ou d'augmentation des gaps sera limité. Aujourd'hui (en 2012), les fabricants de circuits imprimés définissent une largeur de piste minimum de $100\ \mu\text{m}$ avec une tolérance de $\pm 20\ \mu\text{m}$. Ce chiffre doit être retenu car il permet de définir une limite basse pour la résolution fréquentielle pouvant être adoptée pour la conception et le codage des tags sans puce. Une trop grande variabilité sur les longueurs des résonateurs va avoir un impact direct sur les fréquences de résonance initialement calculées.

5.1.1.2 Coût de réalisation

Le coût de réalisation d'un circuit imprimé unitaire au format $20 \times 40\ \text{cm}^2$ est de l'ordre de 500 euros TTC dont une centaine d'euros est réservée aux frais d'outillage. Les tags que nous avons réalisés occupent en moyenne une surface de $4 \times 4\ \text{cm}^2$. Donc nous pouvons réaliser à peu près 50 tags pour 500 euros, soit 10 euros par tag. Nous pouvons imaginer réduire ce coût d'un facteur deux pour de grandes quantités (soit 5 euros par tag). Toutefois nous nous heurtons rapidement à l'aspect « configuration » des tags. En effet, si l'on veut que chaque tag ait un identifiant différent, ils doivent forcément avoir une géométrie différente.

5.1.1.3 Configuration

Il est difficile d'imaginer que pour un tag pouvant encoder par exemple 1 million de combinaisons, il faille réaliser 20000 masques de gravure différents. Nous devons donc considérer un moyen de configurer des tags vierges lors d'une seconde étape après une première phase de production en masse. D'un point de vue implémentation pratique, les tags en C sont particulièrement adaptés à une réalisation en deux étapes comme décrit précédemment. En effet, d'une configuration à l'autre une grande partie du tag reste à l'identique. Pour modifier, la fréquence de résonance et la réponse du tag, il faut juste modifier la longueur d'un petit court-circuit positionné dans la fente du C par exemple.

Pour cela, les résonateurs en C peuvent être produits en masse. Deux approches peuvent être ensuite utilisées pour la configuration de chaque tag, l'enlèvement de matière ou l'ajout de matière.

La première technique implique que les tags soient réalisés initialement avec la configuration qui nécessite les plus grands courts circuits possibles (correspondant à la

fréquence la plus haute pour chaque résonateur) positionnés dans les fentes. Pour modifier la configuration des tags, un système de fraisage mécanique peut être envisagé pour réduire la longueur des court-circuits de manière très précise. Mais un système plus rapide tel que le perçage laser peut également être envisagé. C'est d'ailleurs une technique citée à plusieurs reprises dans des articles sur des tags sans puce [5.1]. Généralement le laser peut supprimer une zone de matériau dont le diamètre correspond à son faisceau, et la profondeur du trou créé est fonction de sa fluence (densité de puissance par unité de temps en J/m^2). Le choix de la lentille à l'extrémité du laser permet de modifier la fluence et la taille de son faisceau. Pour un laser CO_2 , des cadences de perçage de l'ordre du kHz [5.2] sont envisageables et permettent de percer du métal sur quelques mm et du diélectrique sur quelques dizaines de mm. Un tel procédé permet donc d'envisager une personnalisation en masse des tags sans puce vierges. Dans [5.3] une étude est menée sur le perçage laser d'un conducteur et des problèmes liés aux différences de niveau d'absorption entre conducteur et diélectrique. Un laser type CO_2 est utilisé pour le perçage de cuivre d'épaisseur allant de 3 à 105 μm . Dans le cas d'un circuit imprimé avec une feuille de cuivre de 17,5 μm , pour éviter de percer sous le conducteur, la puissance d'un pulse laser doit être inférieur à 1,2 KW pour une durée de 50 μs .

La deuxième technique consiste à ajouter de la matière notamment avec des procédés d'impression de type jet d'encre ou de matière conductrice, procédés qui seront expliqués en détail dans la partie suivante. Dans ce cas, les tags doivent être initialement réalisés avec la configuration nécessitant le moins de matière (configuration initiale). Dans le cas de tags possédant des résonateurs en C, cela signifie que la longueur des fentes devra être maximale. Dans ce cas, l'ajout de matière permet donc de réduire la longueur des fentes afin de dévier les fréquences de résonance de chaque mode.

5.1.2 *Electronique imprimée*

L'électronique imprimée est une jeune discipline mais qui suscite un intérêt grandissant de la part des industriels. Nous avons vu lors du chapitre 3 que des versions élémentaires des tags RFID conventionnels fonctionnant à 13.56 MHz peuvent être réalisées en technologie imprimée. Cependant, les tags sans puce sont bien plus simples à réaliser dans le sens où seulement quelques couches d'encre métallique doivent être déposées sur un substrat.

5.1.2.1 *Procédés d'impression d'encre conductrice*

1.1.1.1 *Les encres conductrices*

Il existe des encres conductrices à base de particules de carbone, de particules métalliques et de polymère conducteur. Mais actuellement ce sont les encres conductrices à base de particules métalliques qui présentent la meilleure conductivité. Pour garantir une bonne conductivité, il faut sécher ou cuire l'encre afin d'évacuer les solvants pour resserrer les liaisons entre particules métalliques. L'encre conductrice est composée de particules d'argent, ou de carbone liées entre elles par des agents solvants. Après séchage ces solvants disparaissent par évaporation. Pour les encres à base de particules d'argent, une conductivité de l'ordre de 10^5 S/m est mesurable (contre $59.6 \cdot 10^7$ S/m pour le cuivre brut). Mais cette conductivité peut être améliorée avec une étape de recuit optimisée. Des encres organiques à base de graphène [5.4] et de nanotubes [5.5] de carbone peuvent également être utilisées, mais les performances sont plus faibles avec des conductivités de l'ordre de 10^2 à 10^3 S/m au

mieux. Ceci a pour effet d'augmenter considérablement les pertes par conduction dans le matériau conducteur.

1.1.1.1.2 Impression jet d'encre

Les systèmes d'impression jet d'encre permettent de réaliser des tags en petite quantité. L'avantage fondamental de cette technologie réside dans sa grande souplesse d'utilisation. En effet, il n'est pas nécessaire de réaliser de masque physique pour réaliser des motifs géométriques spécifiques. Le principe de fonctionnement d'une imprimante jet d'encre consiste à déposer l'encre à travers une buse sur un endroit précis du support. La tête d'impression composée du réservoir et de la buse est montée sur un translateur 2D pour contrôler la position du dépôt dans les axes X et Y. Le procédé jet d'encre utilisé en électronique imprimée [5.6] est basé sur la technologie DOD (Drop On Demand). Une micro goutte d'encre issue du réservoir se retrouve dans la buse sans pour autant s'en détacher. La tension superficielle de l'encre est responsable de cet état. Pour éjecter la goutte hors de la buse, une pression lui est appliquée à travers un procédé thermique ou piézo-électrique. Ainsi, la technologie jet d'encre est très économique en termes de consommation d'encre et autorise une phase d'optimisation peu coûteuse. En revanche elle n'est pas adaptée pour une production de masse (cadence : 0.01 m²/s) car les cadences de fonctionnement sont très faibles comparées à une technologie d'impression comme la flexographie. Une taille de motif minimum de 100 µm est une valeur classique en impression jet d'encre. Avant étalement sur une surface, la taille de goutte minimale qui peut être éjectée par la tête d'impression est typiquement de 20 µm. Les épaisseurs de dépôt standard sont comprises entre 1 et 5 µm. Dans le domaine de la RFID, des équipes de recherche [5.7] expérimentent la fabrication d'antennes (voir Fig. 5.2 (b)) et de circuits imprimés via des procédés d'impression jet d'encre en utilisant des imprimantes spécifiques [5.8] (voir Fig. 5.2 (a)). Les performances obtenues sont assez remarquables ce qui prouve que les technologies d'impression sont adaptées à la réalisation de tags RFID sans puce.



Fig. 5.2 (a) Imprimante jet d'encre Dimatix Materials DMP-2800 optimisée pour l'impression électronique [5.8]. (b) Antenne en Z imprimée avec une encre argent [5.7].

1.1.1.1.3 Impression par Flexographie

L'impression par Flexographie est utilisée dans le monde de l'imprimerie car elle permet d'atteindre des cadences d'impression très importantes, de l'ordre de 10 m²/s. Des résolutions de l'ordre de 50 à 100 µm peuvent être atteintes, ce qui est tout à fait compatible

avec les différents tags sans puce que nous avons conçus. Des couches d'encre plus épaisses peuvent être déposées ($5\ \mu\text{m}$), ce qui rend la flexographie bien adaptée aux réalisations de circuits RF, où de très bonnes conductivités sont nécessaires. Une imprimante flexographique est composée d'un réservoir d'encre, dans lequel le cylindre anilox (voir Fig. 5.3 (a)) est plongé afin de récupérer de l'encre dans ses micropores. Le cylindre anilox va ensuite transférer l'encre au cylindre sur lequel est collé le tampon encreur [5.9] (voir Fig. 5.3 (b)) qui contient les motifs à imprimer. Le papier est acheminé entre le cylindre contenant le tampon encreur et un cylindre de compression pour transférer le motif du tampon au papier. Le papier peut ensuite être acheminé vers un système de cuisson thermique ou par UV pour fixer l'encre sur son support. La quantité d'encre imprimée est ajustée grâce au cylindre anilox.

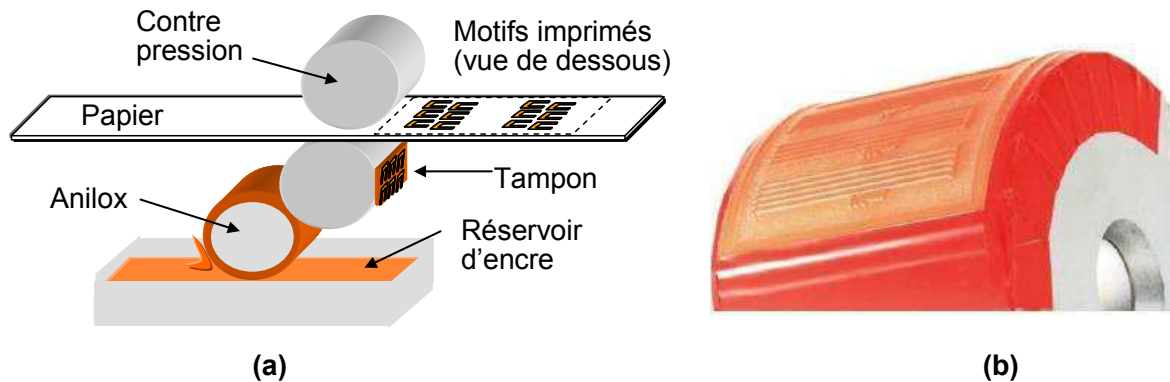


Fig. 5.3 (a) Principe de la flexographie. (b) Vue d'un tampon encreur souple [5.9].

Nous pouvons déduire que pour la première étape de production de masse, la flexographie semble la technique la plus adaptée. Toutefois pour une seconde phase de « configuration », c'est la technique d'impression jet d'encre qui par sa souplesse d'utilisation devrait être adoptée. Dans un article [5.10] relatant un concept de tag sans puce codant l'information en temporel, la méthode de personnalisation avec une impression jet d'encre est d'ailleurs évoquée. L'idée dans ce cas est de coupler des capacités à une ligne de transmission par l'ajout de petits courts-circuits localisés.

Pour estimer le coût de réalisation d'un tag imprimé, nous devons connaître la surface de recouvrement d'un tag sans puce. En effet, dans ce genre d'approche c'est avant tout la quantité d'encre conductrice à utiliser qui détermine le prix. Prenons par exemple un tag sans puce en C [5.11] dans lequel la surface effective des conducteurs métalliques est égale à $1\ \text{cm}^2$. Avec un anilox de $20\ \text{cm}^3/\text{m}^2$, nous pouvons recouvrir une surface de $50\ \text{m}^2$ avec 1 litre d'encre, ce qui représente l'équivalent de 500000 tags. A 3000 euros le litre (en 2012), le coût unitaire d'un tag tombe à 0.6 centime d'euro. De plus comme mentionné précédemment, nous pouvons considérer aujourd'hui que la quasi-totalité des coûts de réalisation est lié au prix de l'encre conductrice. Dans les années à venir, ce coût aura tendance à diminuer de manière drastique.

5.1.2.2 Caractérisation des différents supports

Avec un procédé d'impression, il est possible d'utiliser des supports divers et bas coût tel que du papier, du carton et des polymères. Cependant il existe certaines contraintes inhérentes aux technologies RF qu'il faut considérer pour s'assurer que les dispositifs imprimés puissent fonctionner à des fréquences UHF et SHF. Dans un diélectrique, les pertes vont limiter la fréquence de travail. Elles sont le plus souvent exprimées par le terme $\tan \delta$ qui

est le rapport entre les parties imaginaire $\varepsilon''(\omega)$ et réelle $\varepsilon'(\omega)$ de la permittivité $\varepsilon(\omega)$ en fonction de la pulsation ω (5.1). La permittivité donne une information sur les propriétés électriques d'un substrat. Dans l'expression de $\tan \delta$, équation (5.2), la conductivité électrique σ est prise en compte car elle participe également aux pertes.

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j \cdot \left(\varepsilon''(\omega) + \frac{\sigma}{\omega} \right) \quad (5.1)$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''(\omega) + \frac{\sigma}{\omega}}{\varepsilon'(\omega)} \quad (5.2)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (5.3)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} \quad (5.4)$$

Nous l'avons vu précédemment, les tags sans plan de masse peuvent fonctionner sur substrat courant tel que le FR4 de permittivité relative 4.6 et possédant un $\tan \delta$ de 0.025. En revanche, les tags avec plan de masse, nécessitent un substrat faible perte tel que le Roger RO4003 avec un $\tan \delta$ de l'ordre de dix fois plus faible (0.0027). Revenons désormais sur un paramètre précédemment introduit qui n'est autre que le facteur de qualité. En effet, ce facteur fait le lien d'une part entre la sélectivité en fréquence des résonateurs et d'autre part la présence de pertes. Pour les tags RFID sans puce codés en fréquence, le facteur de qualité Q doit être le plus grand possible pour maximiser la capacité de codage. Il est lié à la fois aux pertes dans le diélectrique (voir (5.2) et (5.3)), aux pertes de conduction dans les conducteurs ($1/Q_c$) qui sont très faibles avec le cuivre, et aux pertes par radiations ($1/Q_r$) qui sont prépondérantes dans le cas de résonateurs pour tag RFID sans puce. L'équation (5.4) donne l'expression du facteur de qualité total. On peut noter que lorsque le $\tan \delta$ est important, le facteur de qualité du diélectrique Q_d est faible. Le facteur de qualité global Q sera donc fortement dégradé par un Q_d faible.

Dans le cadre de cette thèse nous avons été amenés à caractériser des substrats bas coût pour la réalisation de tags imprimés. Ce travail a été mené en étroite collaboration avec le centre technique du papier (CTP) dans le cadre du projet ANR intitulé THID. Nous avons donc caractérisé plusieurs types de papiers tels que des étiquettes, de la cartonnelle ou du papier glacé. Nous avons également caractérisé des substrats plastiques, compatibles avec les procédés d'impression. Pour cela nous avons utilisé une cavité métallique Damaskos, permettant d'obtenir, la permittivité diélectrique dans des gammes de fréquence allant de 0.8 GHz à 7 GHz. Dans le Tabl. 5.1 sont présentées les caractéristiques de différents supports papier obtenues avec la méthode de la cavité [5.12].

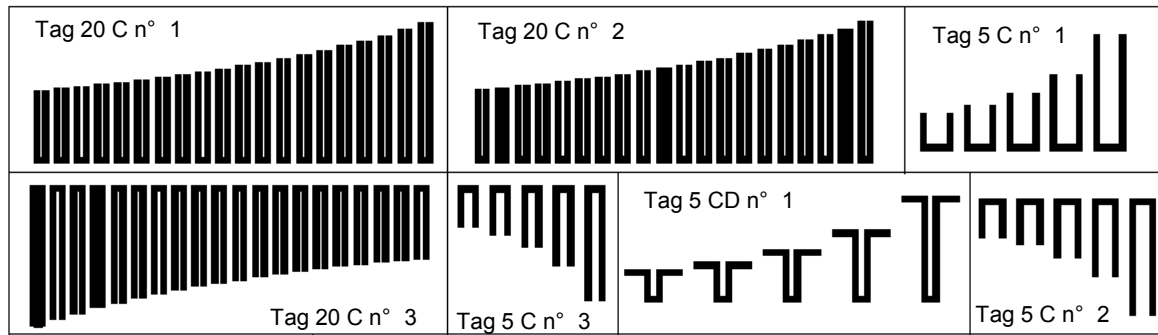
Tabl. 5.1 Caractéristiques diélectriques de différents supports imprimables.

Paramètre	Cartonnette		Carton glacé		Papier (120µm)		Latex		PE	
	ϵ_r	$\tan\delta$	ϵ_r	$\tan\delta$	ϵ_r	$\tan\delta$	ϵ_r	$\tan\delta$	ϵ_r	$\tan\delta$
900MHz	2.55	0.095	3.2	0.09	3.2	0.13	2.65	0.004	2.3	10^{-3}
2.4GHz	2.35	0.105	3	0.093	2.87	0.102	2.65	0.0027	2.55	10^{-3}
5.8GHz	2.2	0.09	2.85	0.085	2.7	0.95	2.65	0.0027	2.55	10^{-3}

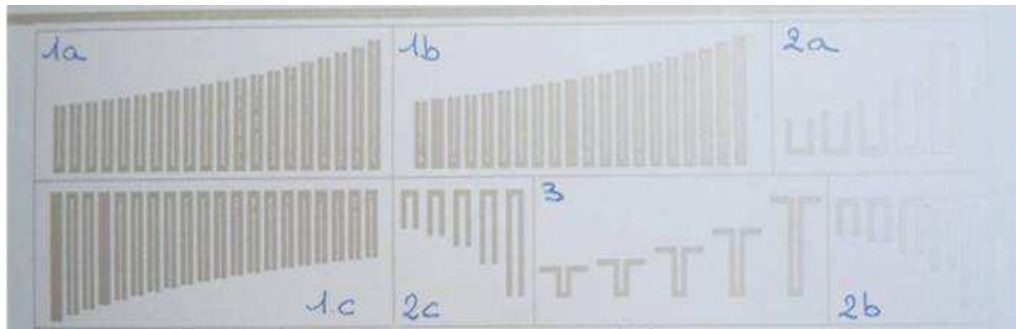
Nous pouvons remarquer que pour les substrats papier, les $\tan\delta$ sont de l'ordre de 0.1. Elles sont malheureusement très importantes et ne permettront pas d'obtenir des sélectivités suffisantes. Ces valeurs s'expliquent par la forte teneur en eau du papier et des variations notables sont observées en fonction de son taux d'humidité. Si l'on conserve les mêmes structures que celles décrites précédemment, il faut s'attendre à devoir revoir à la baisse les performances en termes de capacité de codage précédemment obtenues.

5.1.3 Performances atteintes / comparaison entre les différents procédés de fabrication

Nous allons maintenant présenter des résultats de mesures obtenus pour des structures similaires réalisées avec un procédé de gravure humide sur substrat FR4 et via un procédé d'impression par Flexographie. Les supports papier utilisés sont la cartonnette et le papier glacé. Nous avons donc réalisés plusieurs tags à base de résonateurs en C décrits dans le chapitre précédent. Pour un premier essai d'impression, les dimensions des tags n'ont pas été modifiées par rapport à la version initiale, c'est-à-dire conçue pour du FR4. Un anilox de 20 cm^3/m^2 a été utilisé pour obtenir des épaisseurs de l'ordre de 5 μm . Un séchage de l'encre à 25°C est suffisant pour obtenir des conductivités de l'ordre de 10^5 S/m. Les structures réalisées sur différents supports sont montrées Fig. 5.4. La mesure des tags sans puce réalisés reprend le banc de caractérisation fréquentiel bi-statique évoqué dans le chapitre 4, et qui sera détaillé dans la partie suivante. Les tags sont positionnés à une distance de 50 cm des antennes.



(a)



(b)

Fig. 5.4 (a) Cliché de différents tags sens puce réalisés par impression en flexographie. (b) Photographie des tags imprimés sur cartonnette.

Dans la Fig. 5.5 et 5.6, nous pouvons voir les résultats de mesures obtenus respectivement pour les tags à 20 éléments en C et les tags à 5 résonateurs présentés Fig. 5.4. Pour comparer, nous présentons également les résultats de mesures pour ces mêmes tags réalisés sur FR4.

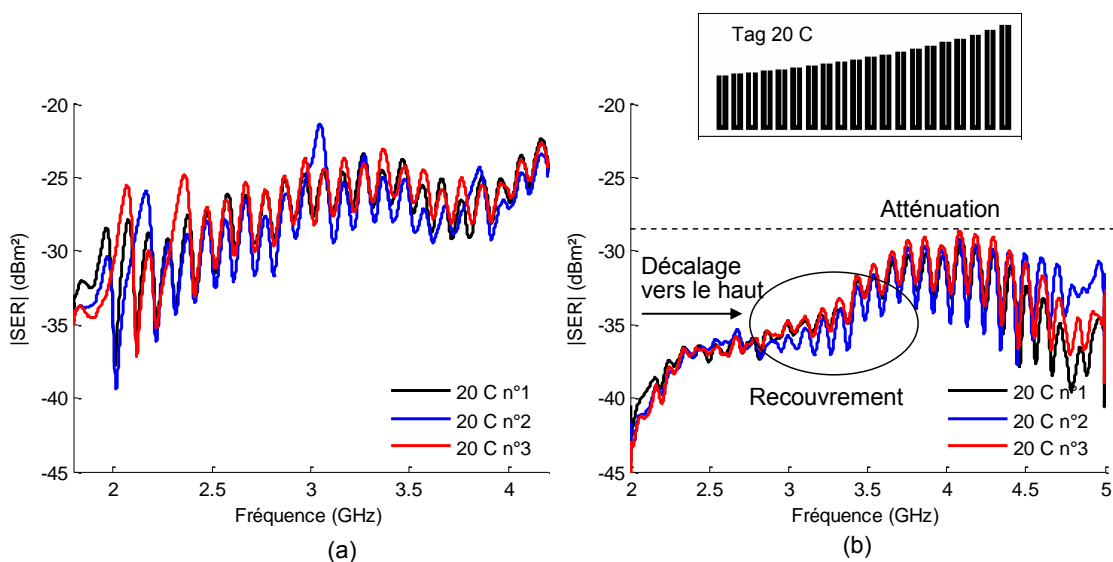


Fig. 5.5 Réponses de 3 tags à 20 résonateurs en C mesurées : (a) sur substrat FR4, réalisés par gravure humide, (b) sur papier 120 µm réalisés par impression en flexographie.

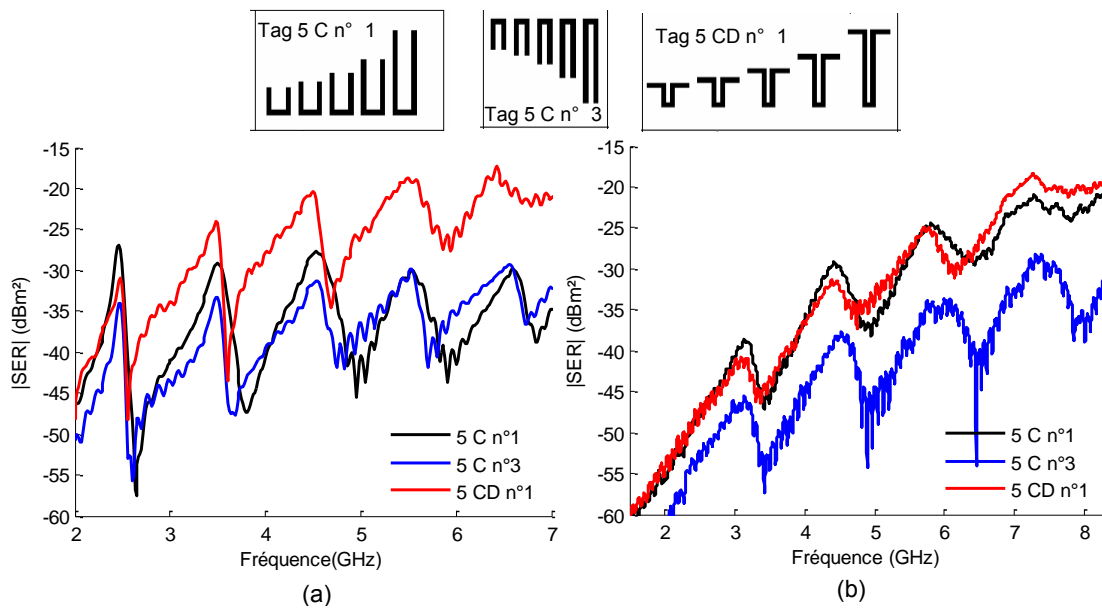


Fig. 5.6 Réponses de tags à 5 résonateurs en C mesurées : (a) sur substrat FR4, réalisés par gravure humide, (b) sur papier 120 μm réalisés par impression en flexographie.

Nous observons premièrement un décalage de toutes les résonances vers les hautes fréquences pour les tags papier. Ceci était attendu car nous avons conservé les mêmes dimensions que celles optimisées pour du substrat FR4 en épaisseur 0.8 mm, la permittivité et l'épaisseur du papier utilisé étant plus faibles. Nous observons que lorsque les résonances sont visibles, leur niveau et leur dynamique de variation sont plus faibles. Ce phénomène est particulièrement visible pour les fréquences les plus basses comme nous pouvons le voir sur la Fig. 5.6 (b). En effet les facteurs de qualité des résonateurs basses fréquences sont plus importants, donc la perte en amplitude est plus significative. Enfin nous observons également un élargissement des pics de résonance qui conduit dans le pire cas au recouvrement avec les modes de résonance voisins comme nous pouvons le voir sur la Fig. 5.5 (b). Le tag à 20 résonateurs en C n'est pas utilisable tel quel. En revanche pour les tags à 5 résonateurs en C, nous observons bien les 4 premiers modes de résonance entre 3 et 8 GHz, le dernier étant au-delà des 8 GHz. Les performances de codage de ces tags sur papier sont encore loin d'égaliser celles obtenues sur FR4. Cependant, une signature électromagnétique propre aux tags est bien présente. Une capacité de codage de l'ordre de 8 bits est envisageable si l'on considère qu'il est possible de coder 3 états (correspondant à 3 fréquences de résonance différentes) par résonateur avec la technique PPM fréquentielle.

Cette première phase de réalisation a permis de se rendre compte des limitations induites par l'utilisation des substrats papier et des procédés de réalisation par impression en flexographie. De plus, en faisant varier les largeurs de pistes, nous nous sommes aperçus que leur conductivité était impactée, parfois même des coupures ont pu être observées sur des lignes de largeur inférieures à 1 mm. Il faut donc privilégier les designs avec des éléments conducteurs larges. D'autre part, nous nous sommes aperçus que les gaps trop étroits augmentent les chances d'obtenir des courts-circuits intempestifs. Aussi, nous avons conçu un nouveau résonateur en tenant compte de ces contraintes. Afin d'augmenter le niveau de réponse, nous avons opté pour un résonateur boucle à la place d'un résonateur en C. Nous parlons de boucle car, contrairement au résonateur en C, le conducteur métallique forme un contour fermé (voir Fig. 5.7 (a) et Fig. 5.7 (b)). La largeur des conducteurs métalliques a été revue à la hausse pour augmenter la conductivité des éléments résonants. Pour assurer une

bonne sélectivité des résonateurs, nous avons positionné 3 gaps étroits dans la boucle. Le fait de disposer de 3 gaps dans la boucle à la place d'un seul permet de répartir l'effet capacitif et donc de pouvoir utiliser des valeurs de gap plus importantes (donc avec des dimensions moins contraignantes d'un point de vue réalisation). Les Fig. 5.7 (a) et (b) comparent les deux variantes du résonateur utilisé. Dans le résonateur à capacité répartie (voir Fig. 5.7 (b)), le gap est de 1.1 mm, tandis qu'il vaut 0.48 mm pour la version à 1 gap. Les réponses fréquentielles sont quasi identiques comme nous pouvons le voir Fig. 5.7 (c). On note même un niveau de SER supérieur de 1 dB pour la version à 3 gaps.

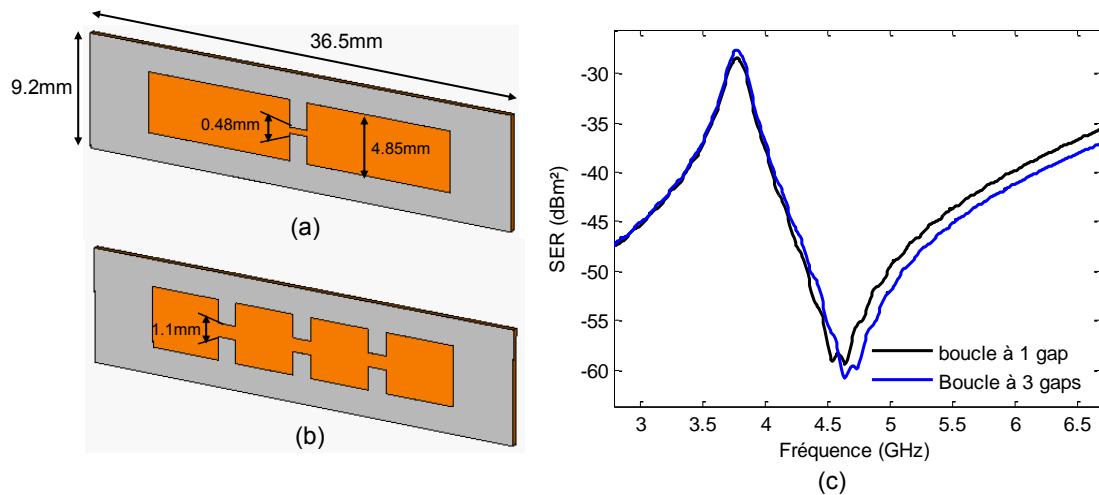


Fig. 5.7 (a) Résonateur boucle à 1 gap. Les parties en gris sont conductrices. (b) résonateur boucle à 3 gaps (c) Résultats de simulation sous CST des deux résonateurs positionnés sur un substrat type cartonnette ($\epsilon_r = 2.4$, $\tan \delta = 0.12$ à 2.5 GHz).

Nous pouvons remarquer que ce résonateur occupe une surface plus importante que pour les résonateurs en C (4 fois plus importante). En revanche les performances obtenues en termes de niveau de réflexion et de sélectivité sont nettement supérieures avec -27 dBm^2 de SER à 3.7 GHz contre -46 dBm^2 pour le résonateur en C avec un gap de 1.5 mm. De plus le résonateur en boucle présente une bande passante à -3 dB de 191 MHz contre 240 MHz pour le résonateur en C. Nous avons donc conçu des tags comprenant 6 résonateurs boucles dans la bande de fréquence comprise entre 3 et 6 GHz (voir Fig. 5.8 (a)).

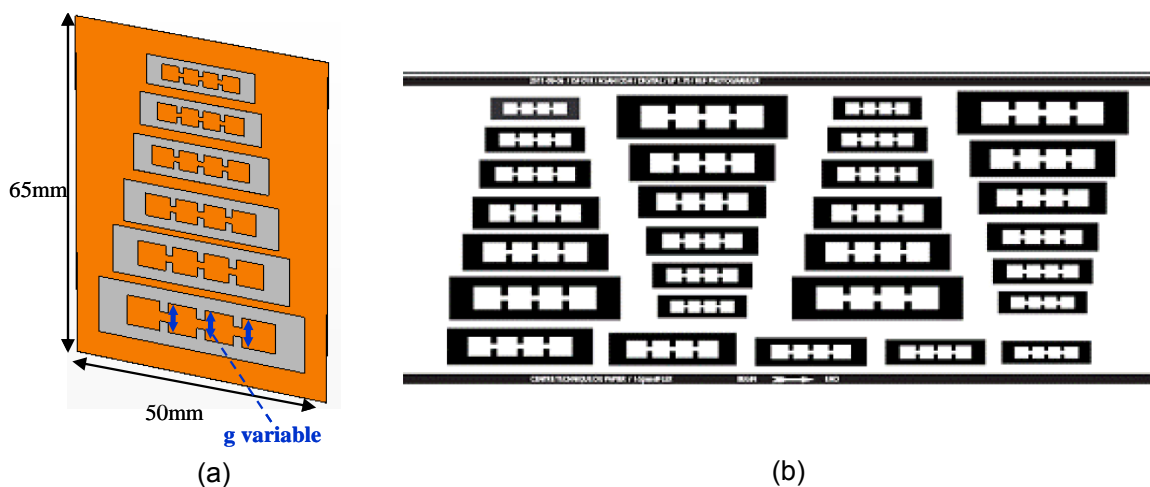


Fig. 5.8 (a) Tag sans puce à résonateurs en boucle. En gris les parties conductrices. (b) Cliché d'impression en flexographie contenant 4 configurations de tags différents ainsi que des résonateurs supplémentaires (ligne du bas).

Un facteur de réduction / agrandissement a été appliqué sur les dimensions du résonateur optimisé pour créer des pics de résonance à 3, 3.5, 4, 4.5, 5 et 5.5 GHz. Nous avons créé 4 configurations différentes (comme le montre le masque d'impression de la Fig. 5.8 (b)) dans lesquelles seules les valeurs de gap g varient. Le tag 1 peut être considéré comme la référence et possède les valeurs de gap initiales. Dans les tags 2 et 3, le gap du résonateur 1 passe respectivement de 1.5 mm à 1.75 mm et 2 mm. Le tag 4, possède des gaps élargis de 0.4 mm pour l'ensemble de ses résonateurs, ce qui a pour effet de décaler tous ses pics vers des fréquences plus hautes.

Nous présentons Fig. 5.9 (a) et (b) les résultats de mesures obtenus pour des tags imprimés par flexographie sur un carton glacé de 220 μm d'épaisseur. Dans la Fig. 5.9 (a), nous remarquons que les 6 pics de résonance sont parfaitement visibles et que la réponse du tag 4 se détache clairement car toutes ses fréquences sont décalées vers le haut comme prévu. La Fig. 5.9 (b) montre un « zoom » de la réponse autour de la première fréquence de résonance et là encore, les réponses des tags 2, 3 et 4 sont effectivement décalées par rapport au tag 1. On peut noter un écart fréquentiel de 28 MHz pour le tag 2, 70 MHz pour le tag 3 et 44 MHz pour le tag 4. Nous pouvons donc considérer que des résolutions fréquentielles de l'ordre de 50 à 100 MHz sont tout à fait envisageables, car elles sont détectables sans ambiguïté. Avec un codage PPM fréquentiel et en considérant une bande passante de 3 à 6 GHz, une résolution fréquentielle de 100 MHz nous permet d'atteindre une capacité de codage de 13.9 bits, tandis qu'avec 50 MHz, nous pouvons atteindre 19.9 bits. Ce design confirme donc qu'il est tout à fait possible de réaliser des tags fonctionnels sur substrat papier. Pour cela des techniques d'impression industrielles telles que la flexographie peuvent être employées, ce qui permet d'atteindre des cadences de production très importantes.

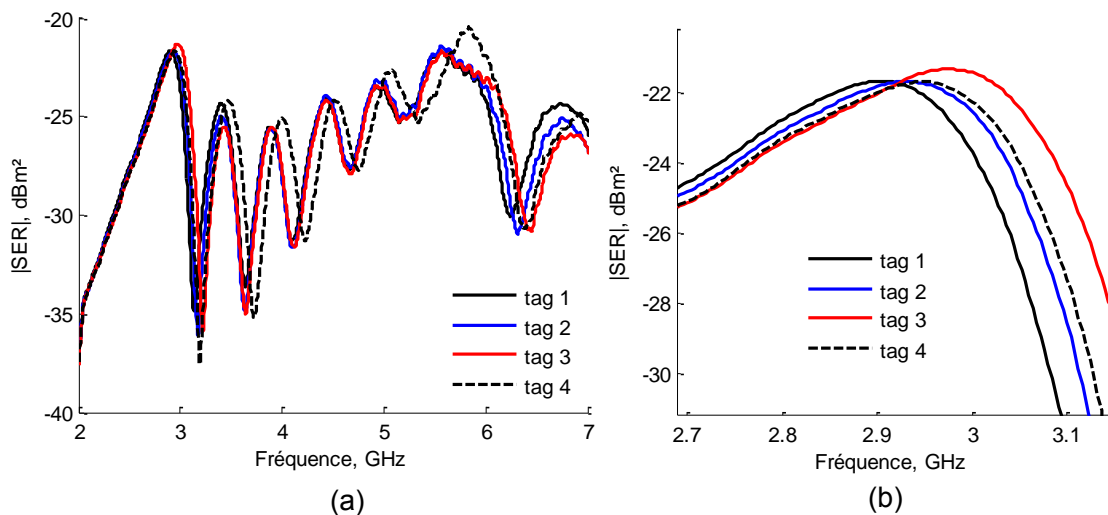


Fig. 5.9 (a) Réponses en fréquence mesurées pour les 4 configurations de tag à boucles sur carton glacé ($\epsilon_r = 3$, $\tan \delta = 0.095$ à 2.5 GHz, 220 μm). (b) Zoom autour du premier mode de résonance montrant les variations de fréquence liées aux variations de gap. Le tag 1 possède les valeurs de gap minimum. Le gap du résonateur 1 est réduit de 0.25 mm et 0.5 mm respectivement pour les tags 2 et 3, les autres valeurs de gap restant identiques. Dans le tag 4, tous les gaps sont augmentés de 0.4 mm par rapport au tag 1.

Après avoir intégré les paramètres du substrat papier utilisé pour la réalisation des tags dans le simulateur CST, nous avons pu obtenir des résultats de simulations proches des mesures comme le montre la Fig. 5.10.

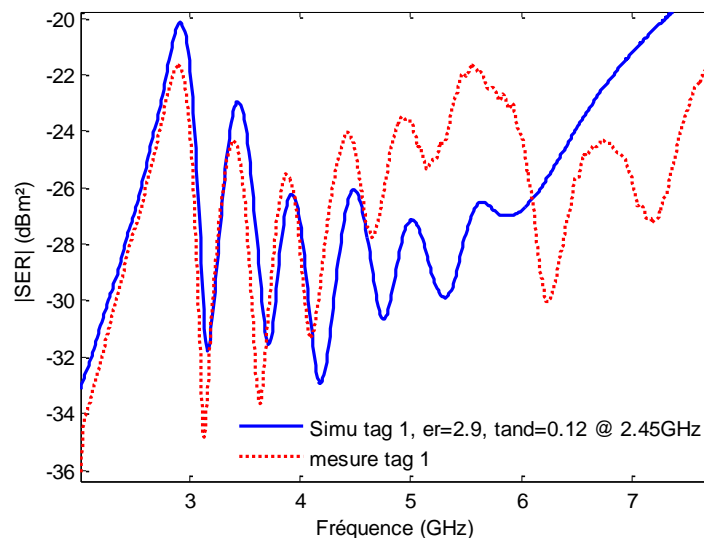


Fig. 5.10 Résultats de mesures et de simulation du tag à boucles sur carton glacé n°1 ($\epsilon_r = 3$, $\tan \delta=0.095$ à 2.5 GHz, 220 μm).

Il faut tout de même noter que pour les fréquences les plus hautes, un écart au niveau de l'amplitude des pics de l'ordre de 5 dB peut être observé. Ceci peut venir de l'imprécision du modèle de la permittivité que nous avons utilisé sous CST pour modéliser le comportement du substrat papier aux plus hautes fréquences. Une autre source d'erreur probable peut venir de l'imprécision sur la mesure de l'objet de référence et du modèle analytique associé.

5.2 Méthodes de mesure des tags RFID sans puce

L'aspect mesure est essentiel en RFID sans puce. C'est ce qui nous permet d'extraire une signature électromagnétique contenant l'identifiant du tag et à terme de réaliser un lecteur dédié pour cette application. Les tags sans puce sont fondamentalement différents des tags RFID classiques. En effet, dans le cas de la RFID classique, une trame spécifique est envoyée par le lecteur vers le tag suivant un schéma classique de modulation d'amplitude binaire. Le tag démodule ce signal, analyse la requête, écrit éventuellement des données dans sa mémoire et renvoie une réponse en modulant sa charge. Les tags RFID sans puce quant à eux fonctionnent sans protocole de communication. Ils peuvent être vus comme des cibles radar possédant une signature temporelle ou fréquentielle particulière. La majorité des applications d'identification en RFID classique et sans puce nécessite une portée de lecture de l'ordre du mètre. Cela permet d'assurer une certaine robustesse de détection et évite un positionnement rigoureux du tag en face de la tête de lecture. Nous avons donc proposé des bancs de caractérisation en espace libre, basés sur une approche fréquentielle [5.13] dans un premier temps, puis temporelle [5.13][5.14] dans un second temps. Nous avons également travaillé sur une méthode de détection « en contact » utilisant une cavité [5.15]. En effet, dans certaines applications (par exemple l'authentification des personnes ou des objets) la portée n'est pas un critère de performance, au contraire une lecture en contact est préconisée pour des questions de sécurité.

5.2.1 Etude d'un banc de mesure de type radar fréquentiel

La mesure de la signature EM d'un tag en espace libre peut se faire en utilisant soit une approche fréquentielle soit une approche temporelle. Dans les deux cas, nous utiliserons une configuration bi-statique. L'approche fréquentielle utilisant un analyseur de réseau vectoriel (VNA pour Vector Network Analyser) est intéressante pour sa sensibilité en puissance ainsi que sa dynamique. Mais également pour la bande passante très étalée et la très bonne résolution en fréquence qui dépendent des caractéristiques du VNA. Une approche de mesure de RCS basée sur l'utilisation d'un radar FMCW a également été mise en œuvre dans [5.16] et démontre de très bonnes performances. En revanche lorsque des bandes fréquentielles du type Ultra Large Bande doivent être scannées, la mesure est plus lente. Dans la suite de cette partie nous nous intéressons donc uniquement à l'approche fréquentielle directe. L'idée est de mesurer le niveau de réponse réfléchi par le tag distant ainsi que sa phase en fonction de la fréquence. Pour cela une source RF est connectée à une antenne d'émission comme présenté sur la Fig. 5.11 (a). Elle génère une onde continue qui réalise un balayage en fréquence. Un récepteur connecté à une antenne de réception capte une fraction du signal réfléchi par la cible radar. A chaque point de fréquence, le ratio entre la puissance réfléchi et la puissance émise doit être calculé ainsi que leur différence de phase. Ceci renvoie à un terme complexe appelé paramètre S21 si l'on affecte le port 1 à la source et le port 2 au récepteur. Puisque nous utilisons deux antennes distinctes et séparées en émission / réception, le montage ainsi décrit est une configuration radar bi-statique [5.17]. Le fait d'utiliser deux antennes séparées pour l'émission et la réception permet d'améliorer l'isolation entre les signaux transmis et réfléchis, ce qui a pour effet d'augmenter la dynamique de la mesure et de détecter des signaux plus faibles. Les éléments décrits précédemment sont directement réalisés par un analyseur de réseau vectoriel. Il suffit de disposer d'un VNA avec deux ports afin d'y connecter les antennes d'émission et de réception.

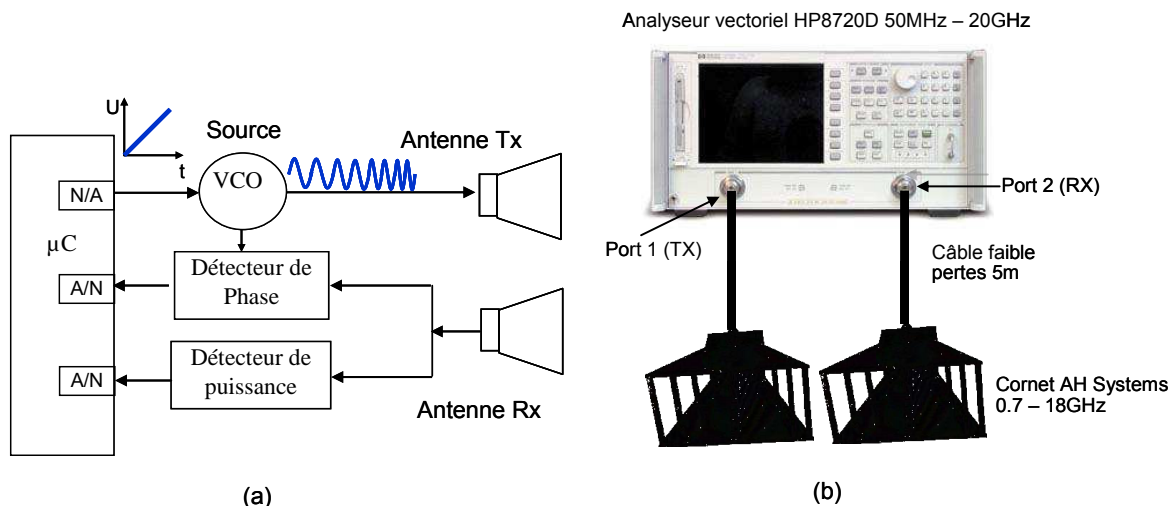


Fig. 5.11 (a) Synoptique d'un banc radar fréquentiel bi-statique. (b) Banc de mesure fréquentiel utilisant un analyseur de réseau vectoriel HP8720D 50 MHz-20 GHz.

Le banc de mesure fréquentiel proposé Fig. 5.11 (b) est composé d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8720D permettant de faire un balayage en fréquence compris entre 50MHz et 20 GHz. Sa dynamique est de l'ordre de 100 dB, ce qui permet de capter des rapports de puissance infimes par rapport au signal d'émission, de l'ordre de 0 dBm (1 mW).

Les deux antennes utilisées sont des cornets très large bande (0.7 à 18 GHz) AH Systems SAS-571, dont le gain évolue entre 10 et 12 dBi entre 3 GHz et 10 GHz. Les mesures sont effectuées en chambre anéchoïque comme nous pouvons le voir sur les Fig. 5.12 (a) et (b) et des câbles faibles pertes de 5 m de long permettent de relier le VNA aux antennes. Le tag sans puce à caractériser est généralement placé à 50 cm de chaque antenne sur un support en bois ou plastique et les antennes sont séparées d'une distance comparable, de l'ordre de 50 cm. L'éloignement des antennes permet de limiter leur couplage direct qui génère un signal de niveau plus élevé que celui provenant du tag. Pour mesurer la réponse en co-polarisation du tag, les deux antennes cornets sont orientées en polarisation verticale comme sur la Fig. 5.12 (a). En revanche pour mesurer la réponse en polarisation croisée, l'antenne cornet en réception est tournée de 90° comme le montre la Fig. 5.12 (b). Dans ce cas il faut s'assurer très précisément que l'angle est bien de 90° par rapport à l'antenne d'émission pour garantir une bonne isolation avec la réponse en co-polarisation.

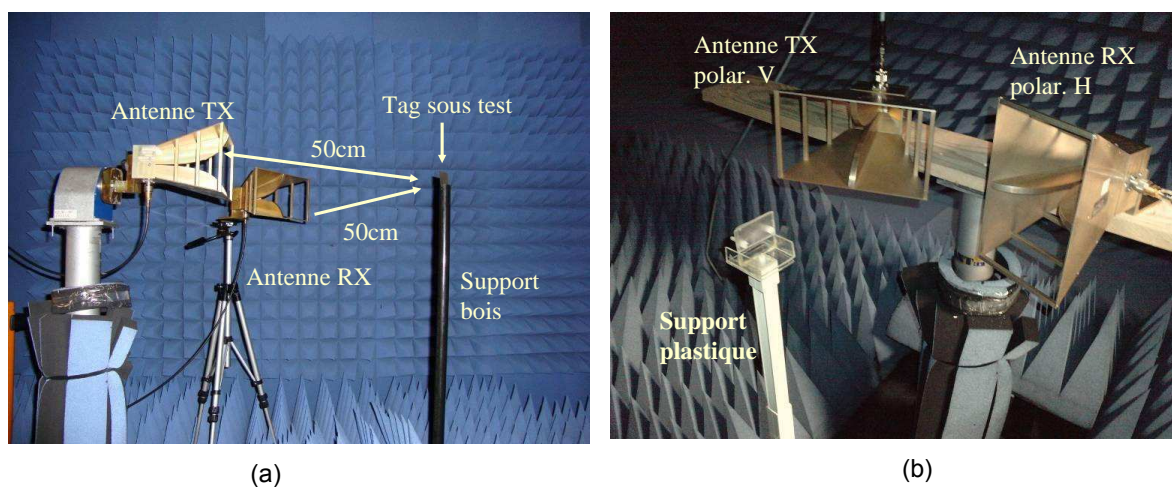


Fig. 5.12 Configuration de la chambre pour une mesure radar bi-statique, (a) en co-polarisation, (b) en polarisation croisée.

5.2.1.1 Procédure de calibration

Nous ne l'avons pas évoqué jusqu'ici, mais toutes les mesures fréquentielles que nous avons présentées dans ce chapitre et dans les chapitres précédents n'ont pu être réalisées qu'à l'issue d'une procédure de calibration rigoureuse. En effet, lorsque l'on observe le paramètre S_{21} sur l'analyseur de réseau correspondant à une mesure de l'environnement de détection vide (sans le tag), un niveau de l'ordre de -40 à -50 dBm (pour une puissance à l'émission de 0dBm) est observable. Cette réponse est liée au couplage direct entre les antennes et aux éventuelles réflexions des objets statiques dans l'environnement de mesure. En faisant un bilan de puissance, nous nous apercevons très vite que cette valeur est bien au-delà de la puissance qui peut être réfléchiée par le tag. Cette dernière se situe aux alentours de -60 à -70 dBm pour une distance de l'ordre de 0.5 m. De plus, les signatures électromagnétiques des tags sont façonnées de telle manière que de très légères variations en amplitude ou en phase permettent de coder un identifiant différent. Il ne faut donc pas que les effets filtrants des câbles et des antennes puissent corrompre l'intégrité de ces signatures. Afin de mieux cerner l'environnement de mesure d'un tag, nous avons représenté Fig. 5.13 un modèle du canal de transmission depuis la source jusqu'au récepteur, en passant par le tag qui agit comme un filtre sur le signal transmis par la source. Dans ce modèle nous pouvons relier la mesure $m(t)$ à la source $s(t)$ par la relation (5.5).

$$m(t) = h_2 * hf_2 * (htag + hsup) * hf_1 * h_1 * s(t) + h_2 * henv * h_1 * s(t) + b(t) \quad (5.5)$$

Dans cette équation, h_1 et h_2 représentent les fonctions filtrantes des câbles et des antennes en émission et en réception. Le trajet parcouru par l'onde dans le sens allé et dans le sens retour est représenté par les fonctions de transferts hf_1 et hf_2 . Le re-bouclage direct entre les antennes d'émission et de réception est représenté par $henv$. Le tag et le support, distants des antennes, sont représentés par $htag$ et $hsup$. Le signal reçu $m(t)$ contient donc la réponse de ces différents éléments excités par la source $s(t)$ auxquels s'ajoute un bruit blanc $b(t)$.

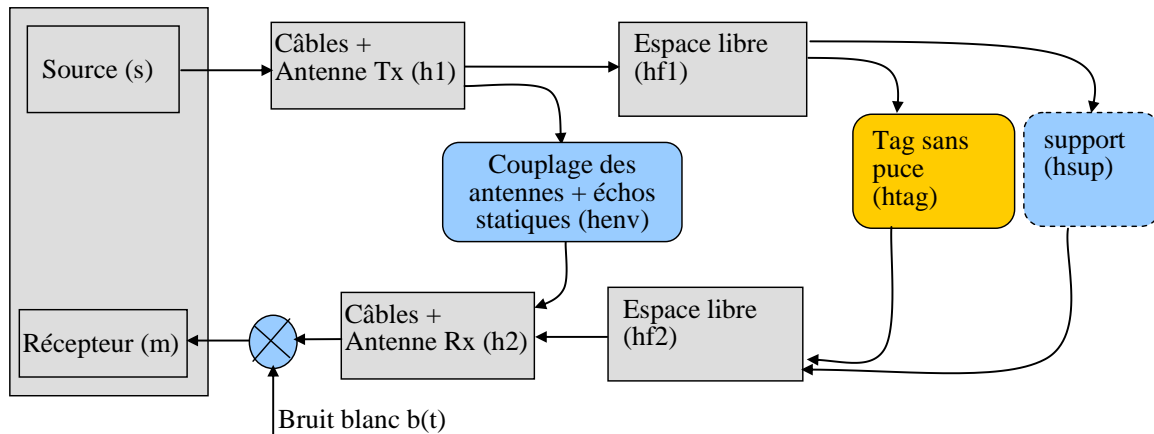


Fig. 5.13 Modélisation du canal de transmission. La source et le récepteur peuvent être contenus dans l'analyseur de réseau vectoriel. Dans ce schéma, $htag$ est la fonction de transfert à détecter qui varie d'un tag à un autre. La réponse du support $hsup$ est considérée constante.

Les équations (5.6) et (5.7) permettent de faire le lien entre le paramètre S_{21} et les expressions du modèle de transmission utilisé. Il faut noter que dans l'équation (5.7) le bruit $B(f)$ est de nature aléatoire, il peut donc être atténué via une opération de moyenne (ou de médiane) en réalisant plusieurs mesures, en contre partie le temps d'acquisition est plus long.

$$S_{21} = TF \cdot (h_2 * hf_2 * (htag + hsup) * hf_1 * h_1 + h_2 * henv * h_1) + B(f) \quad (5.6)$$

$$S_{21} = H_2 \cdot Hf_2 \cdot (Htag + Hsup) \cdot Hf_1 \cdot H_1 + H_2 \cdot Henv \cdot H_1 + B(f) \quad (5.7)$$

Compte tenu de la symétrie de la communication, pour simplifier (5.7) nous pouvons rassembler les termes $H_2 \cdot H_1$ en un seul terme $(H_1)^2$ et le terme $Hf_1 \cdot Hf_2$ par $(Hf_1)^2$. Au final nous pouvons obtenir l'équation (5.8).

$$S_{21} = H_1^2 \cdot Hf_1^2 \cdot (Htag + Hsup) + H_1^2 \cdot Henv \quad (5.8)$$

La procédure de calibration nécessite 3 mesures. Premièrement, la mesure de l'environnement à vide se fait sans le tag et en présence du support puisqu'il n'est pas mobile. Ceci permet d'obtenir les termes de l'équation (5.9)

$$S_{21}vide = H_1^2 \cdot Henv + H_1^2 \cdot Hf_1^2 \cdot Hsup \quad (5.9)$$

$$S_{21}tag = H_1^2 \cdot Henv + H_1^2 \cdot Hf_1^2 \cdot (Hsup + Htag) \quad (5.10)$$

$$S_{21tag} - S_{21vide} = H_1^2 \cdot Hf_1^2 \cdot Htag \quad (5.11)$$

Puis nous répétons la mesure mais cette fois en présence du tag et nous obtenons S_{21tag} (voir équation (5.10)). Par conséquent une simple soustraction permet déjà de s'affranchir de l'effet de couplage des antennes, des échos et également du support comme le montre l'équation (5.11). En revanche à ce stade, nous ne sommes pas encore capables de décorréliser la réponse du tag de l'effet filtrant des antennes et des câbles (représentés par la fonction $(H_1)^2$), et de l'espace libre $(Hf_1)^2$. Dans ce qui suit, nous considérons que $(H_1)^2$ est invariant, c'est-à-dire qu'il n'est pas modifié par la présence ou non du tag de même que par tout objet que l'on peut placer à l'endroit de mesure du tag. Afin d'obtenir uniquement la réponse du tag représentée par $Htag$, nous devons réaliser une troisième mesure (5.12) mais cette fois en présence d'un objet de référence dont la fonction de transfert $Href$ est connue précisément (par simulation, ou calculs analytiques). En faisant la soustraction de cette mesure avec celle à vide et en isolant le terme $(H_1)^2 \cdot (Hf_1)^2$ nous obtenons (5.13).

$$S_{21ref} = H_1^2 \cdot Henv + H_1^2 \cdot Hf_1^2 \cdot (Hsup + Href) \quad (5.12)$$

$$H_1^2 \cdot Hf_1^2 = \frac{S_{21ref} - S_{21vide}}{Href} \quad (5.13)$$

Le terme $(Hf_1)^2$ peut être modélisé dans le cas idéal (modèle de l'espace libre) par l'équation (5.14) qui correspond simplement à un filtre qui atténue et déphase le signal. En connaissant la distance entre le tag et les antennes, on peut donc en déduire $(Hf_1)^2$. Dans l'expression (5.14) R est la distance entre le tag et les antennes.

$$Hf_1 = TF \left[\frac{\lambda}{4\pi R} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R} \right] \quad (5.14)$$

Toutefois, la connaissance de $(Hf_1)^2$ n'est pas nécessaire si le tag est mesuré au même endroit que l'objet de référence. Au final nous obtenons la fonction de transfert $Htag$ (5.15) en injectant (5.13) dans (5.11).

$$Htag = \frac{S_{21tag} - S_{21vide}}{S_{21ref} - S_{21vide}} Href \quad (5.15)$$

Les termes de (5.15) sont homogènes à des rapports de racine de puissance (puissance reçue sur puissance transmise). Nous pouvons modifier (5.15) pour faire apparaître la surface équivalente radar. En effet, la SER est définie par l'équation (5.16) où les termes E_i et E_s représentent respectivement le champ électrique incident et réfléchi. Il est à noter que ces grandeurs sont elles aussi homogènes à des racines de puissance. Dans l'approximation champ lointain nous pouvons donc établir l'égalité (5.17).

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2} \right] \quad (5.16)$$

$$\sigma = 4\pi R^2 |S_{21}|^2 \quad (5.17)$$

En injectant (5.17) dans (5.15) nous obtenons (5.18) qui nous permet d'obtenir la SER du tag sous test σ_{tag} en fonction de la SER de l'objet de référence σ_{ref} et des 3 mesures réalisées S_{21vide} , S_{21tag} et S_{21ref} .

$$\sigma_{tag} = \left[\frac{S_{21tag} - S_{21vide}}{S_{21ref} - S_{21vide}} \right]^2 \sigma_{ref} \quad (5.18)$$

Ce résultat peut être également retrouvé à partir de [5.18] qui généralise cette démarche dans le cas d'un système radar utilisant les deux termes de co-polarisation (VV et HH) ainsi que les deux termes de polarisations croisée (VH et HV). Dans ce cas, chaque paramètre S est représenté par une matrice 2x2, qui prend en compte les éventuels couplages entre les polarisations.

5.2.1.2 Bilan de puissance et calcul de la portée de détection

Les bandes de fréquence des tags RFID que nous avons conçue sont très étalées et comprises entre 2 et 10 GHz. Pour dresser un bilan de puissance il faut donc s'intéresser à plusieurs fréquences de fonctionnement. Compte tenu de la procédure utilisée, du fait que quelque soit la fréquence, les tags se situent en champ lointain, il est possible pour estimer les niveaux de puissance que nous pouvons obtenir en réception d'utiliser l'équation du radar. Dans ce cas la puissance réfléchié et détectable par un lecteur est directement liée à la surface équivalente radar (SER) du tag comme le montre l'équation (5.19) [5.17]. Une estimation de la portée de détection pourra être calculée avec (5.20) obtenue à partir de (5.19).

$$\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = \frac{G_{tx} G_{rx} \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \sigma \quad (5.19)$$

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_{tx \max} G_{tx} G_{rx} \lambda^2}{P_{rx \min} (4\pi)^3} \sigma} \quad (5.20)$$

Pour les systèmes codant l'information dans le domaine fréquentiel, l'information va directement se trouver dans la variation du RCS en fonction de la fréquence. Dans tous les cas le récepteur doit être capable de détecter une valeur minimum du RCS. C'est ce qui va fixer, pour une fréquence donnée et une distance donnée, la puissance d'émission et la sensibilité en réception. Si le niveau de bruit est supérieur à la sensibilité du récepteur, il faut réajuster la puissance d'émission pour sortir du niveau du bruit. A partir de (5.20) nous pouvons tracer une caractéristique Fig. 5.14 donnant la portée de détection théorique en fonction de la fréquence et pour plusieurs niveaux de SER compris entre -60 et -30 dBm². La puissance en émission est fixée à 0 dBm et le seuil de sensibilité est fixé au plancher de bruit, mesuré à -80 dBm sur le VNA. Le gain des antennes en émission et en réception G_{tx} et G_{rx} est de 10 dBi.

Dans le cas concret des tags du type 5 résonateurs en C n°3 présenté Fig. 5.4 (a), le niveau le plus faible pour un pic de résonance est de -45 dBm². Afin de pouvoir le distinguer sans ambiguïté, nous fixons une dynamique de 10 dB, de sorte que le niveau minimum qu'il faut être capable de détecter est -55 dBm². Par conséquent, à 2 GHz, la portée de détection maximum est de 0.7 m et de 0.35 m à 10 GHz. Concernant le design utilisant les résonateurs en boucle décrits dans la Fig. 5.8 (a) et (b), le niveau du pic le plus bas est de -25 dBm², donc

nous adoptons une valeur de SER min à détecter de -35 dBm^2 . Dans ce cas, les portées de détection augmentent nettement avec 2.44 m à 2 GHz et 1.1 m à 10 GHz avec 0 dBm de puissance en émission. Ces valeurs permettent de nous donner un ordre d'idée sur des portées de lecture, en revanche dans ce cas nous ne tenons pas compte du masque d'émission définie par la FCC et l'ECC. Avec une approche de détection basée sur l'émission d'une onde continue avec un balayage en fréquence très étendue (plusieurs GHz), la densité spectrale de puissance maximum autorisée est de -41.3 dBm/MHz , ce qui réduit fortement cette puissance d'émission. Nous allons le voir dans ce qui suit, que des systèmes de détection basés sur l'émission d'impulsions ultra courtes peuvent toutefois permettre d'atteindre des distances de lectures de l'ordre du mètre en respectant ces contraintes.

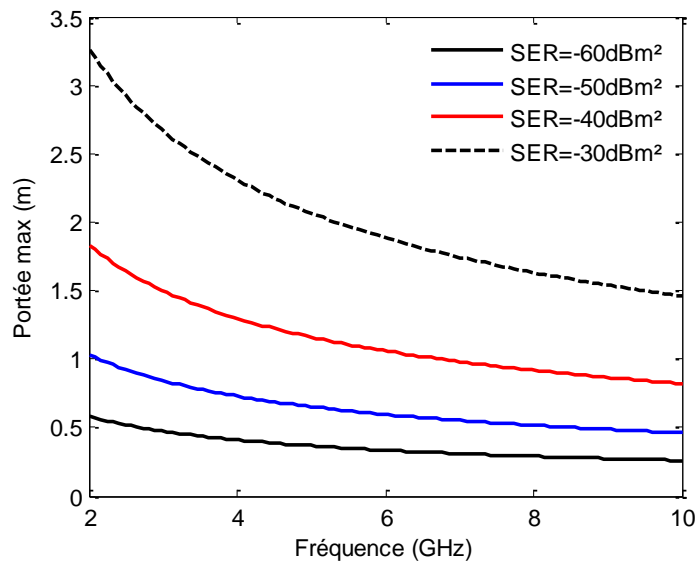


Fig. 5.14 Portée de détection théorique calculée avec (5.20) en fonction de la fréquence pour des valeurs de SER fixées à -60 , -50 , -40 , et -30 dBm^2 . La puissance de sortie est fixée à $P_{txmax}=0 \text{ dBm}$ et le seuil de sensibilité à $P_{rxmin}=-80 \text{ dBm}$. Le gain des antennes d'émission et de réception G_{tx} et G_{rx} est égal à 10.

5.2.2 Mesure en cavité

Certaines applications ne nécessitent pas des portées de détection importantes mais requièrent plutôt une détection des tags à quelques centimètres, voir au contact. On peut penser par exemple à des applications d'authentification des personnes qui nécessitent un certain niveau de confidentialité. Dans ce cas précis, nous pouvons mettre en œuvre des systèmes de mesures confinés tels ceux basés sur l'utilisation d'une cavité résonante [5.15] ou encore d'un guide d'ondes [5.19]. Ainsi durant cette thèse nous nous sommes intéressés à la caractérisation de tags RFID sans puce dans une cavité rectangulaire normalement destinée à la mesure de permittivité complexe de diélectriques de faibles épaisseur par la méthode des perturbations [5.12] comme présentée Fig. 5.15 (a) et (b). Nous avons fait le constat que de la même manière que dans une chambre à brassage de mode, l'introduction d'un élément métallique modifie les distributions des modes de résonance dans la cavité. En outre, si les résonateurs du tag introduits dans la cavité sont excités autour de leur fréquence de résonance nous sommes en mesure de les voir apparaître dans la réponse fréquentielle de la cavité. Les modes résonants de la cavité présentent un facteur de qualité très important. Si nous sommes capables de maîtriser la déviation des fréquences de résonance de ces modes, des résolutions fréquentielles de l'ordre de 1 à 2 MHz (c'est-à-dire entre 20 et 50 fois plus faible d'en espace

libre) peuvent être atteintes. Ceci permet, entre autres, de coder un plus grand nombre d'informations par mode résonant dans une plage de fréquences donnée. On peut potentiellement atteindre avec cette approche des quantités d'informations très largement supérieures à toutes les autres approches investiguées.

Pour vérifier ce concept, nous avons réalisé des tags basés sur l'association de 3 dipôles en court-circuit et sans plan de masse comme présenté Fig. 5.15 (c). Le substrat utilisé est du FR4 d'épaisseur 0.8 mm. Avec les dimensions de la cavité utilisée, nous pouvons en observer les premiers modes de résonance TE impairs jusqu'à 6 GHz en utilisant l'équation (5.21). Les termes m , n , p correspondent aux indices des modes résonants selon les axes x , y , z (voir Fig. 5.15 (a)) et les termes a , b et c sont les dimensions de la cavité.

$$f_r^{TE} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \quad (5.21)$$

Les dimensions internes précises de la cavité Damaskos sont $a = 203.3$ mm, $b = 38$ mm et $c = 430.4$ mm. Ce qui donne les modes TE impairs renseignés dans le Tabl. 5.2. Les valeurs mesurées de la cavité à vide sont également données à titre de comparaison. Nous observons des résultats quasi similaires.

Tabl. 5.2 Valeurs des premiers modes résonants TE impairs de la cavité Damakos (voir Fig. 5.14 (b))

Mode	TE101	TE103	TE105	TE107	TE109	TE1011	TE1013	TE1015	TE1017
Fr calculée (GHz) Rel. (5.21)	0.816	1.280	1.892	2.549	3.222	3.904	4.590	5.279	5.970
Fr mesurée (GHz)	0.816	1.279	1.892	2.548	3.222	3.903	4.590	5.279	5.970

Dans cette étude, nous avons choisi de perturber les modes impairs TE109, TE1013 et TE1017 centrés à 3.2 GHz, 4.5 GHz et 5.9 GHz afin d'avoir une séparation suffisante entre les modes et pour permettre d'insérer des résonateurs de longueurs inférieures à la dimension maximum dans l'axe y (38 mm). Les dimensions des dipôles sont choisies pour résonner autour de ces fréquences, ce qui donne les longueurs de base $L_1 = 23.5$ mm, $L_2 = 16.80$ mm, $L_3 = 11$ mm respectivement pour les résonateurs 1 à 3 (voir Fig. 5.15 (c)). La largeur des dipôles est de $w = 3$ mm et un espacement de $g = 9$ mm les sépare pour garantir un bon découplage.

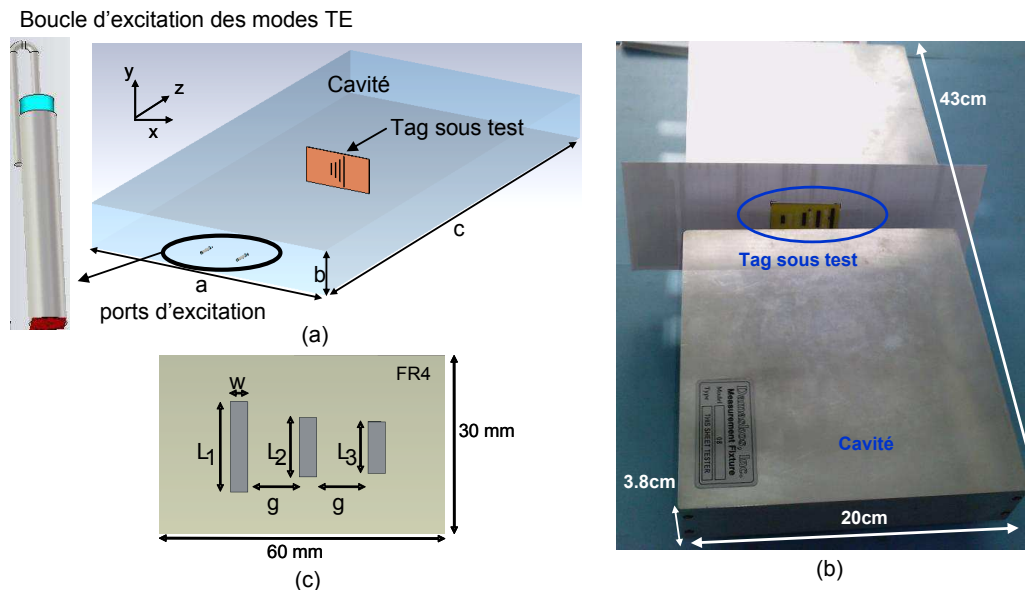


Fig. 5.15 (a) Schéma de la cavité simulée sous CST avec le tag positionné à son centre. (b) Photo de la cavité Damakos. (c) Vue du tag à 3 dipôles en court-circuit de dimensions $L_1=23.5$ mm, $L_2=16.8$ mm, $L_3=11$ mm, $g=9$ mm et $w=3$ mm.

Pour mieux comprendre l'influence des dipôles sur les modes résonants de la cavité, nous avons mené une étude paramétrique en faisant varier la longueur d'un dipôle sous CST. Dans la Fig. 5.16 (a) sont présentées les réponses fréquentielles obtenues dans le cas où un substrat seul ou possédant un dipôle résonant est inséré dans la cavité. Nous observons une grande densité de modes entre 3 et 6 GHz et parmi eux les modes qui nous intéressent. Il est difficile à première vue, ceci sur la totalité de la bande, d'identifier les changements. En revanche, si nous nous intéressons aux bandes de fréquences autour des modes TE₁₀₉, TE₁₀₁₃ et TE₁₀₁₇ nous pouvons mesurer l'écart relatif des fréquences de résonance de la cavité chargée par rapport à la cavité à vide en fonction de la longueur du dipôle (voir Fig. 5.16 (b)).

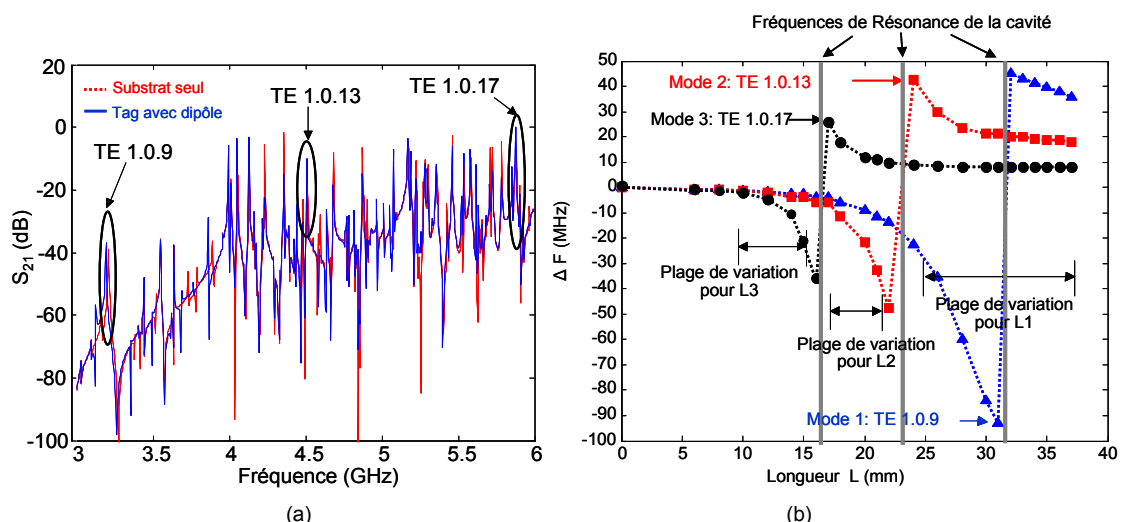


Fig. 5.16 (a) Réponse fréquentielle de la cavité simulée sous CST avec le substrat seul et le tag contenant 1 dipôle de longueur variable. (b) Variation relative (par rapport aux fréquences de la cavité à vide) des modes TE_{1.0.9}, TE_{1.0.13} et TE_{1.0.17} en fonction de la longueur du dipôle.

Lorsque la fréquence de résonance du dipôle est proche d'un mode de résonance de la cavité, nous pouvons observer une déviation significative sur ce dernier. Si la longueur du dipôle est telle que sa fréquence de résonance est supérieure à celle du mode de la cavité, nous observons un décalage de ce dernier vers les fréquences basses et inversement. La plage de variation maximum pour un dipôle doit être définie pour ne perturber qu'un seul mode de résonance à la fois. Ceci permet avec plusieurs dipôles de pouvoir contrôler de manière indépendante plusieurs modes et donc d'augmenter la capacité de codage. A partir des résultats de simulations présentés Fig. 5.16 (b), nous pouvons déterminer que le dipôle 1, permettant de perturber le mode TE109, peut varier entre 23 et 37 mm. Tandis que les dipôles 2 et 3 qui permettent de modifier les modes TE1013 et TE1017 peuvent varier respectivement entre 15 mm et 20 mm et entre 8 mm et 14 mm.

Pour mesurer en pratique l'influence d'un tag sans puce sur la réponse fréquentielle de la cavité, nous procédons de la manière suivante. Dans un premier temps, nous effectuons une mesure à vide de la cavité et les fréquences des modes résonants qui nous concernent sont relevées. Puis nous insérons le tag sans puce au centre de la cavité (comme nous pouvons le voir Fig. 5.15 (b)) et la mesure est répétée. Les réponses fréquentielles mesurées autour du mode TE109 pour 3 tags possédant des longueurs L_1 différentes sont présentées Fig. 5.17. La fréquence de base mesurée en présence du substrat sans dipôle est de 3.212 GHz. Lorsque l'on insère un dipôle de longueur $L_1=22$ mm, nous observons que le mode est décalé à 3.189 GHz soit une variation de 23 MHz. Des longueurs L_1 de 23 et 23.5 mm induisent respectivement une variation de 25 MHz et 28 MHz, soit des variations de 2 et 3 MHz. Les résultats de simulations sont également présentés sur la Fig. 5.17 et montrent une très forte similitude concernant les fréquences de résonance. En revanche en simulation les pics semblent plus sélectifs, ce qui est probablement dû au fait que les parois de la cavité simulée sont sans pertes et que la cavité réelle ne soit pas totalement hermétique. Ce qui dégrade rapidement son facteur de qualités. Le même comportement est observé pour le mode TE1013 [5.15] avec des variations de l'ordre de 3 MHz pour des longueurs des dipôles qui varient de 2 mm. Quand au mode 3, les résultats de mesures n'ont pas permis de statuer sur la corrélation entre les variations de L_3 et la variation du mode TE1017. En effet, les autres dipôles semblent influencer sur ce mode au même titre que le dipôle de longueur L_3 .

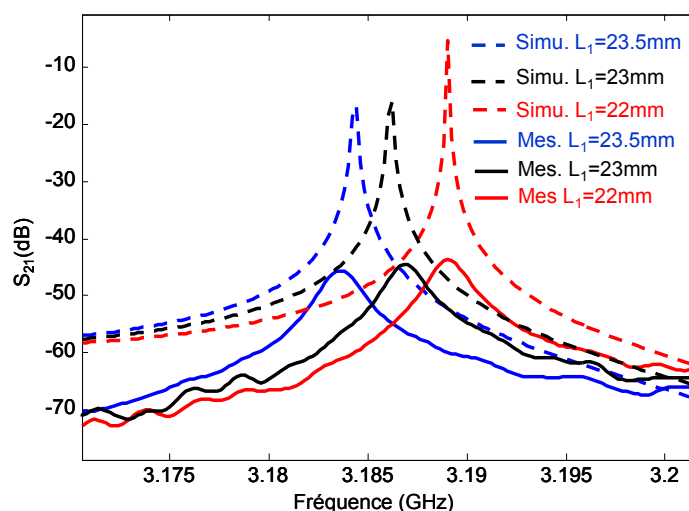


Fig. 5.17 Mesure de la réponse fréquentielle de la cavité chargée par différents tags sans puce (voir Fig. 5.15) autour du mode TE109.

Pour conclure nous pouvons dire que la méthode de mesure en cavité permet d'atteindre des résolutions fréquentielles de l'ordre de 1 MHz de par la sélectivité de modes de résonance de la cavité, ce qui est donc quasiment 20 à 50 fois meilleur que le cas des résonateurs mesurés en espace libre. Ceci permet d'atteindre des efficacités de codage par résonateur très nettement supérieures. Par exemple, pour la structure présentée dans cette étude, en utilisant les deux modes impairs TE₁₀₉ et TE₁₀₁₃, et avec une résolution de 2 MHz, de l'ordre de $41 \times 21 = 861$ combinaisons sont possibles donnant une capacité de codage de 9.7 bits. En améliorant la sélectivité des résonateurs, il semble tout à fait envisageable d'utiliser un plus grand nombre de modes TE_{10x}. En utilisant ne serait-ce qu'un mode de plus, générant 41 combinaisons, nous serions capables d'atteindre une capacité de codage de $41 \times 41 \times 21 = 35301$ soit à peu près 15 bits. En outre, le fait de mesurer le tag à l'intérieur de la cavité métallique permet de s'affranchir des problèmes de puissance d'émission puisque la mesure est confinée et permet d'atteindre le niveau de confidentialité requis pour des applications d'authentification.

5.2.3 Etude d'un banc de mesure radar temporel

Nous l'avons vu précédemment, la plupart des tags sans puce codés en fréquence nécessitent une très large bande passante. Cependant il n'est pas envisageable de développer un lecteur basé sur l'émission d'ondes continues dans les bandes de fréquence comprises entre 3 et 10 GHz, car les autorités de régulations permettent de travailler uniquement dans les bandes ISM. En outre, une approche temporelle basée sur l'émission d'impulsions radio présente l'intérêt majeur d'obtenir la totalité de la réponse fréquentielle du tag avec un seul pulse. Dans ce cas, l'énergie est concentrée sur une très courte durée, ce qui permet d'obtenir une puissance d'émission instantanée importante en gardant une puissance moyenne faible compatible avec les normes en vigueur.

5.2.3.1 Normes concernant les puissances rayonnées pour des communications Ultra Large Bande

Intéressons nous désormais à la régulation en vigueur. En effet, l'essor de la RFID sans puce est également conditionné par le développement d'un lecteur, 1) respectant les normes, 2) avec un prix de l'ordre de celui d'un lecteur RFID standard, à savoir autour de 1000€. La première contrainte à respecter réside dans le masque de puissance en fonction de la fréquence défini par les normes. On entend par là, le niveau de puissance qu'il est possible de rayonner en espace libre et ceci sans autorisation particulière. Pour mieux se rendre compte, la Fig. 5.18 (a) représente le masque sur les puissances d'émission définies par les autorités de régulations FCC (Federal Communications Commission) aux États Unis et ECC (Electronic Communications Committee) en Europe. Les bandes ISM dont l'utilisation n'est pas soumise à l'obtention de licence et pour lesquelles des puissances relativement importantes sont possibles ne peuvent pas convenir à notre application. La seule bande qui peut être utilisée pour détecter des signatures électromagnétiques étalées comme celles des tags sans puce est l'Ultra Large Bande (ULB). Dans ce cas, la FCC définit un masque d'émission de -41 dBm/MHz entre 3.1 GHz et 10.6 GHz. L'ECC est beaucoup plus restrictive et impose un niveau d'émission très bas entre 4.8 et 6 GHz, ainsi qu'au-delà de 9 GHz. Nous disposons donc d'une bande passante de 7500 MHz avec la FCC, et 4700 MHz avec l'ECC.

Si on applique les normes ULB à l'approche fréquentielle comme celle décrite précédemment (c'est-à-dire qui utilise des ondes continues avec un balayage en fréquence),

les puissances qui peuvent être émises sont extrêmement faibles, à savoir de l'ordre de -41.3dBm pour une onde « monochromatique » de bande passante 1MHz . Ceci limite les portées de lecture aux alentours de 10 cm . En revanche, les valeurs définies dans la norme ETSI EN 302 065 [5.20] définissent une limite de -41.3dBm/MHz pour le calcul d'une puissance moyenne. Pour des signaux avec des rapports cycliques très faibles, comme c'est le cas pour les systèmes radar à impulsion, cela signifie que des puissances instantanées relativement élevées peuvent être émises tout en respectant cette limite en puissance moyenne.

Pour 7500 MHz de bande, on peut donc émettre avec une puissance moyenne de -2.54 dBm . Un taux de répétition minimal ou PRF (Pulse Repetition Frequency) est fixé à 1 MHz par l'ECC et 400 kHz par la FCC afin de limiter la puissance instantanée. Si nous utilisons une PRF de 1 MHz , soit un pulse par microseconde, nous pouvons calculer qu'avec -2.54 dBm , une énergie de 557 pJ max peut être consommée sur $1\mu\text{s}$. Il faut donc optimiser la répartition de cette énergie dans le gabarit de puissance donné Fig. 5.18 (a). Pour cela des formes de pulse spécifiques telles que la 5^{ème} dérivée du pulse gaussien (voir Fig. 5.18 (b)) peuvent être utilisées [5.21] pour entrer dans le gabarit FCC dédié aux communications à l'intérieur des bâtiments. Le pulse en question a été défini afin de couvrir les 7500 MHz de bande passante centrée autour de 6.85 GHz . L'amplitude du pic est de 8 V ce qui correspond à une énergie de 113.7 pJ inférieure aux 557 pJ maximum.

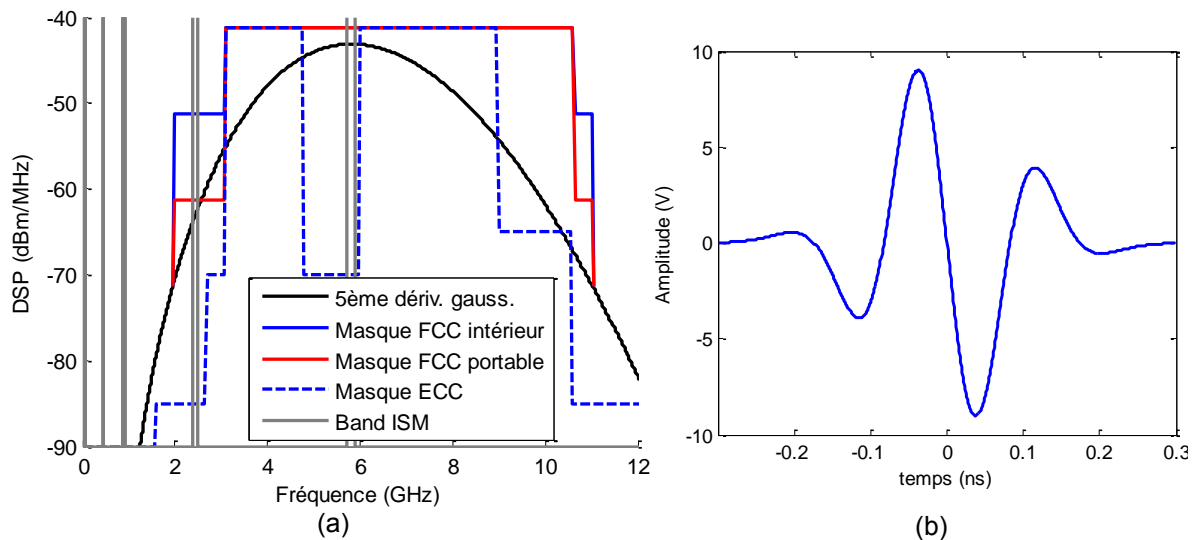


Fig. 5.18 (a) Masque d'émission défini par l'ECC et la FCC et densité spectrale de puissance de la 5^{ème} dérivée d'un pulse gaussien (b) Allure temporelle de la 5^{ème} dérivée d'un pulse gaussien.

Le signal qui permet de couvrir cette bande passante s'étale globalement sur un temps T_p de 600 ps . Le rapport cyclique est donc de $600 \cdot 10^{-12} / 1 \cdot 10^{-6}$ soit 1 pour 1667. Le gain sur le rapport G_{RC} (5.22) relatif à ce court intervalle de temps est donc de 1667. Cela correspond à $+32.2\text{ dB}$ par rapport à la puissance calculée sur un temps T_p de $1\mu\text{s}$.

$$G_{RC} = \frac{1}{PRF \cdot T_p} \quad (5.22)$$

Il faut toutefois considérer que la réponse du tag n'est pas instantanée. Pour estimer sa durée, nous pouvons partir de l'expression du facteur de qualité (5.23). La réponse temporelle est d'autant plus longue que la fréquence de résonance est basse. Aussi, nous considérons la fréquence minimum de l'ULB à savoir 3.1 GHz. Un mode résonant possédant une bande passante de 50 MHz (qui est classiquement utilisée en RFID sans puce) présente donc d'après (5.23), à la fréquence de 3.1 GHz, un facteur de qualité de 62. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 4, les résonateurs peuvent être modélisés par des fonctions de transfert du second d'ordre. Pour un système résonant du second ordre, nous pouvons faire correspondre un temps de réponse $T_{rep_{n\%}}$ à $n\%$ de l'amplitude finale, fonction du facteur de qualité Q en utilisant l'équation (5.24). Pour un temps de réponse à 5%, une fréquence de résonance de 3.1GHz et un facteur de qualité de 62, nous obtenons une valeur égale à 19 ns. Nous pouvons donc conclure que la majorité des modes résonants créés par les tags sans puce restituent l'essentiel de leur énergie en moins de 20 ns.

$$Q = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (5.23)$$

$$T_{rep_{n\%}} = \frac{Q}{\pi f_0} \log_e(100/n) \quad (5.24)$$

En utilisant (5.22) avec un temps T_p de 20 ns nous obtenons un gain en puissance de 50 soit 17 dB. Pour connaître ensuite la puissance reçue $P_{rx}(f)$ associée à chaque composante spectrale il faut multiplier la Densité Spectrale de Puissance (DSP) reçue par une bande passante qui correspondra à la résolution fréquentielle du système et par le gain de rapport cyclique introduit dans l'équation (5.22). On obtient ainsi l'équation (5.25) en remplaçant la résolution fréquentielle df par son expression équivalente (5.26) qui correspond à l'inverse du temps d'observation T_{rx} . En utilisant (5.26), avec $T_{rx} = 20\text{ns}$ on trouve une résolution fréquentielle de 50 MHz.

$$P_{rx}(f) = \frac{DSP \cdot df}{PRF \cdot T_{rx}} = \frac{DSP}{PRF \cdot T_{rx}^2} \quad (5.25)$$

$$df = \frac{1}{T_{rx}} \quad (5.26)$$

Un bilan de puissance peut être calculé en reprenant la formulation de l'équation radar (5.20) afin d'y intégrer la DSP et la résolution fréquentielle du système (5.27). Dans cette équation nous exprimons directement la densité de puissance EIRP, aussi le gain de l'antenne d'émission n'apparaît plus. En revanche le gain de l'antenne en réception est toujours présent.

$$R = 4 \sqrt{\frac{DSP_{eirp_{\max}} \cdot Gr_x \cdot \lambda^2}{P_{rx_{\min}} (4\pi)^3 PRF \cdot T_{rx}^2}} \sigma \quad (5.27)$$

Avec le pulse définit précédemment, c'est-à-dire compatible avec le gabarit FCC, nous avons tracé les portées théoriques Fig. 5.19 qui peuvent être atteintes en appliquant (5.27). Le gain de l'antenne de réception est fixé à 10 dB.

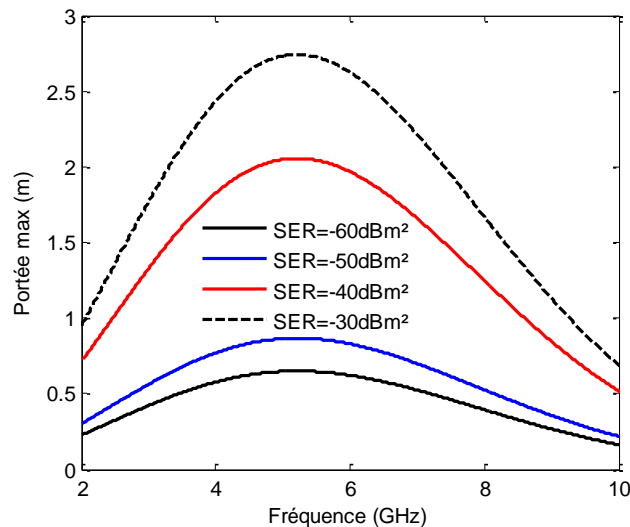


Fig. 5.19 Portée de détection théorique (expression (5.27)) en fonction de la fréquence pour des valeurs de SER fixées à -60, -50, -40, et -30 dBm². Le pulse de la Fig. 5.18 est émis vers le tag. Le plancher de bruit P_{rxmin} est fixé à -80 dBm.

Nous pouvons observer que des portées comprises entre 1 et 2 m peuvent être atteintes sur toute la bande de fréquence pour un objet ayant une SER min de -40 dBm². C'est un résultat très intéressant, car cela prouve qu'un système radar temporel dont la puissance d'émission entre dans le gabarit imposé par la FCC permet d'atteindre des portées de détection supérieures à 1 m. De plus, la conception d'un lecteur basé sur ce principe de fonctionnement est tout à fait envisageable comme nous allons le voir par la suite dans ce chapitre.

5.2.3.2 Banc de caractérisation utilisant des signaux impulsionnels

Pour la mesure temporelle, la configuration radar bi-statique est conservée. En plus de garantir une bonne isolation entre les signaux émis et rediffusés par le tag, cette architecture présente l'avantage de pouvoir insérer un amplificateur faible bruit dans la chaîne de réception. En effet, un amplificateur devient ici indispensable si l'on souhaite augmenter la sensibilité de l'échantillonneur et donc la distance de lecture du système. Une antenne très directive peut également être utilisée en réception pour contribuer au gain.

Les antennes sont identiques à celles utilisées pour le banc de mesure fréquentiel comme nous pouvons le voir Fig. 5.20 (a). Le générateur d'impulsion Picosecond Lab 3500D génère un pulse gaussien de 70 ps de largeur à mi hauteur. Il délivre une amplitude maximum de 8 V sous 50 ohms. Ce qui donne une puissance pic instantanée maximum de 31 dBm. Ce type d'impulsion a une signature fréquentielle large bande et permet de couvrir la gamme fréquentielle de 0 GHz à 7 GHz. Un enregistrement de la forme du pulse est présenté Fig. 5.21 (a) et sa densité spectrale de puissance associée Fig. 5.21 (b). En réception, l'oscilloscope utilisé est un Agilent DSO91204A (voir Fig. 5.20 (b)) dont la bande passante analogique est égale à 12 GHz et le taux d'échantillonnage en temps réel est de 40 Ge/s. Son convertisseur analogique numérique dispose d'une résolution de 8 bits pour un signal de fréquence nulle. Mais en augmentant la fréquence de travail à quelques GHz, la résolution effective diminue à 4.5 bits [5.22] car les bits de poids faible se retrouvent noyés dans le bruit.

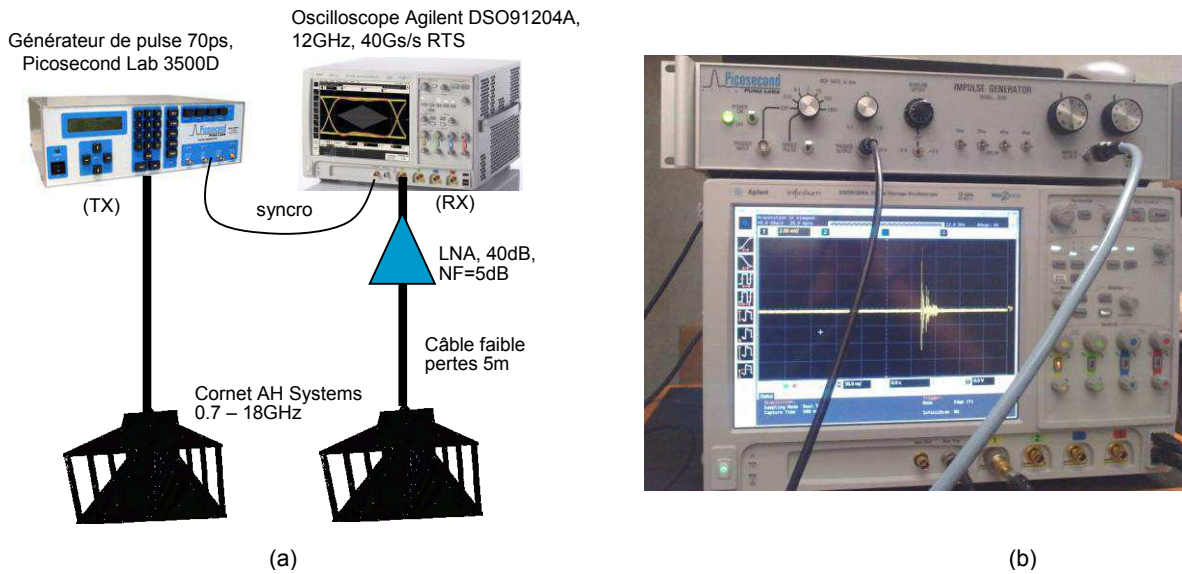


Fig. 5.20 (a) Banc de mesure temporel 0-7 GHz (b) Vue du générateur de pulse et de l'oscilloscope affichant la réponse d'un tag.

Pour augmenter artificiellement le nombre de bits effectifs et optimiser la sensibilité, une opération de moyenne utilisant des mesures répétées peut être effectuée. Ainsi avec 64 enregistrements le nombre de bits effectifs du convertisseur analogique / numérique passe de 4.5 à 6 bits pour une pleine échelle de 40 mV. Ceci donne une sensibilité en puissance de l'ordre de -50 dBm. En ajoutant un amplificateur de 40 dB dans la chaîne de réception, nous augmentons cette sensibilité aux alentours de -90 dBm. Toutefois, la puissance de sortie de l'amplificateur faible bruit est de 15 dBm, et nous avons observé que lorsque les antennes sont trop proches et que l'amplitude du pulse est fixée à 8 V, l'amplificateur est saturé en sortie par un fort signal résultant du couplage entre les deux antennes. Dans ce cas, il faut soit éloigner les antennes soit limiter la puissance du générateur de pulse. En effet, contrairement à un analyseur de réseau vectoriel, un oscilloscope a une dynamique très réduite, qui est limitée principalement par la résolution de son échantillonneur 8 bits, ce qui donne à peu près 40 dB. Il est donc difficile de distinguer à la fois un signal de forte amplitude et un signal de faible amplitude.

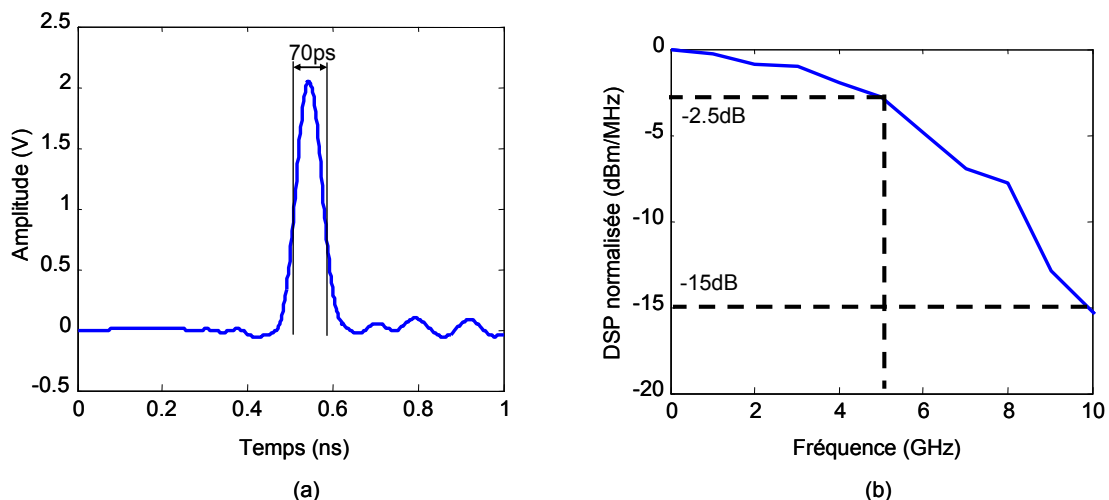


Fig. 5.21 (a) Mesure du pulse à la sortie du générateur Picosecond. (b) Densité spectrale de puissance normalisée du même pulse.

Des signaux bruts échantillonnés par l'oscilloscope à la sortie de l'amplificateur faible bruit et issus d'une mesure de la chambre à vide, d'un tag sans puce et d'une plaque métallique sont présentés Fig. 5.22 (a). Un « zoom » sur les mêmes mesures effectuées autour du premier écho est donné Fig. 5.22 (b). Nous pouvons noter qu'une grande partie du signal est due au couplage direct entre les deux antennes. Nous remarquons ensuite, quelques nanosecondes après le signal de couplage, la réponse de la plaque. Cet instant peut servir par la suite comme temps initial des réponses impulsionnelles des tags sans puce. En effet, un fenêtrage temporel sera appliqué à partir de cet instant.

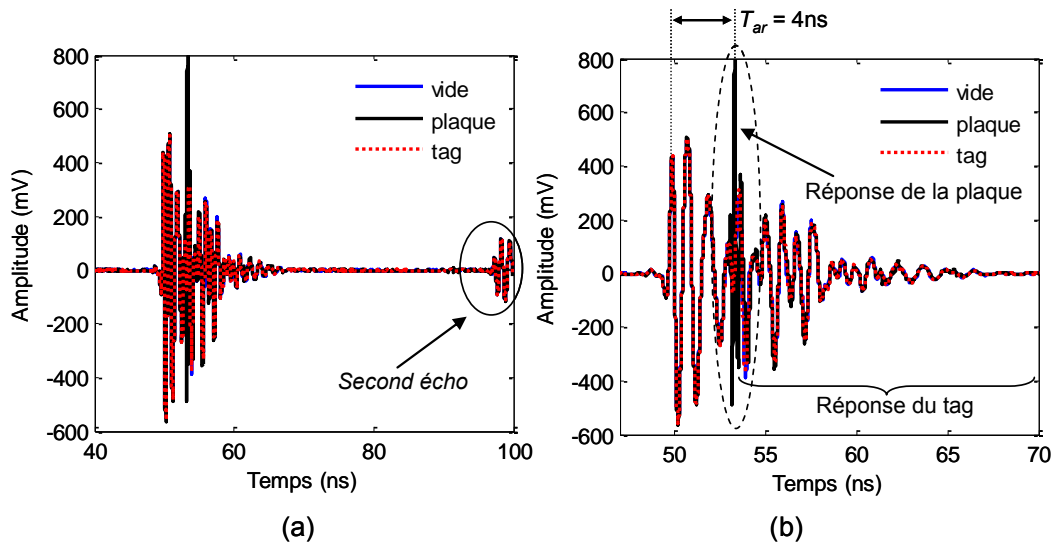


Fig. 5.22 (a) Mesure en co-polarisation de la réponse temporelle brute de la chambre vide, d'une plaque métallique de $5 \times 5 \text{ cm}^2$ et d'un tag sans puce de $2 \times 4 \text{ cm}^2$ sans plan de masse. (b) Zoom de la réponse impulsionnelle autour du premier écho.

En revanche, pour éliminer les différents échos des objets statiques environnant ainsi que du support, qui répondent dans la même fenêtre de temps que le tag et qui vont donc se superposer à sa réponse, une procédure de calibration reste nécessaire. Sans cela, il est quasi impossible d'extraire la réponse du tag qui semble sur la Fig. 5.22 (b) se superposer parfaitement à la réponse à vide. Nous verrons lorsque nous ferons la soustraction entre les deux qu'il n'en est rien, la réponse du tag est bien présente mais elle est très faible par rapport aux autres contributions.

La calibration précédemment introduite dans le cas d'une mesure fréquentielle reste valide et la modélisation du canal de transmission Fig. 5.13 peut encore être utilisée. Toutefois, il est souhaitable de remanier l'équation (5.18) pour y faire apparaître les tensions mesurées et non plus des paramètres S . En effet, un rapport de puissance en fréquence correspond à un produit de déconvolution du signal mesuré en réception $m(t)$ par rapport à la source $s(t)$. En appliquant la transformée de Fourier sur ce produit de déconvolution nous obtenons le paramètre S_{21} tel que nous le connaissons. L'équation (5.28) intègre ces modifications avec $m_{tag}(t)$ le signal temporel enregistré en présence du tag, $m_{vide}(t)$ le signal de la chambre à vide et $m_{ref}(t)$ le signal enregistré en présence de l'objet de référence. Finalement nous pouvons en déduire l'équation (5.29), les termes $\text{TF}[s(t)]$ s'annulant.

$$\sigma_{tag} = \left[\frac{\text{TF}[m_{tag}(t) *^{-1} s(t)] - \text{TF}[m_{vide}(t) *^{-1} s(t)]}{\text{TF}[m_{ref}(t) *^{-1} s(t)] - \text{TF}[m_{vide}(t) *^{-1} s(t)]} \right]^2 \sigma_{ref} \quad (5.28)$$

$$\sigma_{tag} = \left[\frac{TF[m_{tag}(t)] - TF[m_{vide}(t)]}{TF[m_{ref}(t)] - TF[m_{vide}(t)]} \right]^2 \sigma_{ref} \quad (5.29)$$

La Fig. 5.23 (a) montre le résultat d’une simple soustraction du signal $m_{tag}(t)$ enregistré pour un tag en double C avec le signal issu de la chambre vide $m_{vide}(t)$. La réponse spectrale associée à ce signal temporel est présentée Fig. 5.23 (b). Nous voyons bien apparaître les 3 premiers pics de résonance, en revanche le 4^{ème} pic est moins net. En effet, l’allure globale du signal est déformée par les câbles, les antennes et la densité spectrale de puissance du signal d’émission qui n’est pas constante entre 1 et 6 GHz. En appliquant la procédure de calibration décrite par l’équation (5.29), nous obtenons la réponse impulsionnelle de la Fig. 5.24 (a) et la réponse spectrale associée Fig. 5.24 (b). Nous voyons que la réponse obtenue est très proche des résultats de simulation.

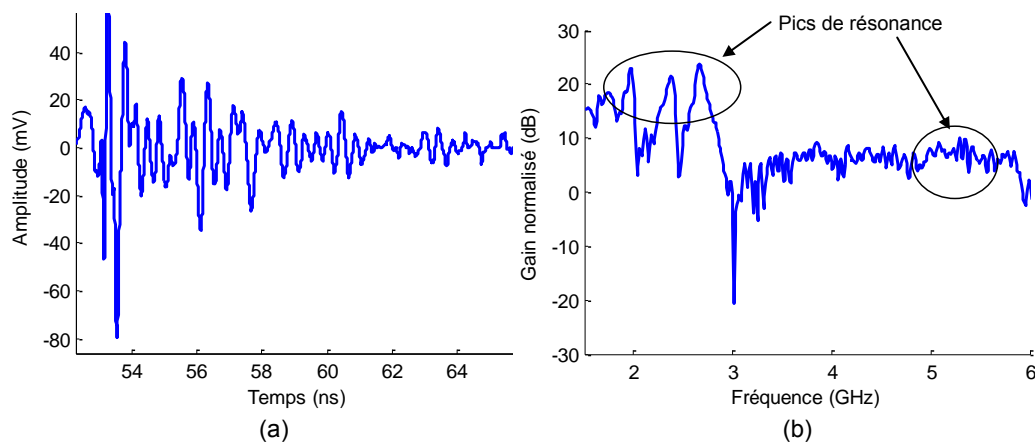


Fig. 5.23 (a) Mesure de la réponse impulsionnelle **non calibrée** d’un tag en double C fonctionnant entre 2 et 5.5GHz. (b) Réponse fréquentielle correspondante **non calibrée** après une transformée de Fourier. Les 3 premiers pics de résonance sont bien visibles.

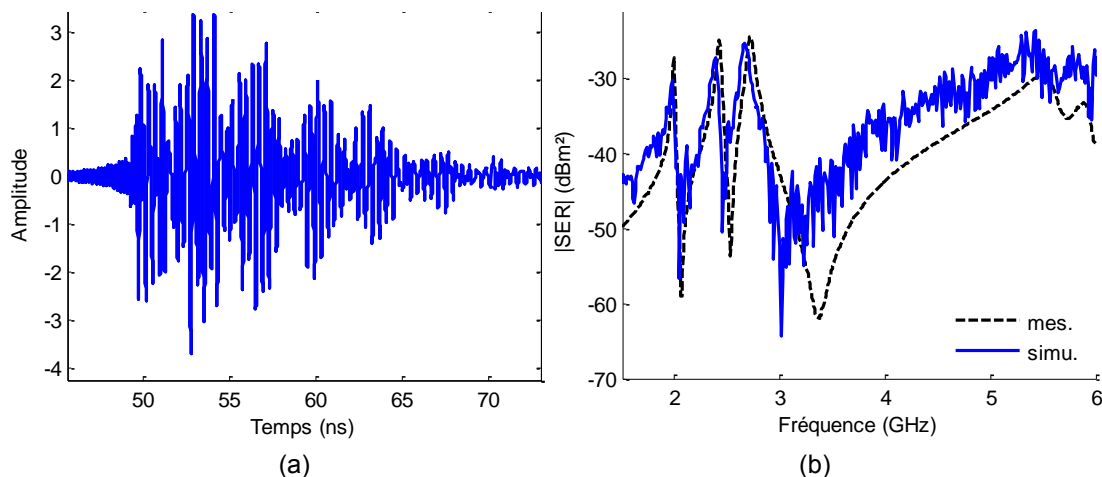


Fig. 5.24 (a) Mesure de la réponse impulsionnelle **calibrée** d’un tag en double C fonctionnant entre 2 et 5.5 GHz. (b) Réponse fréquentielle correspondante **calibrée** après une transformée de Fourier. Les 3 premiers pics de résonances sont bien visibles.

En utilisant cette procédure de calibration nous avons mesuré les différents tags sans puce développés pendant cette thèse. Nous présentons Fig. 5.25 les réponses pour les tags en double C [5.13], ainsi que les tags dépolarisants.

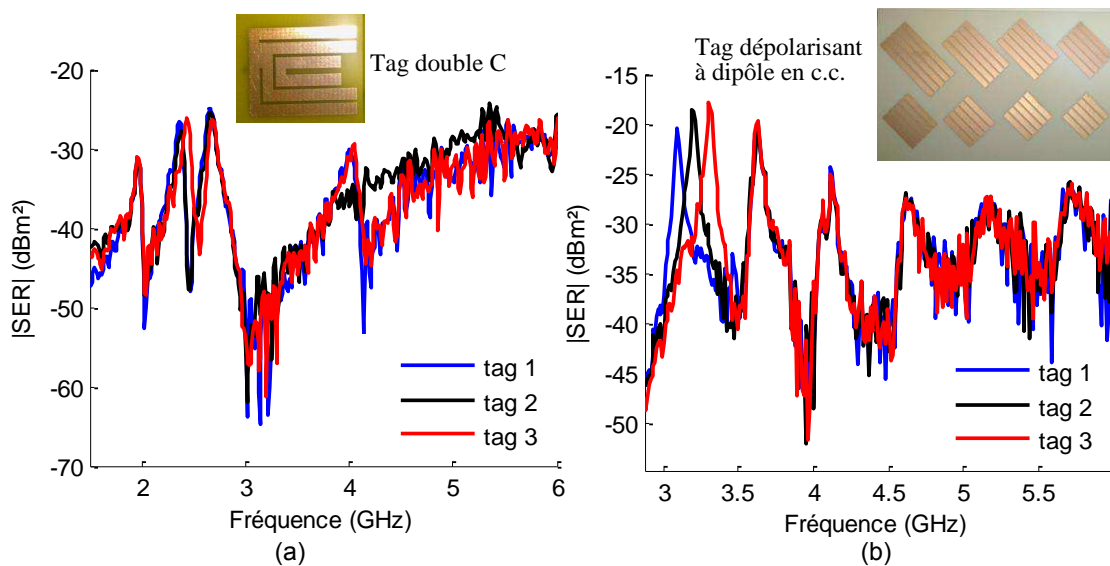


Fig. 5.25 Mesures de la réponse spectrale obtenue à partir des mesures temporelles. (a) pour les tags en double C. (b) pour les tags dépolarisants à base de dipôle en court-circuit. Les tags sont disposés à 1 m des antennes.

D'autres dispositifs comme des lettres métalliques [5.14] ont également pu être mesurés avec ce banc radar temporel. Nous observons que dans la plupart des cas, lorsque les pics résonants sont sélectifs en fréquence, la réponse fréquentielle mesurée est très proche de celle obtenue en simulation. Ces résultats de mesures prouvent que l'approche temporelle est tout à fait pertinente pour extraire des signaux temporels. C'est en effet la clé du problème, dans la mesure où c'est la seule approche qui permet d'obtenir des portées de détection de l'ordre du mètre tout en respectant le masque d'émission ULB imposé par la FCC ou l'ECC.

5.2.4 Conception d'un système de détection de tags sans puce

Le banc radar temporel a montré son efficacité quant à la détection de la signature électromagnétique de tags sans puce. Toutefois, afin de permettre le déploiement de la technologie RFID sans puce, il est indispensable de proposer un système de détection portable ou transportable et surtout bas coût. L'architecture du banc de mesure temporel constitué d'un radar bi-statique avec échantillonneur temps réel est présentée Fig. 5.26 (a). Précédemment nous avons utilisé un générateur émettant un pulse de 70 ps avec une fréquence de répétition de 1 MHz, deux antennes cornets, un oscilloscope de bande passante analogique à 12 GHz et de taux d'échantillonnage en temps réel à 40 Ge/s. Nous avons également augmenté la sensibilité en réception avec un amplificateur faible bruit. Pris séparément, ces appareils de mesure sont très onéreux (de l'ordre de 100 k€ au total) car ils présentent des performances de type laboratoire. De plus il n'existe pas vraiment de solution de remplacement bon marché qui permettent d'atteindre des taux d'échantillonnage de 40 Ge/s. Au mieux nous pouvons trouver des convertisseurs analogique / numérique à 2 Ge/s qu'il faudrait paralléliser moyennant une architecture complexe et une unité logique très rapide capable de traiter d'énormes flots de données.

5.2.4.1 Echantillonnage en temps équivalent

En faisant le constat que contrairement à un schéma de communication classique dans lequel les données transitant sur le lien RF ne se répètent quasiment jamais, un tag sans puce est une cible radar totalement passive qui, lorsqu'elle est immobile, va répondre toujours la même signature RF. Une architecture basée sur un échantillonnage en temps équivalent (voir Fig. 5.26 (b)) est donc envisageable.

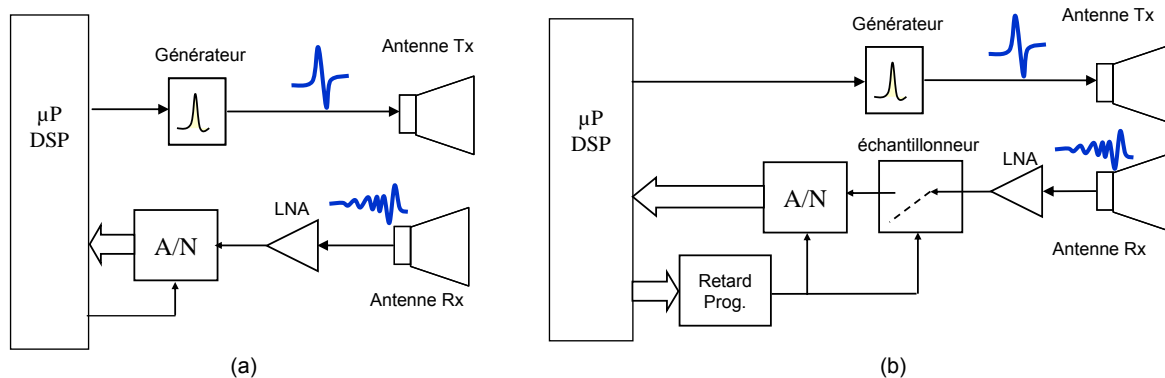


Fig. 5.26 Synoptique d'un radar bi statique temporel : (a) avec échantillonnage temps réel, (b) avec échantillonnage en temps équivalent.

L'intérêt de cette seconde approche est de ne plus nécessiter l'utilisation de convertisseurs analogiques numériques rapides. Seul un échantillonneur avec une bande passante analogique du même ordre de grandeur que celle requise pour la détection du tag sans puce est nécessaire. Cela implique que la fréquence d'échantillonnage peut être très faible (quelques MHz) en revanche, le temps nécessaire pour bloquer un échantillon du signal en réception doit être de l'ordre de quelques picosecondes. Au final, cette approche permet de capturer un signal de quelques GHz de bande passante avec une fréquence d'échantillonnage de quelques MHz. Le principe de base du temps équivalent est de reconstruire le signal reçu à partir de plusieurs mesures dont l'instant d'échantillonnage est retardé dans le temps après chacune d'entre elles. Ceci donne la résolution temporelle équivalente. En effet, la résolution obtenue est fonction de l'incrément de temps entre chaque mesure et ne correspond pas, comme dans une acquisition en temps réel, à l'inverse de la fréquence d'échantillonnage. La Fig. 5.27 illustre le principe du temps équivalent. Dans cet exemple, la reconstruction du signal se fait en 4 passes en incrémentant un retard dt au niveau de l'horloge de l'échantillonneur entre chaque passe. Pour atteindre les performances de l'oscilloscope décrit plus haut, il faut disposer d'une ligne à retard programmable de résolution 25 ps. Avec une fréquence d'échantillonnage de 1 MHz, nous faisons l'acquisition d'un échantillon toutes les microsecondes. Donc pour couvrir une signature RF d'une durée de 20 ns, il faut 800 points, soit une durée de 0.8 ms. L'accroissement du temps nécessaire pour faire l'acquisition d'un signal est l'inconvénient principal du temps équivalent. Or, afin d'augmenter le rapport signal à bruit, une opération de moyenne sur 64 mesures est classiquement effectuée avec le banc de mesure temporel. Au final, la détection d'un tag sans puce peut se faire en $64 \times 0.8 = 51.2$ ms avec une méthode en temps équivalent, ce qui reste relativement rapide. Dans le cadre de différents projets de recherche couplés avec ce travail de thèse, nous avons cherché à détourner l'usage d'un radar impulsif ULB vendu dans le commerce et normalement destiné à réaliser des opérations de localisation à travers les murs ULB.

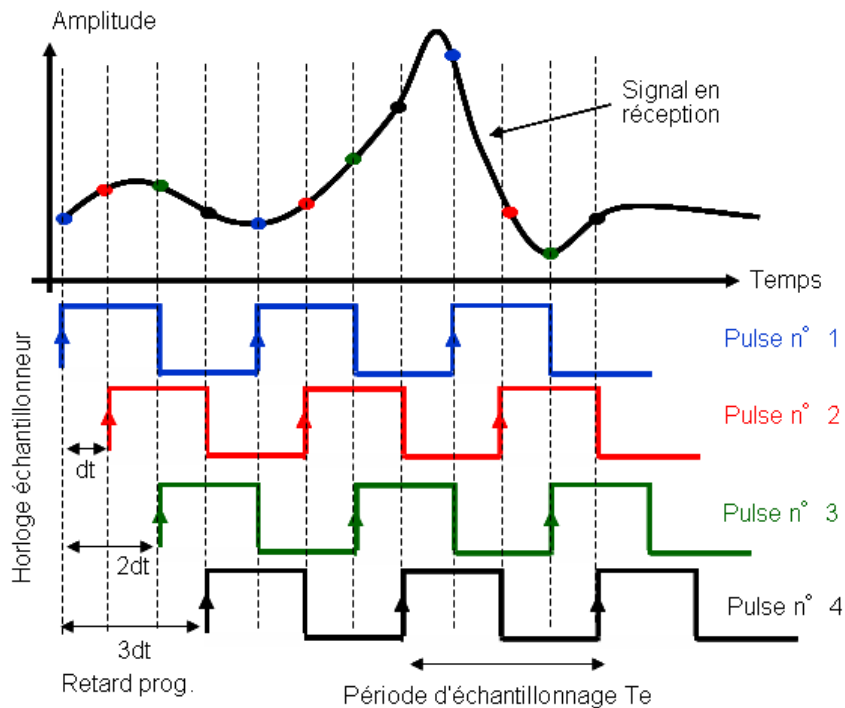


Fig. 5.27 Principe d'un échantillonnage en temps équivalent. Le signal de réception à acquérir est obtenu en 4 fois. Chaque acquisition prélève 3 points différents de la courbe.

5.2.4.2 Radar impulsif ULB modifié pour la détection de tag sans puce.

Des systèmes radar ULB pour la détection d'objets ou de personnes à travers les murs peuvent être trouvés dans le commerce. Ces systèmes possèdent l'avantage d'être bien meilleur marché (< 10 k€) que le banc de mesure temporel présenté plus haut. En revanche ils ne sont pas réellement dédiés pour notre application de détection de tag sans puce. Ce qui est recherché dans un système de localisation c'est avant tout le temps de vol aller retour du signal et non pas l'évolution de la forme de l'onde réfléchi par un objet. Cependant, certains produits, proposent la possibilité de visualiser la forme d'onde des signaux captés par l'antenne de réception. C'est le pré requis indispensable pour transformer un simple radar de localisation en lecteur de tags RFID sans puce. Le radar proposé par la société Novelda [5.23] est composé d'un front end RF réalisé en technologie CMOS monté sur une carte électronique comme le montre les Fig. 5.28 (a) et (b). Dans ce front-end RF, sont embarqués un générateur de pulses et un échantillonneur fonctionnant sur un principe de temps équivalent différent de celui expliqué précédemment. En effet, ce dernier est asynchrone [5.24] et le canal de retour possède une batterie de convertisseurs analogiques / numériques 1 bit. Sur la carte électronique un microcontrôleur permet de piloter le front-end RF et de faire le lien avec un PC sur lequel une application de localisation peut fonctionner. Nous avons remplacé cette application par un programme d'acquisition de données sous Matlab qui nous permet d'extraire et de traiter les signaux bruts enregistrés par le front-end RF. Nous avons ensuite remplacé les antennes de base livrées avec le radar pour connecter la partie émission / réception aux antennes cornets utilisées lors des mesures précédentes comme le montre la Fig. 5.28 (b). Ce radar est spécifié pour fonctionner dans une bande de fréquence allant de 0.45 à 9.55 GHz et une fréquence d'échantillonnage en temps équivalent supérieur à 30 Ge/s.

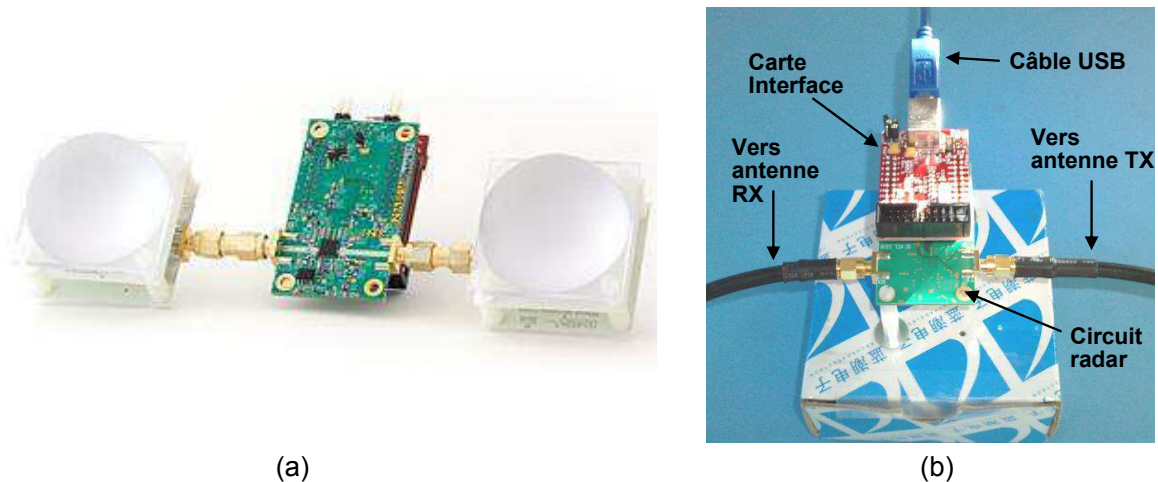


Fig. 5.28 (a) Vue du radar Novelda [5.23] avec ses deux antennes de base. (b) Radar connecté aux antennes cornets positionnées dans la chambre anéchoïque.

Pour vérifier ces caractéristiques nous avons enregistré le pulse d'émission 1) sur l'oscilloscope large bande (voir Fig. 5.29 (a)) et 2) sur le radar en rebouclant directement l'émetteur vers le récepteur. La réponse fréquentielle de ce pulse est présentée Fig. 5.29 (b). La fréquence d'échantillonnage indiquée par le radar, une fois la séquence d'initialisation passée, indique une valeur de 36.04 Ge/s. D'après la réponse fréquentielle du pulse enregistré par le radar, on peut noter une bande passante à -3dB de 4.5 GHz comprise entre 1.5 et 6 GHz. Pour les fréquences 7 GHz et 8 GHz, la DSP normalisée vaut respectivement -10 dB et -20 dB, ce qui aura pour effet de limiter les portées de détection à ces fréquences. Le même pulse enregistré sur l'oscilloscope large bande montre une bande passante à -3 dB comprise entre 2.4 et 6.8 GHz.

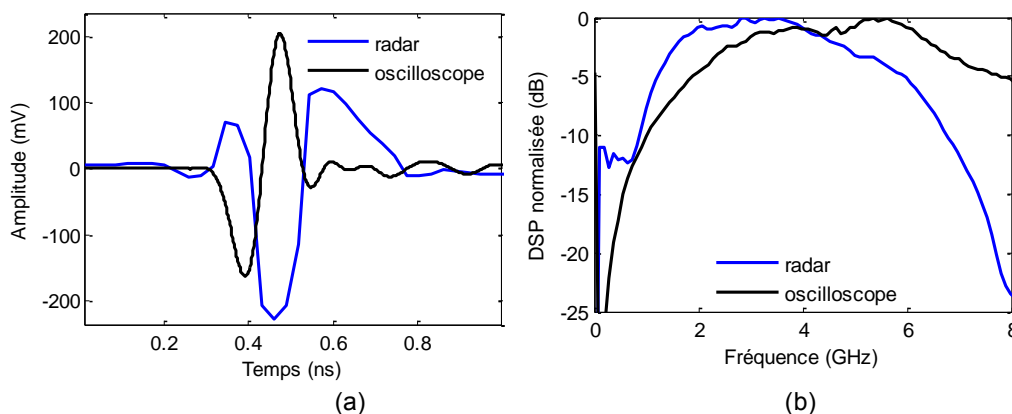


Fig. 5.29 (a) Allure du pulse à la sortie du radar enregistré par son propre récepteur et par l'oscilloscope large bande. (b) Densité spectrale de puissance normalisée des deux signaux.

L'étage de réception interne du radar composé notamment d'un amplificateur favorise donc les fréquences plus basses, cependant il semble tout de même envisageable de détecter des tags dont la bande passante est comprise entre 3 et 7 GHz. Pour réaliser des mesures en espace libre comme celles présentées précédemment, nous avons ajouté un amplificateur faible bruit entre l'antenne de réception et le radar. Une opération de moyenne sur 100 mesures est nécessaire pour augmenter le rapport signal à bruit du radar. La procédure de

calibration temporelle utilisée avec le banc de mesure temporel est reprise telle qu'elle. Les résultats obtenus pour les tags dépolarisants à base de double L inversés sont présentés Fig. 5.30 (a) et (b).

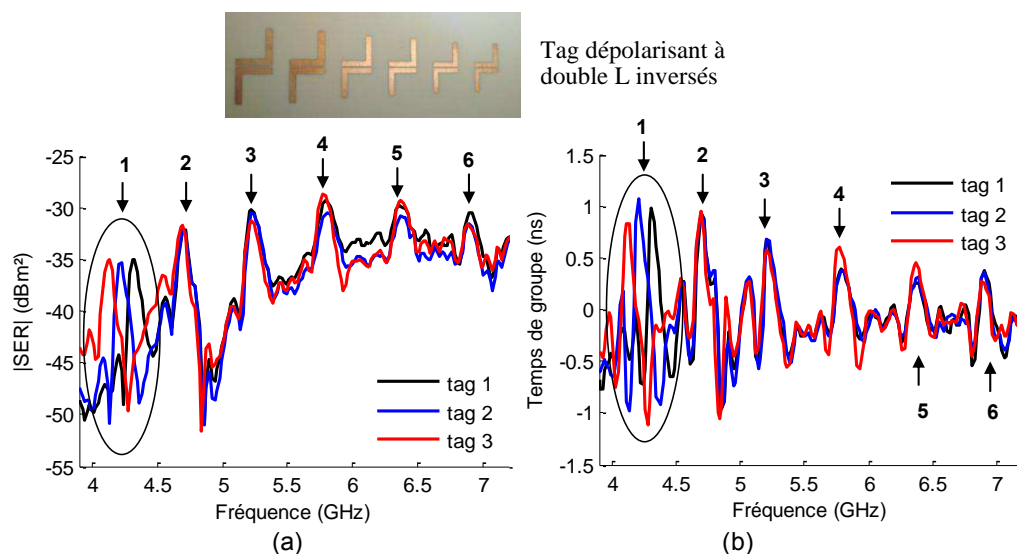


Fig. 5.30 (a) SER mesurée des tags dépolarisants à double L inversés avec le radar Novelda. (b) Même chose pour le Temps de groupe.

Les Fig. 5.31 (a) et (b) présentent les résultats de mesure obtenus pour les tags dépolarisants à base de dipôles en court-circuit. Dans les deux cas, on note clairement la présence des modes résonants repérés sur les figures par les numéros de 1 à 6 pour les tags à double L inversés et de 1 à 8 pour les tags à dipôle en court-circuit. Il est intéressant de remarquer que le temps de groupe obtenu dans les deux cas Fig. 5.30 (b) et Fig. 5.31 (b) traduit une redondance d'informations par rapport à la variation de l'amplitude. Ceci peut apporter une certaine robustesse à la détection. La plage fréquentielle utilisable démarre en dessous de 3 GHz jusqu'à plus de 7 GHz, ce qui est parfaitement adapté à la détection de ces tags. Conformément aux configurations de tags mesurés, seul le mode n°1 est modifié comme nous pouvons effectivement le vérifier sur ces courbes. Les autres modes ne sont pas modifiés, les courbes sont donc confondues comme attendu.

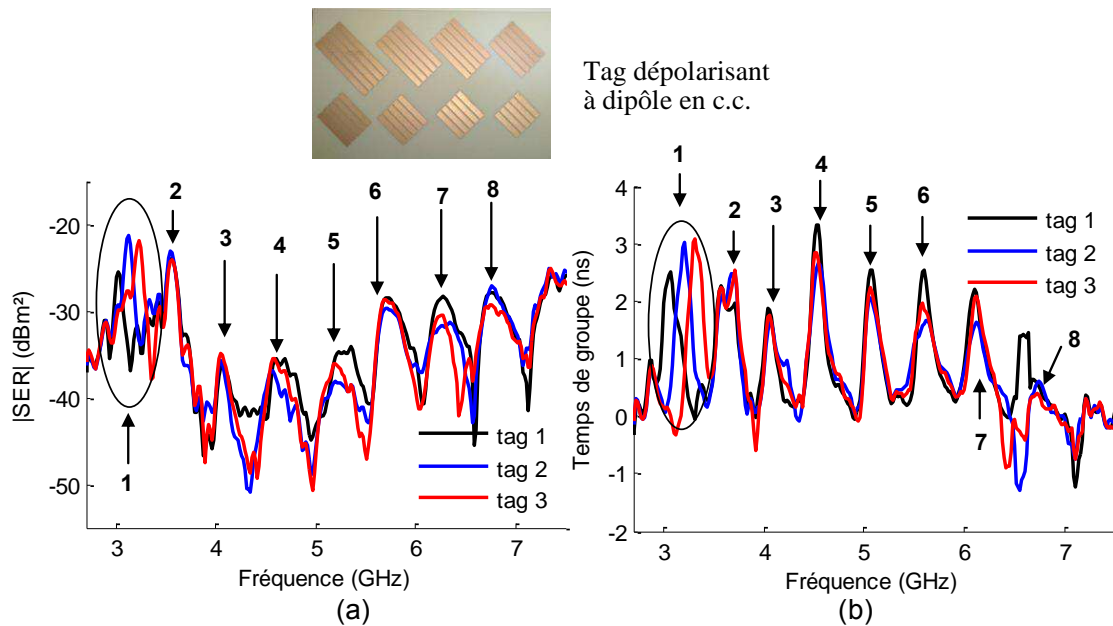


Fig. 5.31 (a) SER mesurée des tags dépolarisants à dipôle en court-circuit avec le radar Novelda. (b)Même chose pour le temps de groupe.

Afin de mieux se rendre compte des performances de ce radar, nous avons superposé les résultats de mesures obtenus avec le banc de mesure fréquentiel et le radar. Sur les Fig. 5.32 (a) et (b) nous pouvons comparer les mesures effectuées respectivement sur les tags dépolarisants en double L inversés 1 et 3. Nous observons que les pics de résonance sont positionnés aux bonnes fréquences et que l'allure générale obtenue avec le radar s'approche de celle obtenue en fréquence. On note une variation de pics un peu moins marquée avec le radar, mais dans tous les cas, les pics sont clairement reconnaissables.

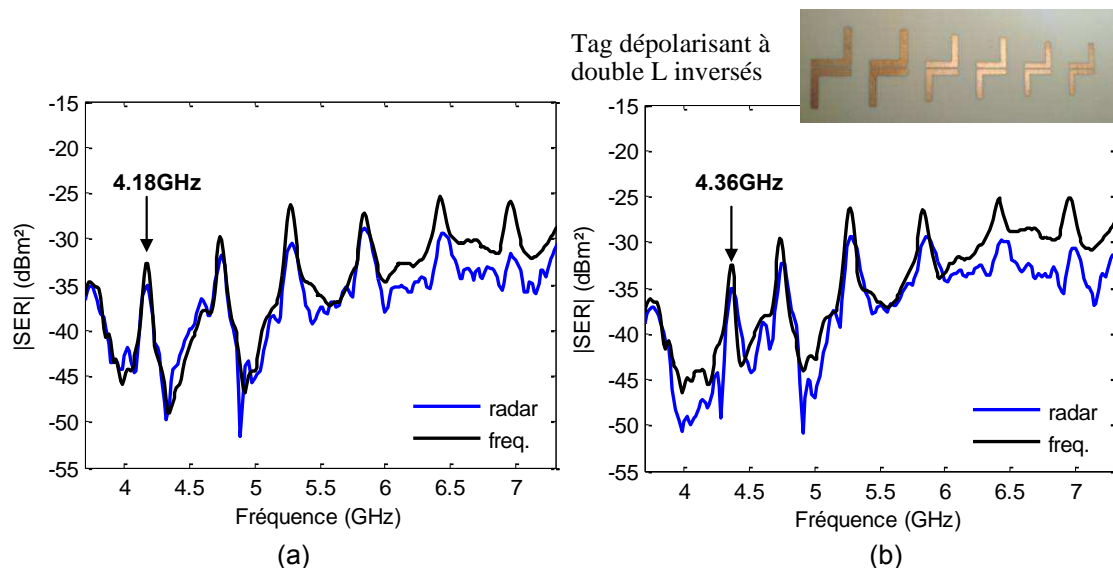


Fig. 5.32 (a) Comparaison des mesures du tag à double L inversés obtenues avec le banc fréquentiel et le radar : (a) pour le tag 1 (b) pour le tag 3.

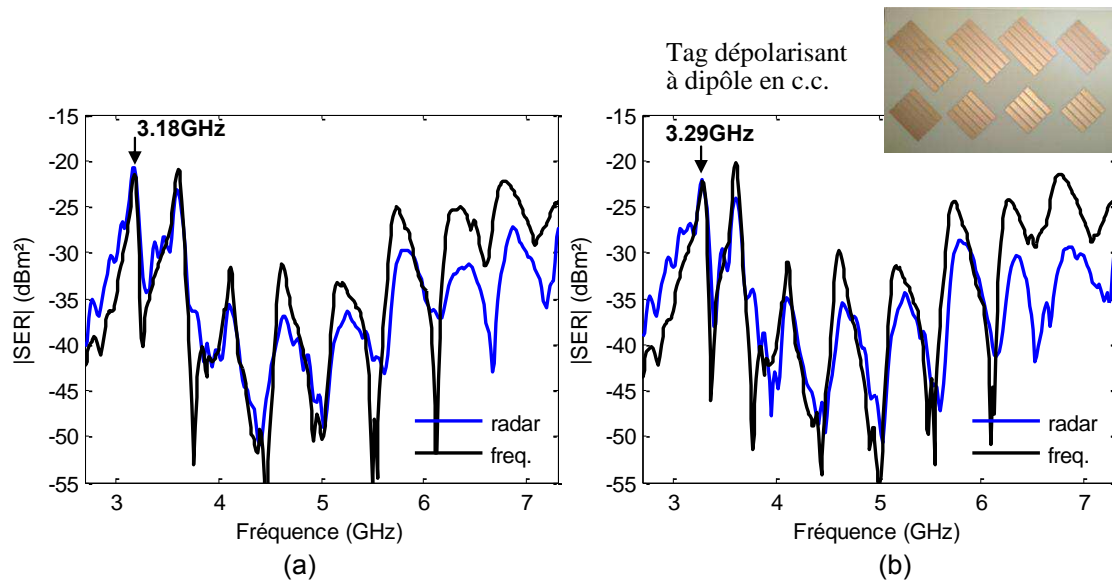


Fig. 5.33 (a) Comparaison des mesures du tag dépolarisant à dipôle en court-circuit obtenues avec le banc fréquentiel et le radar : (a) pour le tag 2, (b) pour le tag 3.

Nous avons obtenu également de très bons résultats avec les tags dépolarisants à dipôle en court-circuit dont les configurations 2 et 3 sont présentées respectivement Fig. 5.33 (a) et (b). Dans ce cas les pics situés aux plus hautes fréquences sont moins sélectifs que pour les tags en double L inversés. Cette baisse de sélectivité semble gommer les différences entre les mesures fréquentielles et le radar. Au final, nous conservons une allure quasi similaire entre les deux approches et ceci jusqu'à 7 GHz.

A travers la mise en œuvre d'un radar impulsionnel ULB normalement destiné pour des applications de localisation, nous avons montré qu'il est possible de détecter la signature électromagnétique de tags sans puce moyennant l'implémentation de procédures de calibration et de filtrage. De part la compacité du radar et son coût relativement réduit (environ 2 k€ avec l'ampli faible bruit), ces résultats constituent la preuve de concept d'un système RFID sans puce, performant, robuste et bon marché.

5.2.5 Mise en forme des signaux et décodage

Maintenant que nous sommes en mesure de pouvoir enregistrer la signature radar d'un tag sans puce en pratique avec des bancs de mesure fréquentiels et temporels et un radar, il faut être capable de relier cette signature à un identifiant particulier. Pour une application d'identification, on peut envisager d'enregistrer les réponses électromagnétiques de l'ensemble des tags et de les stocker dans une base de données. Cette base de données sera consultée ultérieurement à chaque nouvelle détection de tag pour vérifier si la signature électromagnétique est similaire à une entrée dans la base. Cependant ce système a des limites notamment lorsque le nombre de tags devient très important. En effet, le temps de comparaison est proportionnel au nombre d'entrées dans la base, ce qui peut conduire à des temps de lecture incompatibles pour une application donnée.

La deuxième solution possible s'avère plus performante pour une application d'identification de masse. Il s'agit dans ce cas de détecter la position fréquentielle de chaque mode résonant puisque nous utilisons un codage PPM fréquentiel. Nous pouvons ensuite

déduire le code associé (ou digit) à chaque mode en fonction de son écart fréquentiel par rapport à la fréquence minimum de sa plage de variation et de la résolution fréquentielle choisie comme le montre les équations (4.3) à (4.5) introduites dans le chapitre 4. La détection d'un mode résonant nécessite de détecter un pic dans le spectre. En pratique nous avons observé qu'il semble plus robuste de détecter une séquence creux / pic / creux pour être sûr que le pic de résonance corresponde bien à un mode résonant. Cela permet de trier les pics valides en fonction de leurs amplitudes par rapport aux creux voisins. Le code Matlab que nous avons utilisé pour cette tâche est fourni en Annexe II. En ce qui concerne le traitement des signaux, un fenêtrage temporel ainsi qu'un filtrage d'enveloppe sous la forme d'un filtre passe bas ou d'une moyenne glissante permet dans la plupart des cas de s'affranchir des variations d'amplitude trop rapides dans le spectre. Cela permet de limiter les détections erronées de modes résonants lors de la phase de décodage.

5.2.6 Mesures en environnement réel

Pour terminer ce chapitre, et afin de traiter de manière exhaustive l'ensemble des problématiques pratiques dont il faut tenir compte pour développer un système de détection de tags RFID sans puce, nous présentons ici les mesures de quelques tags dans un environnement réel. Contrairement à un milieu anéchoïque, en environnement réel les effets listés ci-dessous vont intervenir et le plus souvent de manière à dégrader la mesure :

- La réflexion des objets environnants qui peuvent masquer la réponse du tag
- Les multi trajets
- Les communications sans fil dans les bandes UHF (900 MHz, 2.45 GHz) et SHF (5.8 GHz), notamment avec le réseau GSM, et le réseau Wifi omniprésent dans les bâtiments.

Nous considérons ici, que les objets environnants ne sont pas mobiles. Ainsi la « cartographie » des réflexions/multi trajets ne varient pas dans le temps. De la même manière qu'en chambre anéchoïque, une mesure au préalable de l'environnement sans tag, permettra d'avoir l'information globale sur cette cartographie. Les multi trajets sont liés aux réflexions de la réponse du tag sur les objets alentours, et vont s'additionner au premier écho reçu par le système de détection. D'un point de vue pratique leur effet aura tendance à discrétiser la réponse fréquentielle du tag, donc à dégrader son allure. Pour atténuer cet effet, un fenêtrage temporel peut être utilisé pour ne garder que le premier écho reçu. Enfin, les communications sans fils, omniprésentes dans notre entourage, peuvent interférer avec certaines fréquences du tag, notamment à 2.45 GHz et à 5.8 GHz. Ces communications varient en fonction du temps et sont donc décalées de la réponse du tag qui est la même quelque soit le temps d'interrogation. En appliquant une technique de moyennage sur plusieurs mesures, de la même manière que pour le bruit blanc, l'effet de ces communications sans fil sera donc atténué.

Nous avons utilisé le banc de mesure fréquentiel, introduit précédemment, pour mesurer les tags dépolarisants décrits dans le chapitre 4, et dont les mesures en environnement anéchoïque sont présentées Fig. 5.31 et Fig. 5.32. Des photos de l'environnement de mesure pour le tag seul, et pour le tag positionné sur un carton sont présentées respectivement Fig. 5.34 (a) et Fig. 5.35 (b). La salle utilisée pour la mesure contient des tables, des chaises et de nombreux éléments métalliques. L'antenne utilisée est une SATIMO QH 2000 (Open

boundary wideband Quad Ridge antenna) à double polarisation qui fonctionne dans la bande 2 à 32 GHz. Son gain varie entre 6 et 11 dBi entre 2 et 10 GHz. Nous utilisons donc une configuration radar mono-statique car la source et le récepteur sont situés au même endroit. Le port 1 du VNA est connecté sur le port de l'antenne permettant de l'exciter en polarisation verticale (connecteur du dessous), tandis que le port 2, est connecté sur le port de l'antenne permettant de recevoir la polarisation horizontale (connecteur sur le côté). Le paramètre S21 au niveau du VNA permet d'obtenir la réponse du tag en polarisation croisée V-H (Verticale – Horizontal), tandis que le paramètre S11, permet de mesurer la réponse en co-polarisation VV (Verticale-Verticale).



Fig. 5.34 (a) Photo du tag dépolarisant à dipôle en court-circuit à 10 cm de l'antenne de mesure (b) Photo du tag à double C positionné sur un carton rempli de feuilles de papier. Dans les deux cas, l'antenne utilisée est à double polarisation. Sa fréquence de fonctionnement est comprise entre 2 et 32 GHz.

Comme nous pouvons le voir sur la Fig. 5.34 (b), l'antenne est orientée vers un mur en plâtre de faible épaisseur qui sépare la pièce de mesure d'un autre bureau. Les premières mesures ont été effectuées sur des tags positionnés sur un support plastique, dont l'influence sur la réponse électromagnétique est très faible. Les résultats obtenus pour les tags dépolarisants sont présentés Fig. 5.35 (a) et (b) pour une séparation de 10 cm avec l'antenne de lecture, et une puissance à l'émission de 0 dBm. Ces courbes ont été obtenues en faisant la soustraction de la mesure du tag avec la mesure à vide (sans tag). Nous montrons ainsi qu'une procédure de calibrage en utilisant un objet de référence comme décrite précédemment n'est pas nécessaire pour retrouver l'identifiant du tag. La condition nécessaire pour se passer de la mesure d'un objet de référence, est que l'étage de réception du système de détection ne modifie pas de manière trop importante l'allure du signal réfléchi. En revanche lorsqu'on souhaite détecter de très faibles variations d'amplitude ou de phase sur le signal réfléchi, la procédure de calibration décrite dans le paragraphe 5.2.1.1 est obligatoire. Un moyennage sur 10 mesures a été mis en oeuvre afin d'augmenter le rapport signal à bruit en réception, chose qui n'est pas nécessaire en environnement anéchoïque. Les courbes présentées Fig. 5.35 (a) et (b) représentent respectivement la réponse des tags dépolarisants à dipôles en court-circuit et celle des tags à double L inversés pour 3 configurations différentes à chaque fois. Les pics peuvent être aisément distingués, et les différences de fréquence de résonance liées aux variations des paramètres de chaque tag peuvent être détectées sans erreur. Dans ce cas, nous ne notons aucune dégradation par rapport à un environnement anéchoïque.

Si nous nous intéressons aux tags en double C, qui ne répondent que dans la co-polarisation de l'onde incidente, de bons résultats peuvent être également obtenus comme le montre la Fig. 5.36 (a). Il faut toutefois noter que la réponse est extraite via la soustraction du paramètre S11 mesuré en présence du tag et sans tag. Les signaux que l'on cherche à mesurer ici sont bien en dessous du niveau de réflexion lié à la simple désadaptation de l'antenne comme le montre la Fig. 5.36 (b), nous obtenons toutefois des mesures très correctes.

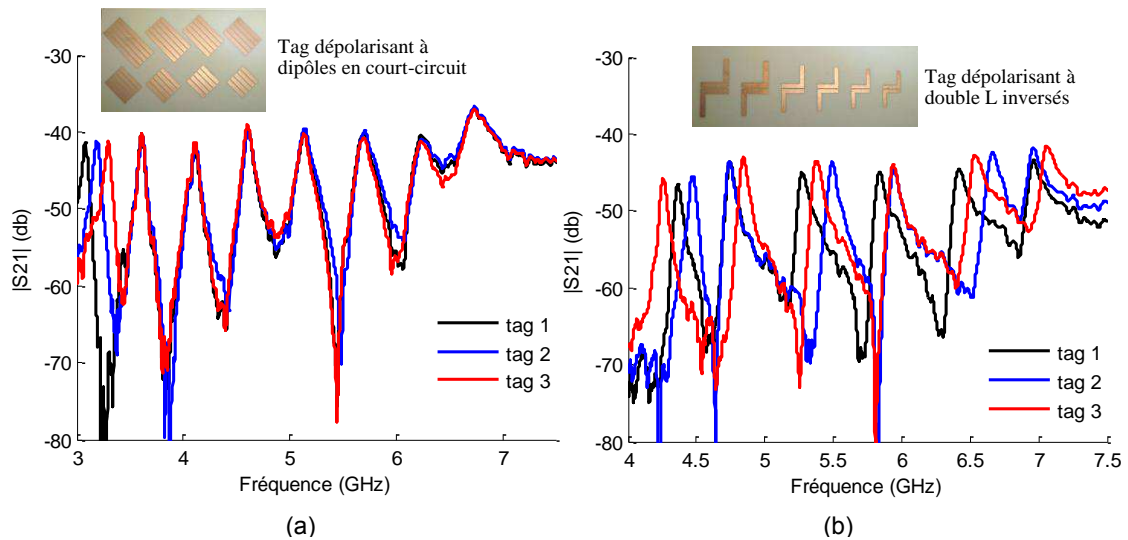


Fig. 5.35 Mesures en polarisation croisée de tags dépolarisants : (a) à dipôle en court-circuits, (b) à double L inversés. Les tags sont positionnés sur un support plastique comme présenté Fig. 5.34 (a), la réponse du support reste faible. Les résultats présentés ont été obtenus simplement en soustrayant la mesure des tags avec celle de l'environnement à vide. Les dimensions des tags sont données dans le chapitre 4.

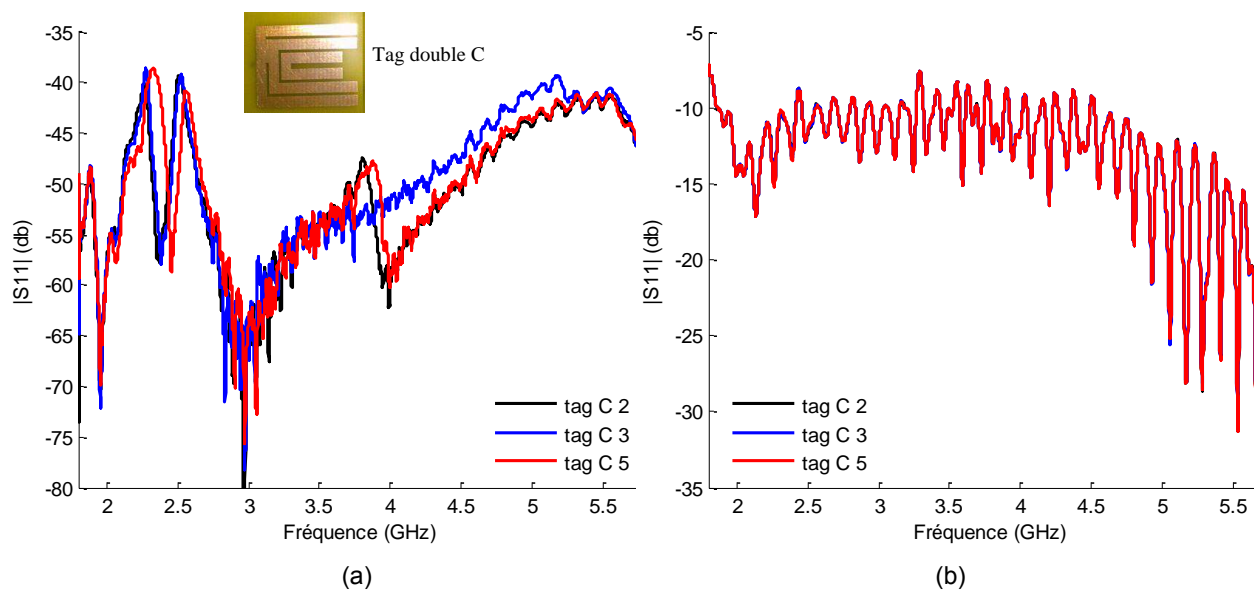


Fig. 5.36 (a) Mesures de tags à double C positionnés sur un support plastique (voir Fig. 5.34 (a)) en co-polarisation. Les courbes présentées sont la mesure des différents tags qui a été soustraite de la mesure de l'environnement à vide. Les dimensions des tags sont données

dans le chapitre 4. (b) Mesure directe du tag sans soustraction avec celle de l'environnement à vide. Elle montre essentiellement le niveau de réflexion de l'antenne sur son port d'excitation en polarisation verticale.

Pour être plus proche d'une application pratique, nous avons également réalisé des mesures de tags positionnés cette fois-ci sur un carton rempli de feuilles de papier, comme le montre la Fig. 5.34 (b). Nous cherchons donc ici à identifier un objet de grande taille par rapport au tag. Les Fig. 5.37 (a) et (b) montrent l'influence de la distance de lecture sur la réponse du tag dépolarisant à dipôle en courts-circuits.

Dans le cas idéal, le carton à identifier a une géométrie connue, et il est positionné toujours au même endroit, à une distance également connue. Nous pouvons donc mesurer la réponse de l'environnement contenant le carton et la soustraire à la réponse du tag, ce qui donne les courbes de la figure 5.37 (a). Nous pouvons observer que quelque soit la distance du tag, les pics de résonance sont dans tous les cas distinguables sans erreur possible d'interprétation.

Dans un second cas, nous chercherons à couvrir la configuration la plus généraliste qui soit, à savoir : le carton à identifier a des dimensions variables et son positionnement peut également varier. Nous ne connaissons donc pas sa réponse à l'avance. Nous pouvons donc au mieux simplement soustraire la réponse de l'environnement à vide, c'est-à-dire sans carton, à la réponse du tag positionné sur le carton. Ces résultats sont présentés sur la Fig. 5.37 (b). Et là encore les résultats obtenus sont très satisfaisants car nous pouvons extraire tous les pics de résonance jusqu'à 20 cm de distance de lecture. La mesure à vide ne comportant pas le carton, une seule et unique mesure de ce type a été effectuée. Ajouté aux trois mesures du tag sur le carton pour trois distances différentes, nous comptabilisons au total 4 mesures.

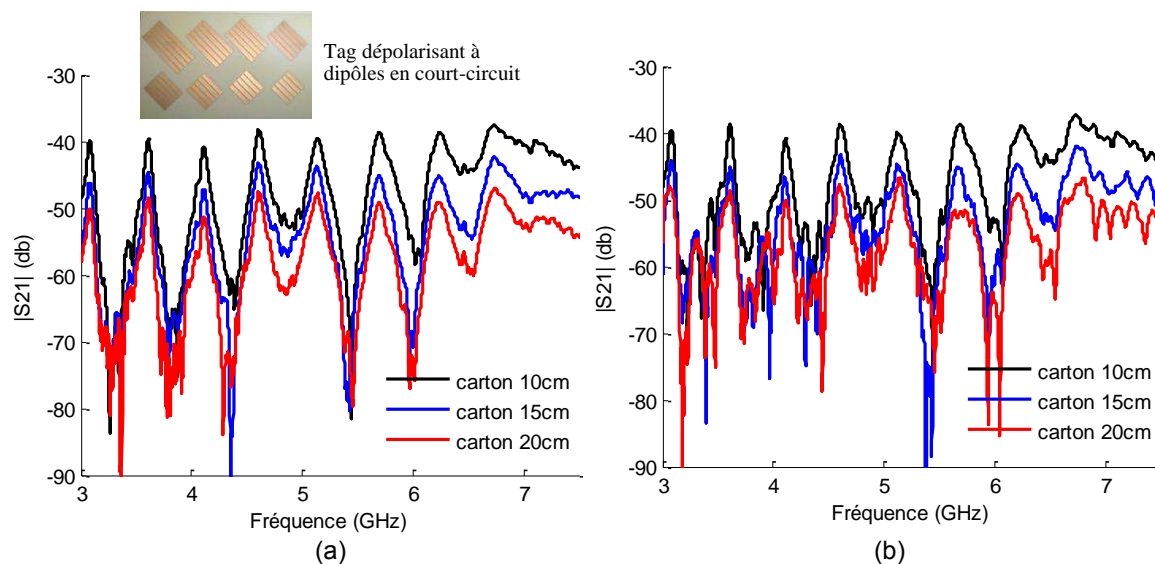


Fig. 5.37 Mesures en polarisation croisée du tag dépolarisant à dipôle en court-circuit n°1 positionné sur un carton rempli de feuilles de papier (Fig. 5.34(b)). (a) Mesures du tag soustraites de la réponse du carton. Les mesures ont été réalisées aux distances 10 cm, 15 cm et 20 cm. (b) Mesures du tag soustraites de la réponse de l'environnement à vide, sans carton pour différentes distances. Les dimensions du tag sont données dans le chapitre 4.

Les résultats présentés sur la Figure 5.37 (b) montrent la robustesse de lecture lorsque des tags dépolarisants sont utilisés. En effet, la réponse du tag est générée à la fois dans la polarisation verticale et horizontale, tandis que l'excitation du tag est réalisée dans la polarisation verticale. Un objet usuel comme un carton ne dépolarise pas, il a donc tendance à réfléchir l'onde uniquement en co-polarisation, c'est-à-dire en polarisation verticale. Il est donc « transparent » d'un point de vue de la polarisation croisée, horizontale dans ce cas et ne va pas interférer avec la réponse du tag dans cette polarisation. C'est très exactement ce qu'on observe si l'on compare les Fig. 37 (a) et (b), où très peu de différences sont notables.

Les Fig. 5.38 (a) et Fig. 5.38 (b) qui présentent respectivement la réponse du carton rempli de feuilles en polarisation croisée et en co-polarisation confirment ce comportement. On note un niveau de réponse quasi constant de -55 dB en polarisation croisée, proche du niveau d'isolation de l'antenne, tandis qu'un niveau de réponse variable et proche de -25 dB peut être mesuré en co-polarisation. Ceci donne un écart de 30 dB entre les deux polarisations.

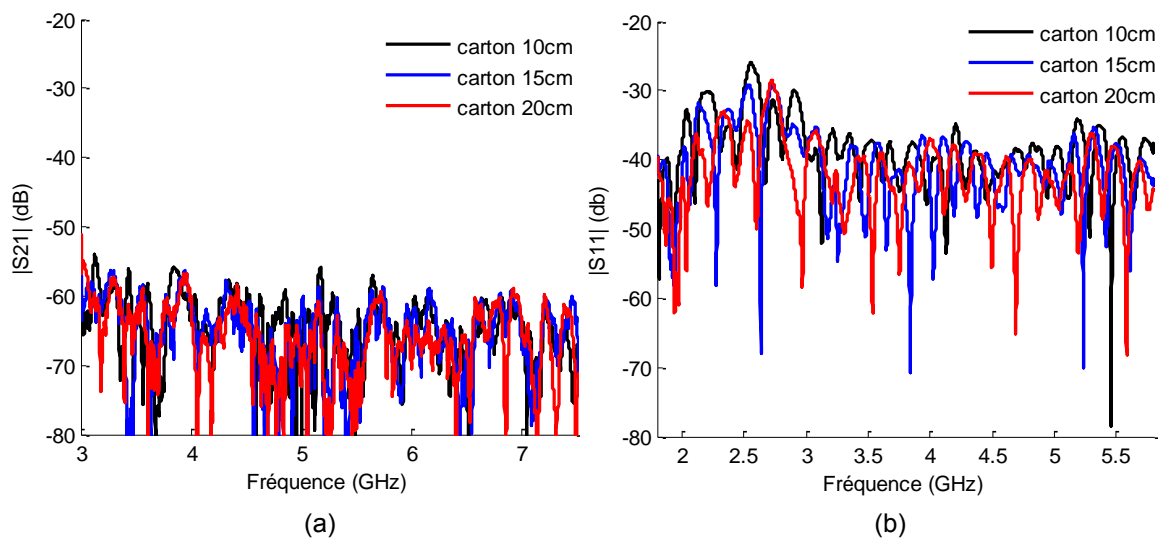


Fig. 5.38 Mesures de la réponse du carton aux distances 10, 15 et 20 cm soustraites de la réponse de l'environnement à vide (sans carton) : (a) en polarisation croisée (b) en co-polarisation.

Du fait de la réponse importante et variable du carton dans la co-polarisation, un tag tel que le double C ne pourra être utilisé que dans le cas idéal ; c'est à dire où le carton possède une géométrie et un positionnement connu précisément. C'est à cette seule condition qu'il est possible de caractériser sa réponse électromagnétique. Ainsi la Fig. 5.39 (a) montre les résultats de mesure du tag double C n°2 en co-polarisation à plusieurs distances. La réponse du tag a été enregistrée pour chaque distance afin de pouvoir la soustraire de la réponse de l'ensemble tag plus carton (elle aussi obtenue pour chaque distance, soit 6 mesures au total). Les courbes obtenues sont plus bruitées que celles relatives aux tags dépolarisants, mais les pics de résonance peuvent encore être distingués. Quand au second scénario de mesure où la réponse du carton n'est pas connue à l'avance (c'est-à-dire ici non mesurée séparément), les choses sont bien différentes. La Fig. 5.39 (b) présentent les résultats de mesure lorsque la mesure de l'environnement à vide, sans carton, est soustraite de la réponse de l'ensemble tag plus carton pour chacune des trois distances (4 mesures au total). Dans ce cas, nous pouvons voir qu'il est impossible de distinguer l'identifiant du tag.

Ces mesures réalisées en environnement réel, apporte la preuve qu'il est tout à fait envisageable d'identifier des tags sans puce en présence de sources de perturbation diverses, notamment celles que l'on rencontre classiquement dans les bâtiments. Nous montrons ici que l'a détection d'un tag sur un objet tel qu'un carton rempli de feuilles de papier est réalisable. De plus, à travers des mesures effectuées en faisant varier la distance de lecture entre l'antenne et le tag positionné sur le carton, nous avons montré qu'un tag dépolarisant apporte une robustesse de détection bien supérieure. Elle s'avère même être discriminante en pratique dans la mesure où elle permet de s'affranchir d'un grand nombre de mesures qui ne pourraient pas être mises en œuvre dans un contexte opérationnel. En effet, dit autrement, ce principe permet le décodage de l'identifiant du tag sans connaître à l'avance la géométrie du carton. De plus une variation de positionnement de l'ordre de 20 cm n'altère en rien les pics de résonances. Nous l'avons vu précédemment, les résultats de mesures obtenus avec le banc de mesure temporel et le radar Novelda sont très proches des mesures obtenues en fréquentiel. Nous pouvons donc conclure sur le fait qu'il est tout a fait envisageable d'obtenir des résultats très similaires en environnement réel avec des systèmes de détection en radio impulsionnelle.

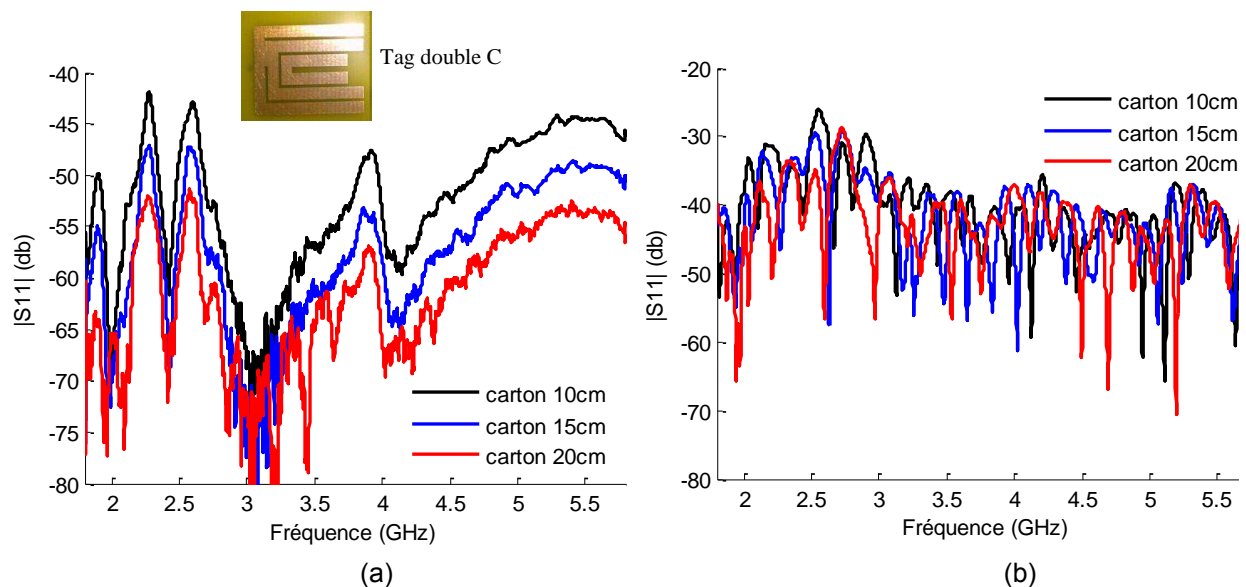


Fig. 5.39 Mesures en co-polarisation du tag à double C n°2 positionné sur un carton rempli de feuilles de papier (Fig. 5.34(b)). (a) Mesures du tag soustraites de la réponse du carton mesurée respectivement aux distances 10, 15 et 20 cm. (b) Mesures du tag soustraites de la réponse de l'environnement à vide, sans carton (une seule mesure pour les 3 distances). Les dimensions du tag sont données dans le chapitre 4.

5.3 Conclusion

Nous avons traité dans ce chapitre un des aspects fondamentaux du développement de la technologie RFID sans puce, à savoir, la réalisation et la mesure des tags. Nous avons vu que l'intérêt majeur des tags RFID sans puce vient du fait qu'ils peuvent être fabriqués à l'aide de procédés d'impression de masse tel que la flexographie ou pour de plus petites quantités avec des procédés d'impression jet d'encre conductrice. Les substrats qui peuvent être utilisés sont du papier ou des substrats plastiques flexibles, ce qui permet d'atteindre des coûts unitaires de fabrication inférieur au centime d'€ à comparer aux 10 à 30 centimes minimum des tags RFID passifs classiques. Du fait que cette technologie est relativement récente et qu'elle est basée sur un principe de codage bien différent des schémas de

modulation classiques, il n'existe aujourd'hui pas de lecteurs « sur table ». En revanche, nous avons démontré qu'avec un banc de mesure radar bi-statique fréquentiel ou temporel, nous sommes capables d'extraire la signature électromagnétique d'un tag sans puce moyennant une procédure de calibration à 3 mesures. Afin de satisfaire les normes ULB qui définissent des masques d'émission très restrictifs pour les systèmes communicants très larges bandes, nous nous sommes orientés vers la conception d'un système de détection radar impulsionnel. En effet, avec des signaux possédant des rapports cycliques faibles, nous sommes capables de concentrer une énergie relativement élevée sur un temps très court, de manière à respecter les masques d'émission qui concernent des puissances rayonnées moyennes. Nous avons donc montré qu'avec un radar impulsionnel acheté dans le commerce et normalement dédié à des applications de localisation, il est possible d'extraire des signatures électromagnétiques de tags sans puce relativement proches des résultats obtenus avec le banc de mesure fréquentiel. Des mesures effectuées en dehors d'une chambre anéchoïque, dans un environnement réel, ont montré qu'il était tout à fait possible de détecter l'identifiant d'un tag positionné sur un carton rempli de feuilles de papier, moyennant un temps de mesure plus important pour améliorer le rapport signal à bruit. Les tags dépolarisants ont montré un potentiel encore inégalé pour l'instant dans la mesure où ils nous ont permis de détecter la signature d'un tag positionné sur un carton sans en connaître la réponse électromagnétique. Ceci permet entre autre de détecter les tags sur des cartons de géométrie variable dont la position face à l'antenne peut varier dans une plage de l'ordre de 20 cm. Ce résultat est remarquable dans la mesure où en relâchant considérablement les contraintes de lecture, cette technologie devient compatible avec la plus part des besoins que l'on trouve dans les secteurs de l'identification. Au final, nous disposons de tags papier réalisés par procédé d'impression d'encre conductrice, disposant d'une capacité de codage de l'ordre de 16 bits et pouvant être lus par un radar impulsionnel du commerce respectant les normes ULB, le tout dans un environnement réel. Ces travaux montrent ainsi le potentiel de la technologie RFID sans puce, qui devrait tenir une place de rang dans le monde de l'identification dans les années à venir.

Bibliographie

- [5.1] PRERADOVIC S & KARMAKAR N. Design of fully printable planar chipless rfid transponder with 35-bit data capacity. *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European, 2009*, p.13-16.
- [5.2] RESEAU LASER. <http://laser.agmat.asso.fr>.
- [5.3] MOORHOUSE C, VILLARREAL F, BAKER H & HALL D. Laser drilling of copper foils for electronics applications. *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, 2007 , 30, p.254-263.
- [5.4] HUANG L, HUANG Y, LIANG J, WAN X & CHEN Y. Graphene-based conducting inks for direct inkjet printing of flexible conductive patterns and their applications in electric circuits and chemical sensors. *Nano Research*, 2011 , vol. 4, n°7, p.675-684.
- [5.5] DENNEULIN A, BRAS J, BLAYO A, KHELIFI B, ROUSSEL-DHERBEY F & NEUMAN C. The influence of carbon nanotubes in inkjet printing of conductive polymer suspensions. *Nanotechnology*, 2009 , vol. 20, p.385701.
- [5.6] DEARDEN AL, SMITH PJ, SHIN D, REIS N, DERBY B & O'BRIEN P. A low curing temperature silver ink for use in ink-jet printing and subsequent production of conductive tracks. *Macromolecular Rapid Communications*, 2005 , 26, p.315-318.
- [5.7] KONSTAS Z, RIDA A, VYAS R, KATSIBAS K, UZUNOGLU N & TENTZERIS M. A novel green inkjet-printed z-shaped monopole antenna for rfid applications. *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 2009, p.2340-2343.
- [5.8] DIMATIX MATERIALS. http://www.fujifilmusa.com/products/industrial_inkjet_printheads_deposition-products_index.html.
- [5.9] INKJETFLEX. www.inkjetflex.com.
- [5.10] ZHENG L, RODRIGUEZ S, ZHANG L, SHAO B & ZHENG L. Design and implementation of a fully reconfigurable chipless rfid tag using inkjet printing technology. *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, 2008, p.1524-1527.
- [5.11] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Chipless rfid tag using hybrid coding technique. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2011 , vol. 59, n° 12, p.3356-3364.
- [5.12] MENG B, BOOSKE J & COOPER R. Extended cavity perturbation technique to determine the complex permittivity of dielectric materials. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 1995 , vol. 43, p.2633-2636.
- [5.13] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Novel compact rfid chipless tag. *PIERS Proceedings, Marrakesh, Morocco*, 2011, p.1062-1066.

- [5.14] VENA A, SINGH T, TEDJINI S & PERRET E. Metallic letter identification based on radar approach. *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, 2011, p.1-4.
- [5.15] DEEPU V, VENA A, PERRET E & TEDJINI S. New rf identification technology for secure applications. *RFID-Technology and Applications (RFID-TA), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, p.159-163.
- [5.16] CHEBILA F. Lecteur radar pour capteurs passifs à transduction radio fréquence. INP Toulouse. 2011.
- [5.17] BALANIS C. *Antenna theory: analysis and design*. Wiley. 2005.
- [5.18] WIESBECK W & KAHNY D. Single reference, three target calibration and error correction for monostatic, polarimetric free space measurements. *Proceedings of the IEEE*, 1991 , vol. 79, p.1551-1558.
- [5.19] JANG H, LIM W, OH K, MOON S & YU J. Design of low-cost chipless system using printable chipless tag with electromagnetic code. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2010 , vol. 20, p.640-642.
- [5.20] ETSI E. 302 065 v1.2.1, electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (erm); ultra wideband (uwb) technologies for communication purposes; harmonized en covering the essential requirements of article 3.2 of the rtte directive *European Standard Telecommunication Institute (ETSI)*, 2010
- [5.21] DUROC Y. Contribution au développement des modèles orientés système pour les antennes des communications ultra large bande. INPG Grenoble. 2007.
- [5.22] WWW.TEKTRONIX.COM. Making sense of effective bits in oscilloscope measurements. 2009.
- [5.23] NOVELDA. <http://www.novelda.no/>.
- [5.24] VU T, SUDALAIYANDI S, DOOGHABADI M, HJORTLAND H, NASS O, LANDE T & HAMRAN S. Continuous-time cmos quantizer for ultra-wideband applications. *Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, p.3757-3760.

Chapitre 6 : Les perspectives de la RFID sans puce

Ce chapitre est l'occasion de présenter quelques perspectives pour les développements futures de la RFID sans puce. Des axes de recherches récents sur la possibilité d'ajouter une fonctionnalité de capteur dans un tag sans puce sont d'ores et déjà explorés. Nous allons discuter des différents développements en cours et des expérimentations que nous avons menées pour détecter des variations de température et d'humidité.

En parallèle, un des points faibles de la RFID sans puce, est l'absence de possibilité pour reconfigurer les données contrairement à un tag RFID classique qui contient une zone mémoire accessible en lecture/écriture. Nous tentons d'apporter un début de réponse à cette problématique avec une étude portant sur des « switches » RF programmables, potentiellement simple à réaliser, qu'il serait possible d'intégrer aux tags.

Sommaire – Chapitre 6

6	Chapitre 6 : Les perspectives de la RFID sans puce	202
6.1	Fonctionnalisation de tags RFID sans puce pour la réalisation de capteurs.....	204
6.1.1	Les procédés permettant de rendre un élément passif sensible à son environnement	204
6.1.2	Etude des matériaux sensibles à l'environnement.....	206
6.1.3	Présentation d'un capteur d'humidité / température basé sur l'utilisation de nanofils de silicium.	206
6.2	Développement de tags RFID sans puce re-configurables.....	209
6.2.1	Principe de fonctionnement des commutateurs PCRAM et CBRAM.....	210
6.2.2	Fabrication d'une transition CBRAM	211
6.2.3	Caractérisation et méthode de programmation du switch RF.....	212
6.2.4	Caractérisation RF	216
6.2.5	Conception d'un switch RF optimisé pour les fréquences micro-ondes	217
6.3	Conclusion.....	221
	Bibliographie	222

6.1 Fonctionnalisation de tags RFID sans puce pour la réalisation de capteurs

Le développement rapide et à grande échelle des systèmes sans fils a engendré de nouvelles attentes sur les technologies RFID. L'avantage fondamental de la RFID passive UHF réside dans l'auto-alimentation des tags et la communication sans fil qui permet l'échange d'informations de manière rapide et efficace. Les applications de la RFID sont devenues nombreuses et englobent plusieurs domaines comme l'identification, la traçabilité, et la surveillance. Equipés de capteurs, les tags RFID sont destinés à devenir plus autonomes et intelligents [6.1][6.2]. Des capteurs très bas coût peuvent même être réalisés en se basant sur la technologie sans puce [6.3][6.4][6.5][6.6]. Les solutions développées vont du capteur de gaz d'ammoniac et d'oxydes d'azote jusqu'aux capteurs de température. Dans l'étude qui suit nous présentons dans un premier temps les différents concepts de capteurs RFID sans puce. Des matériaux sensibles à des paramètres environnementaux tels que les matériaux nano structurés seront présentés. Nous poursuivrons en présentant les premiers résultats obtenus concernant la conception d'un capteur RFID sans puce capable de détecter la température et l'humidité à l'aide de nano fils de silicium [6.7][6.8].

6.1.1 Les procédés permettant de rendre un élément passif sensible à son environnement

En RFID classique, pour détecter la variation d'un paramètre physique, des capteurs se présentant sous la forme de composants localisés sont utilisés [6.2][6.9] et permettent de donner une information en tension proportionnelle à la concentration d'un gaz ou de la température. Ce signal analogique doit être ensuite convertit en signal numérique par un convertisseur analogique / numérique embarqué dans le microcontrôleur du tag RFID et stocké en mémoire comme nous pouvons le voir Fig. 6.1 (a). D'autres techniques bien plus simples sont basées sur l'évolution du niveau de signal réfléchi directement par le tag RFID. Dans ce cas, l'antenne ou son circuit d'adaptation sont rendus sensibles à des paramètres environnementaux (voir Fig. 6.1 (b)) comme l'humidité [6.10] ou encore à des stress mécaniques qui permettent de détecter une déformation [6.11].

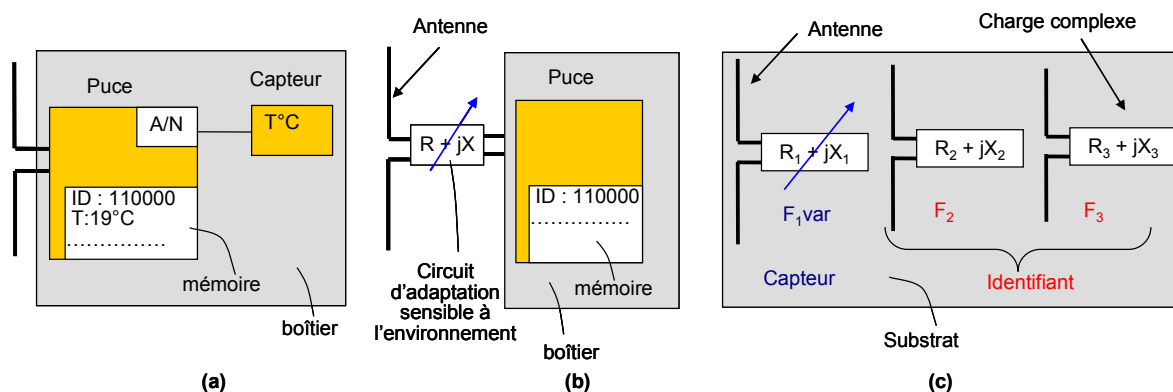


Fig. 6.1 Architecture de capteurs RFID : (a) classique ; (b) intermédiaire, comprenant un tag classique avec un circuit d'adaptation sensible à l'environnement ; (c) sans puce basé sur l'association de résonateurs multiples dont un seul assure la fonction capteur.

Dans un tag RFID sans puce, pour détecter la variation d'un paramètre physique, il faut rendre un des résonateurs sensible à l'environnement. Cela consiste à utiliser des

matériaux dont les paramètres physiques tels que la conductivité, la permittivité et la perméabilité sont sensibles à l'environnement. Ainsi, une variation d'un paramètre physique modifie sa réponse électromagnétique en fréquence, en amplitude ou en phase. En règle générale, une variation de la conductivité entraîne une modification du niveau de réponse d'un résonateur du tag alors qu'un changement de la perméabilité ou de la permittivité va se traduire par un décalage de sa fréquence de résonance. Un tag RFID sans puce peut être modélisé par une série d'antennes (ou résonateurs) chargées avec des impédances complexes comme nous pouvons le voir Fig. 6.1 (c). La fonction capteur est assurée lorsque l'impédance de charge de l'une des antennes est sensible à l'environnement alors que les autres valeurs d'impédances ne doivent pas l'être de manière à garder la fonction identification. Dans la Fig. 6.2 (a) est illustrée la réponse spectrale d'un capteur RFID sans puce dont le résonateur de fréquence 3 GHz est sensible aux variations de la résistivité du matériau qui l'entoure.

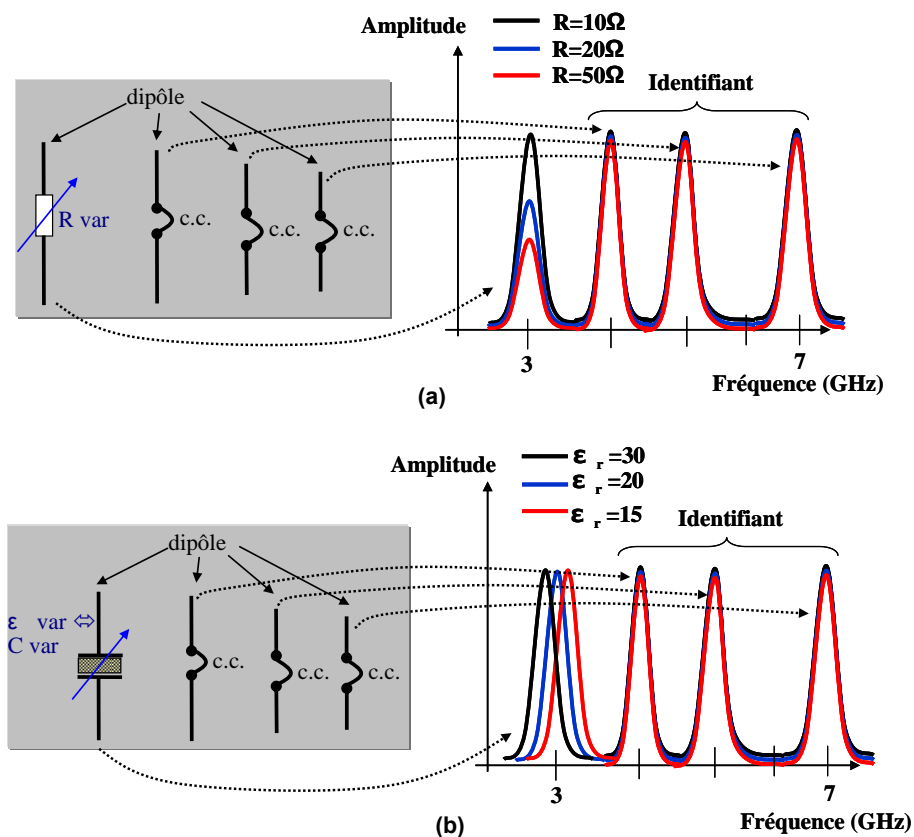


Fig. 6.2 Illustration du principe de fonctionnement d'un tag sans puce comportant une fonction capteur. On peut voir la signature spectrale d'un tag sans puce capable de détecter la variation d'un paramètre physique environnant : (a) détection basée sur une variation de résistance, (b) détection basée sur une variation de permittivité relative.

Les résonateurs codant l'identifiant sont dans ce cas des dipôles en courts-circuits de longueurs différentes, tandis que le capteur est composé d'un dipôle connecté à une résistance variable. Cela se traduit par une modification de l'amplitude du signal rétro diffusé. Au contraire, lorsque seule la partie imaginaire de l'impédance complexe du résonateur est modifiée, des variations de fréquence de résonance sont visibles comme le montre la Fig. 6.2 (b). Dans ce cas le capteur est composé d'un dipôle connecté à une capacité contenant un matériau sensible dont la permittivité va varier en fonction de la grandeur à mesurer.

6.1.2 Etude des matériaux sensibles à l'environnement

Aujourd'hui avec le développement des nano-structures, des capteurs sans fil basés sur ce principe ont été réalisés [6.3]. Associant des propriétés électriques, mécaniques, électromagnétiques et thermiques exceptionnelles, ces nano-structures assurent des fonctions de capteurs très sensibles qui permettent d'identifier des paramètres physiques de leur environnement [6.12][6.13]. Les nanotechnologies permettent d'augmenter de manière drastique la sensibilité d'un élément chimique d'un ratio pouvant aller jusqu'à 10^{18} [6.14]. La détection d'une seule molécule est même envisageable avec les nano-matériaux.

Dans la communauté scientifique, de récents travaux ont démontré l'efficacité des nanotubes de carbone pour détecter des oxydes d'azote [6.14], de la fumée ou de l'oxygène à partir de très faibles concentrations. En parallèle, les nanofils conducteurs ou semiconducteurs ont été étudiés pour leur capacité de détection qui peut varier suivant leur dopage ou leur composition chimique. En effet, les nanofils semiconducteurs ont été largement étudiés cette dernière décennie car ils présentent des propriétés physiques remarquables, notamment un rapport surface/volume important, et donc une très forte sensibilité de leurs propriétés intrinsèques aux espèces qui pourraient venir s'adsorber à leur surface [6.15]. C'est pourquoi ces objets ont été pressentis pour être le cœur de capteurs chimiques ou moléculaires à détection électrique [6.16]. Parmi les propriétés physiques dont les nanofils de silicium montrent une sensibilité accrue, nous pouvons citer le taux d'humidité [6.12], la température [6.13], les oxydes d'azote [6.17] ainsi que l'hydrogène [6.18]. Dans tous les cas, ce qui peut être mesuré électriquement c'est avant tout la variation de la conductivité des nanofils ou bien la variation de leur permittivité effective.

Les capteurs utilisant des nano-matériaux peuvent être conçus suivant des technologies variées. Ainsi des capteurs SAW (Surface Acoustic Wave) [6.19] convertissent la variation d'un paramètre physique en un changement de vitesse de propagation de l'onde acoustique. Plus communément, des capteurs exploitant le changement de conductivité des nano-matériaux ont été conçus pour fonctionner en BF [6.12][6.13][6.17][6.18]. Mais la technologie la plus prometteuse est celle qui consiste à détecter les changements de conductivité et de permittivité des nano-matériaux pour des fréquences RF [6.3][6.14] et les technologies RFID sans puce semblent particulièrement adaptées à l'intégration de nano-matériaux sensibles.

6.1.3 Présentation d'un capteur d'humidité / température basé sur l'utilisation de nanofils de silicium.

Actuellement les développements concernant l'utilisation de nano-matériaux pour la réalisation de capteurs sans fils ne présentent pas de solution globale intégrant l'aspect identification, capteur et bas coût. Combiner une fonction capteur à un tag RFID sans puce identifiable rend possible le déploiement de larges réseaux de capteurs robustes et à très faible coût. La Fig. 6.3 (a) présente une photo du capteur RFID sans puce que nous avons réalisé sur un substrat FR4. Son principe repose sur l'utilisation de plusieurs résonateurs en C [6.20][6.21]. On peut noter que les extrémités des résonateurs sont orientées verticalement afin d'augmenter le niveau de leur SER. Cependant comme pour les résonateurs en C classiques, la fréquence de résonance dépend de la longueur de la fente. Pour l'aspect identification du capteur, seuls les résonateurs 2 à 5 sont utilisés. La génération de l'identifiant du tag repose sur un principe PPM fréquentiel introduit précédemment [6.21].

Dans ce cas particulier nous associons une fenêtre fréquentielle de 1 GHz pour chaque résonateur. La résolution fréquentielle choisie est de 100 MHz ce qui donne 10 valeurs de fréquence possibles pour chacun des 4 résonateurs participant au codage, d'où un nombre total de combinaisons qui est de 10^4 correspondant à 13.2 bits.

Afin de rendre ce tag sensible à l'environnement, des nanofils de silicium (voir Fig. 6.3 (b)) réalisés par CVD [6.22] ont été déposés au niveau de la fente d'un des 5 résonateurs assurant la fonction capteur du tag (voir Fig. 6.3 (a)). Ainsi toute variation de température ou d'humidité entraîne une variation de la permittivité complexe et/ou de la conductivité du dépôt de nanofils de silicium, modifiant de ce fait la fréquence de résonance du capteur mais également de manière moins perceptible son amplitude. D'un point de vue électrique, ce dépôt pourrait être modélisé par une capacité variable en parallèle avec une résistance variable. Les nanofils peuvent être obtenus par différentes approches. La première consiste à structurer la matière en utilisant des technologies telles que la lithographie avancée et la gravure plasma. La seconde consiste à faire croître directement les nanofils à partir d'un catalyseur métallique. Au LTM, le laboratoire grenoblois spécialisé dans l'élaboration de nano-matériaux, les deux technologies sont maîtrisées, et c'est donc dans ce cadre que nous avons pu collaborer afin de développer un capteur sans puce comportant des dépôts de nanofils. La Fig. 6.3 (b) est une image prise au MEB (Microscope à Balayage Electronique) typique des nanofils Si/Ge que le LTM est capable d'élaborer. Leur diamètre moyen est de l'ordre de 100nm, pour une longueur qui peut atteindre plusieurs dizaines de μm . Avant le dépôt sur le tag, les nanofils sont plongés dans un solvant et décrochés de la souche de silicium par des ultrasons.

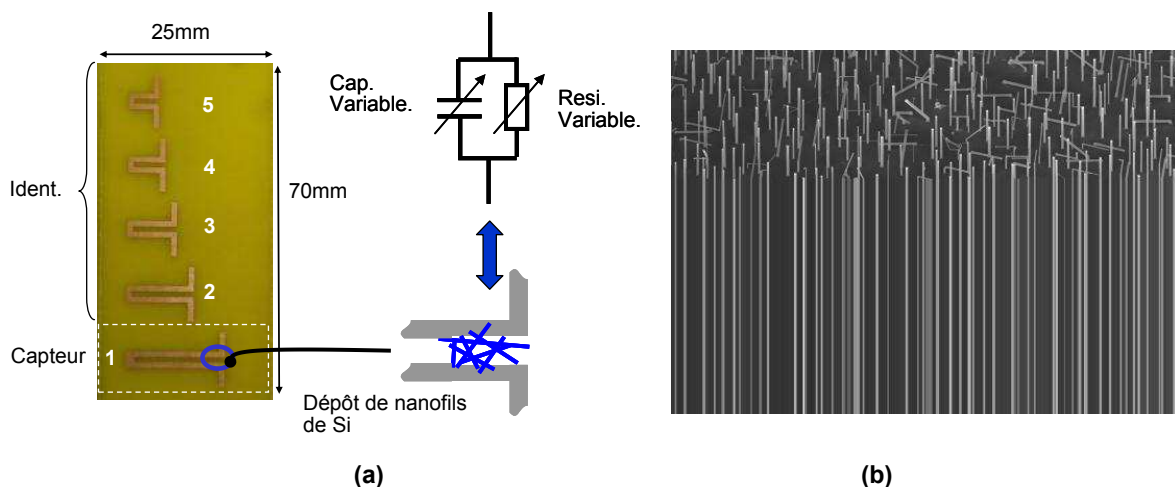


Fig. 6.3 (a) Vue du capteur RFID sans puce réalisé sur FR4. Le dépôt de nanofils a été réalisé sur le résonateur n°1. Schéma électrique permettant de modéliser l'influence du dépôt. (b) Image prise au MEB (Microscope à Balayage Electronique) de nanofils « cultivés » sur silicium (111).

Pour la mesure de la réponse fréquentielle du tag, nous utilisons le banc de mesure fréquentiel détaillé dans le chapitre 5, en positionnant le capteur sans puce à une distance de 50 cm. Pour couvrir une large variation de température, le capteur sans puce est initialement déposé dans un réfrigérateur où la température est maintenue à 3°C, avec une humidité relative (HR) de 73% (voir Fig. 6.4). Ensuite, le tag est positionné sur le support face aux antennes dans la chambre anéchoïque dont la température ambiante est de 19°C et l'humidité relative 43%. Une mesure de SER est effectuée automatiquement toutes les 15 secondes via

une interface de commande sous Matlab. La Fig. 6.5 (a) présente la variation de la réponse d'un tag comportant un dépôt de nanofils de silicium dopé N, autour de sa fréquence de résonance pour différents instants allant de 0 à 255 secondes. Un décalage significatif de 25 MHz entre l'instant $t=0$ s et $t=250$ s prouve la sensibilité des nanofils de silicium aux variations de température et ou d'humidité. Nous avons également étudié le comportement des tags en faisant varier le type de dépôt et la quantité. La Fig. 6.5 (b) présente l'évolution de l'écart relatif en fréquence en fonction du temps pour plusieurs échantillons. Les conditions de température initiales (3°C , HR : 75%) et finales (19°C , HR : 43%) restent identiques. Nous pouvons observer que le tag qui ne contient aucun dépôt de matériaux sensible présente la plus faible sensibilité en température et en humidité relative avec un écart relatif final de 5 MHz pour une variation de température de 16°C et d'humidité relative de 32%. Concernant les tags possédant un dépôt, nous voyons clairement deux niveaux de sensibilité différents suivant le dopage des nanofils. Ainsi un dopage N favorise la sensibilité du capteur réalisé d'un facteur pouvant aller jusqu'à 5 par rapport au tag sans dépôt. En revanche, la variation du volume du dépôt entre les deux échantillons possédant des nanofils dopés N n'apporte pas de réels changements au niveau de la sensibilité. Cela peut s'expliquer par le procédé de dépôt de nanofils sur le tag. En effet, actuellement une micropipette contenant les nanofils en solution aqueuse est utilisée pour cette tâche. Le volume déposé est assez précis, par contre la répartition de la solution liquide sur le tag est peu maîtrisée. Ce procédé doit donc être amélioré afin de fournir des résultats plus précis concernant l'influence de la quantité de dépôt.

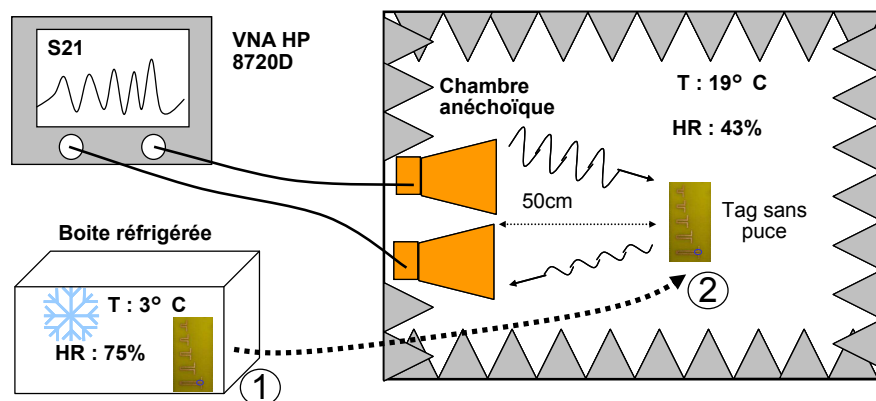


Fig. 6.4 Schéma du banc de caractérisation en température / humidité de capteurs RFID sans puce. (1) Le tag est conservé initialement dans une enceinte réfrigérée maintenue à 3°C (HR = 75%). (2) Le tag est ensuite positionné sur un support face aux antennes dans la chambre anéchoïque de température 19°C (HR=43%). Une mesure de SER en fonction de la fréquence est effectuée tous les 15 s jusqu'à 250 s.

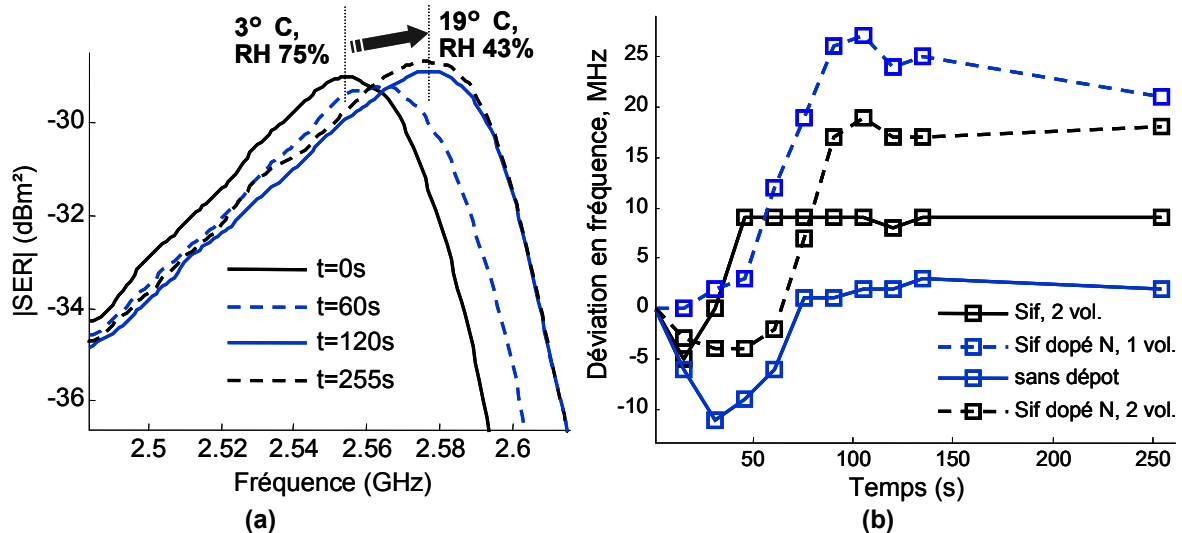


Fig. 6.5 (a) Evolution de la SER mesurée en fonction du temps pour le résonateur sensible à la température/humidité. (b) Ecart relatif par rapport à la fréquence de résonance du tag en fonction du temps pour plusieurs échantillons possédant différents dépôts de matériaux sensibles.

A travers cette étude, la faisabilité d'un capteur RFID sans puce combinant la fonction d'identification à celle de capteur d'ambiance a été démontrée. La sensibilité des nanofils de silicium à la température et l'humidité du milieu environnant a été mise en évidence à travers le décalage fréquentiel obtenu autour de la fréquence de résonance du capteur. Puisque le tag ne nécessite pas la présence d'un plan de masse de même que le report des nanofils sur le tag s'est fait d'une façon simple, la réalisation de ce capteur est compatible avec les techniques de fabrication de l'électronique imprimée, voire de l'impression. Dans cette étude préliminaire, nous n'avons pas été en mesure de décorrélérer l'influence de la température de celle de l'humidité relative étant donné la simplicité du banc de caractérisation mis en place. La prochaine étape sera donc de concevoir un banc de caractérisation à atmosphère contrôlée en température et en humidité relative.

6.2 Développement de tags RFID sans puce re-configurables

La dernière problématique que nous avons traitée durant cette thèse concerne l'aspect configuration voir re-configuration des tags RFID sans puce [6.23][6.24]. En effet, l'une des faiblesses de la technologie sans puce, ceci à l'image du code à barres, est l'absence de possibilité d'écriture d'informations dans le tag. Surmonter cette limitation serait donc une première et permettrait d'ouvrir cette technologie à des applications spécifiques. Par exemple des applications telles que la traçabilité des marchandises qui nécessitent une modification des données contenues dans un tag depuis le fabricant jusqu'au distributeur, et ceci sans besoin d'avoir accès à une base de données. En outre la possibilité de rendre le tag vierge et donc réutilisable par la suite est une fonctionnalité très demandée dans le domaine du transport. Il est ainsi possible de « désactiver » un tag sans puce sans le détruire.

6.2.1 Principe de fonctionnement des commutateurs PCRAM et CBRAM

Les technologies utilisées actuellement en RF pour la commutation de signaux sont basées sur l'utilisation de diodes pin [6.25], de commutateurs électromécaniques ou encore de MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) [6.26]. Ces composants ont de bonnes performances en termes de pertes d'insertion et d'isolation. Cependant, ils requièrent une énergie pour maintenir un état passant ou ouvert qui rend leur utilisation incompatible pour le design d'un tag RFID sans puce. En parallèle, en microélectronique, de nombreux travaux de recherches sont en cours afin de développer la nouvelle génération de mémoires non volatiles, à accès rapide et faible consommation. Les candidats possibles sont la technologie CBRAM [6.27] (Conductive Bridge Random Access Memory) ou encore la technologie PCRAM (Phase change Random Access Memory). Même si les principes de base de la technologie CBRAM n'ont jamais été étudiés pour des applications de commutation de signaux, il semble tout à fait pertinent de s'intéresser à voir leur compatibilité ou non avec la réalisation de switches RF. D'un point de vue applicatif, ce type de transition est aujourd'hui principalement utilisé pour la réalisation de mémoire non volatile à accès rapide. Dans ce cas le terme CBRAM [6.27] apparaît le plus souvent. Lorsque ce type de transition est utilisé dans le but de réaliser un interrupteur à mémoire possédant deux états très distincts de conductivité, on parle plutôt de PMC ou de Memristor. Les Memristors commencent à être étudiés en électronique basse fréquence [6.28][6.29] pour réaliser des cartes analogiques configurables.

Les matériaux à changement de phase sont connus pour leur application en stockage optique (CD-RW). Ces matériaux peuvent se présenter sous une forme stable amorphe ou cristalline possédant des propriétés optiques / électriques (permittivité et résistivité) différentes. Dans les fréquences optiques, c'est le changement de permittivité de l'ordre de 30% qui est utilisé. Depuis peu ces matériaux sont également utilisés en microélectronique pour réaliser des mémoires non volatiles dites résistives. Dans ce cas, le changement de résistivité d'un ordre de grandeur de 10^6 entre état cristallin et amorphe est utilisé. Une publication récente [6.30] mentionne l'utilisation de ce type de jonction pour la réalisation de switches RF contrôlables fonctionnant dans la gamme de fréquence microonde allant de 1 à 6 GHz. Les résultats obtenus montrent des performances intéressantes comparables à un switch RF type relais électromécanique.

Ces résultats nous confortent dans l'idée qu'il peut être intéressant d'adopter une démarche similaire avec la technologie CBRAM. L'idée étant à termes de proposer des tags sans puces intégrant ces switches RF afin de modifier la signature électromagnétique des tags suivants leurs états passant ou bloqué. Nous nous sommes intéressés à la technologie CBRAM car elle est simple à mettre en œuvre et donc potentiellement bas coût. Dans ce cas, il n'y a pas besoin d'utiliser de matériaux particuliers tels que des chalcogénures. En effet, les CBRAM sont basés sur une structure MIM (Metal Insulator Metal). Dans cet empilement une électrode doit être inerte, non oxydable (ex : Pt, Au,...) et l'autre électrode doit être oxydable (Cu, Ag...). L'électrolyte peut être composée de matériaux très divers. Le phénomène est ainsi visible pour les chalcogénures, les oxydes [6.27], les polymères [6.31].

Initialement la structure est dans un état isolant (OFF) comme le montre la Fig. 6.6 (a). Quand un champ électrique positif est appliqué entre les deux électrodes (voir Fig. 6.6 (b)), des ions Cu⁺ ou Ag⁺ se détachent de l'électrode active et migrent vers l'électrode inerte. Un filament de cuivre se forme ainsi et quand il atteint l'électrode opposée (Al dans notre exemple), le courant circule de la même manière que dans une résistance. Pour éviter la

destruction de l'isolant, une limite sur le courant de programmation est nécessaire. Le dispositif commute alors dans un état conducteur (ON). Le temps de programmation ainsi que le courant de limitation déterminent approximativement la résistance à l'état passant et la stabilité du filament dans le temps. Pour inverser le phénomène et revenir à l'état ouvert, un champ électrique négatif avec un courant de limitation plus élevé doit être appliqué entre les deux électrodes (voir Fig. 6.6 (c)).

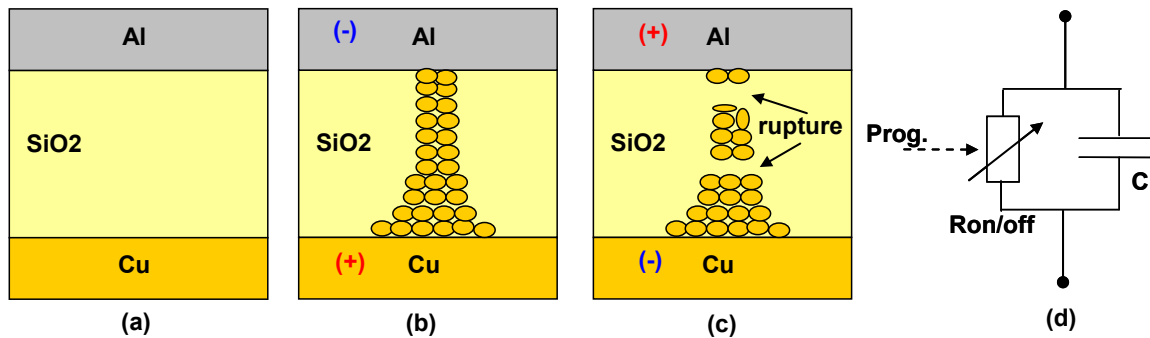


Fig. 6.6 (a) Transition Cu/SiO₂/Al dans son état initial non passant. (b) Transition à l'état ON lorsque le filament de Cu a atteint l'électrode d'aluminium à l'aide d'un champ électrique positif comme indiqué sur le schéma. (c) Transition rompue à l'aide d'un champ électrique négatif. (d) Model électrique de la transition

Comme on peut le voir dans [6.32], si la tension de programmation est maintenue, le filament peut continuer à grossir ou bien d'autres filaments peuvent se former. Des filaments de diamètre allant de 10 nm à 300 nm sont observables de cette manière. La résistance équivalente à cette jonction varie ainsi en fonction du temps de programmation. Ainsi des résistances R_{on} allant de 10 Ω à plusieurs M Ω sont possibles. Dans [6.33], un modèle de représentation de ce type de jonction mentionne clairement la formation de multiples filaments observables par des sauts de valeurs de résistances suivant le temps de programmation. Un schéma électrique équivalent de la jonction peut se présenter sous la forme de résistances parallèles qui commutent, l'une après l'autre, lors de la phase de programmation. Nous adopterons un modèle approché de la transition simplement avec une résistance de valeur variable en parallèle avec un condensateur qui ne dépend que de la géométrie de l'électrode et de l'épaisseur et de la nature de la couche électrolytique (voir Fig. 6.6 (d)).

6.2.2 Fabrication d'une transition CBRAM

Pour réaliser une transition CBRAM, il suffit de réaliser un empilement Cuivre, SiO₂ et Aluminium par exemple. Dans l'état de l'art sur ces transitions, le challenge est d'obtenir les structures les plus fines afin d'obtenir des tensions de programmation faibles pour une intégration dans des mémoires. Ainsi des épaisseurs de SiO₂ de l'ordre de 20 à 50 nm sont expérimentées. Les courants de programmation sont limités à des dizaines de μ A afin de limiter la valeur des résistances à l'état R_{on} . L'idée est de baisser au maximum la consommation énergétique de ces mémoires. La problématique en RF est complètement différente. Dans notre cas nous cherchons à obtenir des résistances à l'état R_{on} les plus faibles possibles, de l'ordre de quelques Ohms. Il est également préférable que l'épaisseur de l'électrolyte soit plus épaisse principalement pour limiter la capacité parallèle qui va à son tour limiter la bande passante du switch RF.

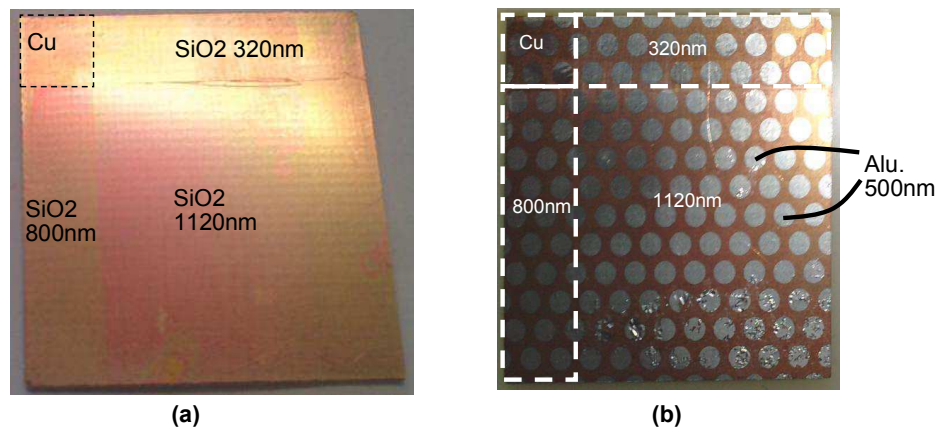


Fig. 6.7 (a) Vue du cuivre contenant des dépôts de SiO₂ par pulvérisation cathodique d'épaisseur variable. (b) Vue du même échantillon après le dépôt des électrodes d'Aluminium par évaporation.

Les développements actuels sur les transitions CBRAM consistent à venir caractériser un empilement Cuivre/SiO₂/Aluminium déposé sur wafer de silicium de très faible rugosité. Afin de rendre cette technologie potentiellement utilisable pour le design de tags sans puce reconfigurables, nous sommes partis d'un substrat RF, le RO4003 sur lequel est laminé et collé une couche de cuivre de 17 μm d'épaisseur. Une mesure au profilomètre a permis de nous rendre compte que la rugosité de la couche superficielle de cuivre était de l'ordre de 600 nm, ce qui est très important en comparaison avec une structure sur silicium comme reportée dans la littérature. Un dépôt de SiO₂ par pulvérisation cathodique RF a été réalisé à la PTA (Plateforme Technologique Amont) pour obtenir des épaisseurs variables de 160 nm à 1120 nm (voir Fig. 6.7 (a)). Pour finir, des électrodes en aluminium (avec une épaisseur de 500 nm) ont été déposées par évaporation au LTM (Laboratoire des Technologies de la Microélectronique) en utilisant un masque métallique pour obtenir l'échantillon représenté sur la Fig. 6.7 (b). La structure ainsi réalisée nous permettra dans un premier temps de caractériser la transition en DC afin de déterminer les limites en termes de résistance à l'état ON pour différentes épaisseurs du SiO₂. Comme nous allons le voir, nous avons également caractérisé cette structure (non optimisée en RF) jusqu'à 500 MHz pour vérifier que les états de résistance sont bien maintenus.

6.2.3 Caractérisation et méthode de programmation du switch RF

6.2.3.1 Caractérisation $I(V)$

Les propriétés DC de l'interrupteur réalisé ont été déterminées en utilisant un « sourcemeter » Keitley au LTM. Ce genre d'appareil contient à la fois un générateur DC dont l'amplitude peut être contrôlée au cours du temps, un voltmètre et un ampèremètre capable de mesurer des courants de l'ordre du pico ampère afin de superviser le cycle de programmation. L'échantillon réalisé est positionné dans une station sous pointes connectées au « sourcemeter ». Une des pointes est positionnée sur l'électrode de cuivre tandis que l'autre est positionnée sur différents plots d'aluminium. La courbe de commutation $I(V)$ pour les trois premiers cycles de programmation d'un des plots avec une épaisseur de SiO₂ de 160 nm est présentée Fig. 6.8.

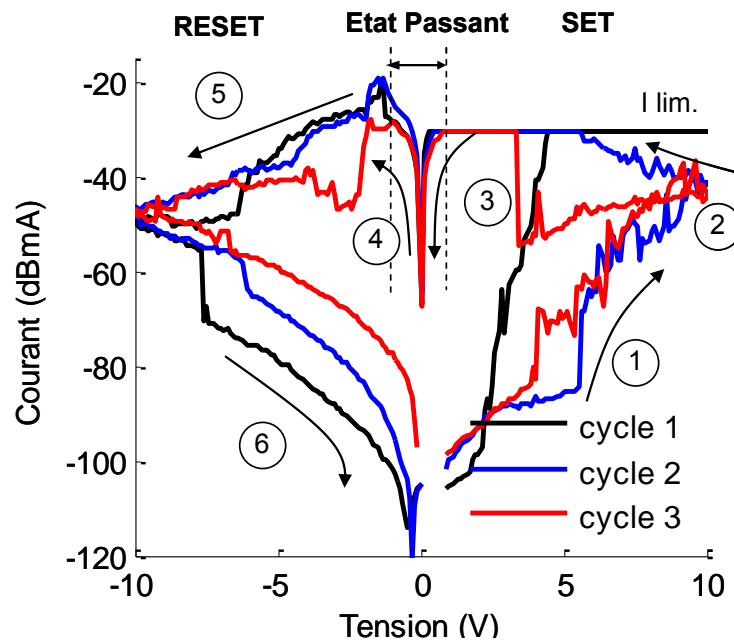


Fig. 6.8 Cycle de programmation $I(V)$ d'une transition $\text{Cu/SiO}_2/\text{Al}$ avec 160 nm de SiO_2 (voir Fig. 6.7). La transition est initialement à l'état OFF. En appliquant une tension positive, le courant croît progressivement jusqu'à la limitation (voir étapes 1 à 3). Un état passant équivalent à une résistance inférieure à 1 k Ω dans une plage de tension $\pm 1\text{V}$ est alors visible. Pour revenir à l'état OFF, une tension négative est appliquée, le courant décroît progressivement jusqu'à une valeur de résistance de l'ordre du M Ω (voir étapes 4 à 6).

Le premier changement de l'état OFF à ON est clairement différent des suivants (étapes 1 à 3 dans la Fig. 6.8). En effet, lorsque le filament est formé, pour revenir à un état non passant (voir étapes 4 à 6), seule une petite partie du filament est sectionnée. Par conséquent la reconnexion suivante en est facilitée, seule une faible longueur du filament a besoin d'être reformée. Il a été observé que pour obtenir un filament stable avec une résistance intéressante (inférieure à 1 k Ω dans la zone de l'état ON), le cycle de programmation doit durer 50 s avec une tension maximale de 10 V et un courant de limitation de 1 mA. Selon le cycle de programmation, des résistances variant de 5 à 800 Ω peuvent être mesurées.

6.2.3.2 Caractérisation $I(t)$

Une caractérisation en $I(t)$ a également été réalisée au LCIS. L'intérêt de cette approche réside dans la simplicité de sa mise en œuvre. En effet, dans ce cas, afin de programmer le switch, il suffit de le polariser avec une tension continue pendant une durée qui sera déterminée en fonction de la résistance souhaitée. Pendant le cycle de programmation, une limitation en courant doit être utilisée pour éviter de détériorer l'isolant de la même manière que pour un cycle de programmation en $I(V)$. Pour ce faire, nous avons utilisé une alimentation de laboratoire classique qui peut être contrôlée de manière manuelle (voir Fig. 6.9 (a) et (b)), un voltmètre et un ampèremètre de table donnant des valeurs de courant minimum de l'ordre du micro ampère. Le voltmètre et l'ampèremètre ont été reliés à un PC via une liaison GPIB, ce qui a permis de superviser les mesures à l'aide d'une interface développée sous Matlab. Le banc de caractérisation ainsi constitué est représenté Fig. 6.9 (a) et (b). Dans la Fig. 6.9 (c) nous pouvons voir la méthode utilisée pour relier les électrodes au générateur. Nous avons soudé un fil sur l'électrode de cuivre commune à tous les switches. Pour l'électrode d'aluminium, un fil souple recourbé a été utilisé en guise de pointe de test.

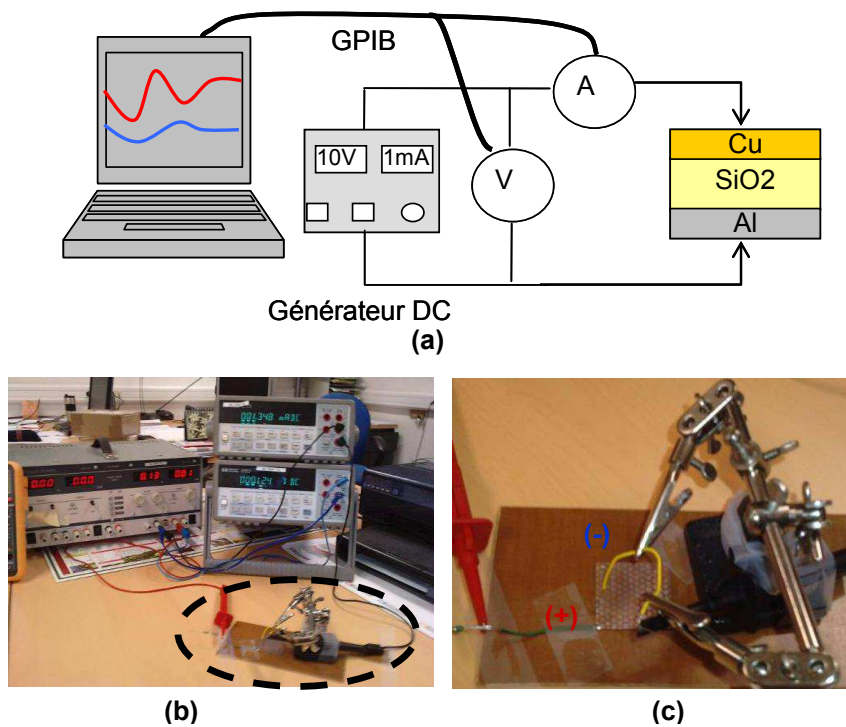


Fig. 6.9 (a) Schéma de principe du banc de caractérisation $I(t)$. (b) Vue du banc de caractérisation complet. (c) Connexion des électrodes de cuivre et d'aluminium au générateur.

Les Fig. 6.10 (a) et (b) présentent un cycle de programmation (set) de la transition à tension constante pour une épaisseur de SiO_2 de 160 nm. Les Fig. 6.11 (a) et (b) présentent un cycle de déprogrammation (reset) pour cette même transition. Lors de la phase de programmation, on peut noter une progression logarithmique du courant suivie d'une transition rapide jusqu'à la valeur de limitation. En ce qui concerne la phase de reset, on observe également une décroissance logarithmique du courant en fonction du temps. Le temps de programmation / reset est de l'ordre de 50 s.

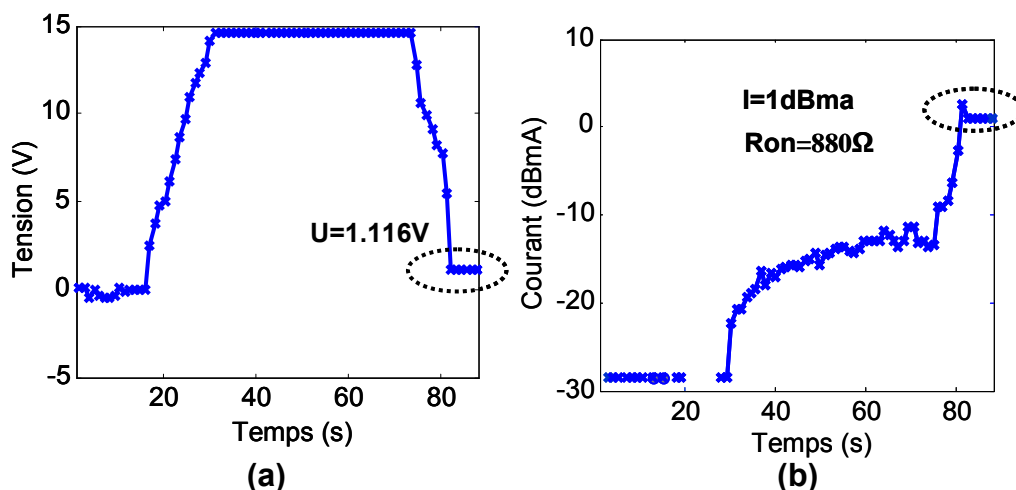


Fig. 6.10 Caractéristique de programmation (set) d'une transition de 160 nm pour une tension maintenue à 15 V pendant 40 s puis abaissée progressivement. (a) Tension mesurée. (b) Courant mesuré.

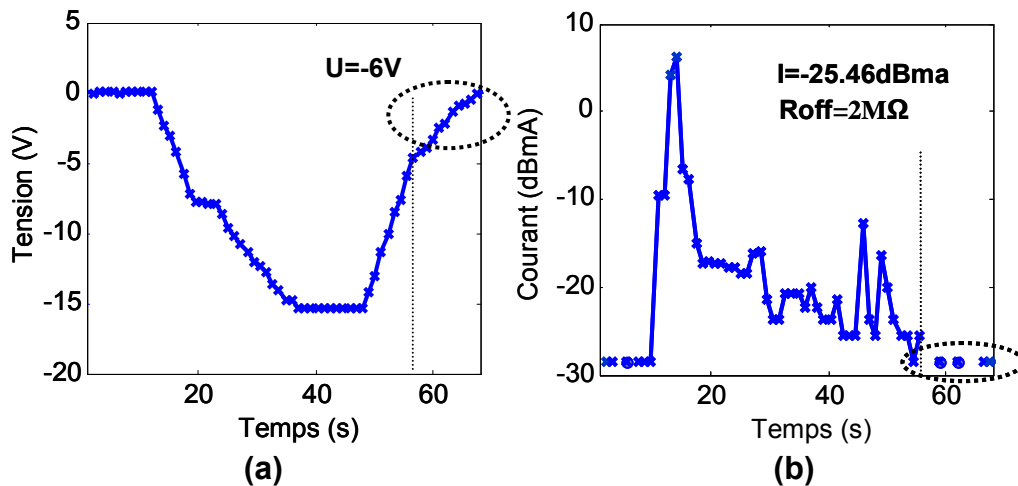


Fig. 6.11 Caractéristique de reset d'une transition de 160 nm pour une tension maintenue allant progressivement à -15 V. (a) Tension mesurée. (b) Courant mesuré.

Lorsque des épaisseurs de SiO_2 plus importantes sont utilisées, la dynamique du phénomène est plus lente. Les Fig. 6.12 (a) et (b) montrent l'évolution de la tension et du courant dans la transition pour une épaisseur de 800 nm et une tension de programmation de l'ordre de 32 V. Au bout de 400 s, la résistance obtenue est de l'ordre de 21.6 k Ω . En polarisation inverse, la transition se résorbe lentement et au terme d'une durée de 200 s, la résistance conserve un état de 44 M Ω . Pour des applications RF où des résistances de l'ordre de quelques ohms ou dizaines d'ohms sont nécessaires à l'état passant, nous voyons donc rapidement les limites pratiques de l'augmentation de l'épaisseur du SiO_2 .

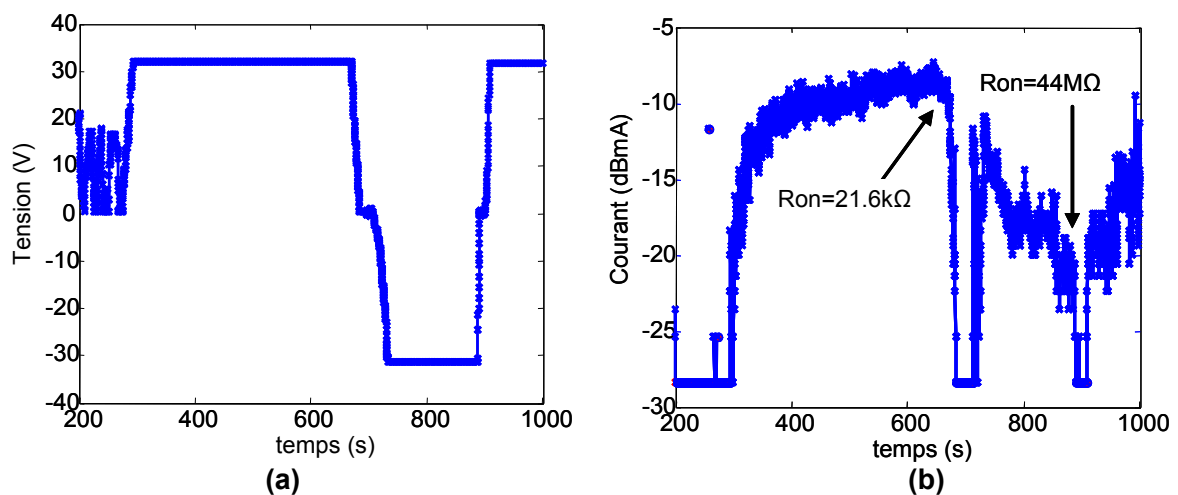


Fig. 6.12 Caractéristique d'un set suivi d'un reset d'une transition de 320 nm pour une tension maintenue de 32 V pour le set et de -32 V pour le reset. (a) Tension mesurée. (b) Courant mesuré.

6.2.4 Caractérisation RF

L'échantillon de la Fig. 6.7 (b) a été réalisé principalement pour caractériser les propriétés de commutation de cette transition pour des épaisseurs importantes par rapport à l'état de l'art (50 nm). En conséquence, les switches n'ont pas été optimisés pour fonctionner à des fréquences micro-ondes. Cependant, une caractérisation RF basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel (Agilent 8722D) est possible pour des fréquences allant jusqu'à 500 MHz. Cette fréquence maximum est due, entre autre, à l'utilisation de pointes basses fréquences pour connecter la transition au VNA comme illustré Fig. 6.13.

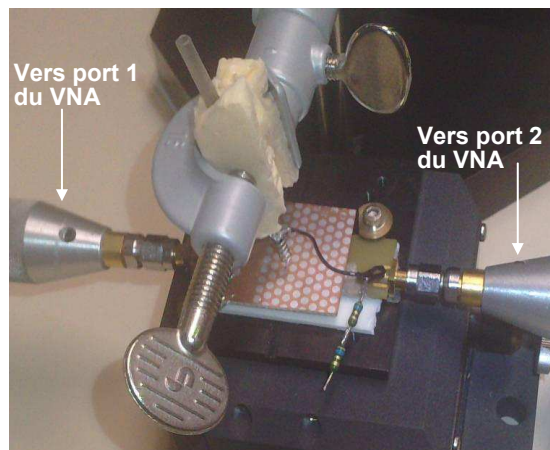


Fig. 6.13 Connexion d'un commutateur au VNA pour une mesure de pertes d'insertion jusqu'à 500 MHz.

Les résultats de mesure sont présentés sur les Fig. 6.14 (a) et (b). Pour la transition d'épaisseur 160 nm, nous avons pu créer plusieurs états de résistance à l'état *Ron*, notamment 5 et 130 Ω , et nous pouvons observer sur la Fig. 6.14 (a) les différences sur les pertes d'insertion. Une perte d'insertion de -1,66 dB peut être mesurée à l'état ON pour $R = 10 \Omega$ alors que nous mesurons -5 dB pour une résistance de 130 Ω . Ainsi, en plus de la fonctionnalité de commutation, un atténuateur programmable peut être simplement réalisé en contrôlant la résistance de l'état ON lors du cycle de programmation. A l'état OFF, nous observons une isolation de -20 dB jusqu'à 150 MHz. Lorsque l'on augmente l'épaisseur à 320 nm, l'isolation à -20 dB est assurée jusqu'à 200 MHz comme le montre la Fig 6.14 (b). Nous avons remarqué qu'avec 0 dBm de puissance à la sortie du VNA, la transition semble se modifier dans le temps. En effet, 0dBm sous 50 ohms donne une tension variable de 0.22 V qui s'avère être suffisante dans certains cas pour commuter la transition à l'état ON. Avec -10 dBm, la tension tombe à 0.07 V sous 50 ohms, ce qui semble donc plus approprié pour effectuer des mesures RF et garantir la stabilité de la transition.

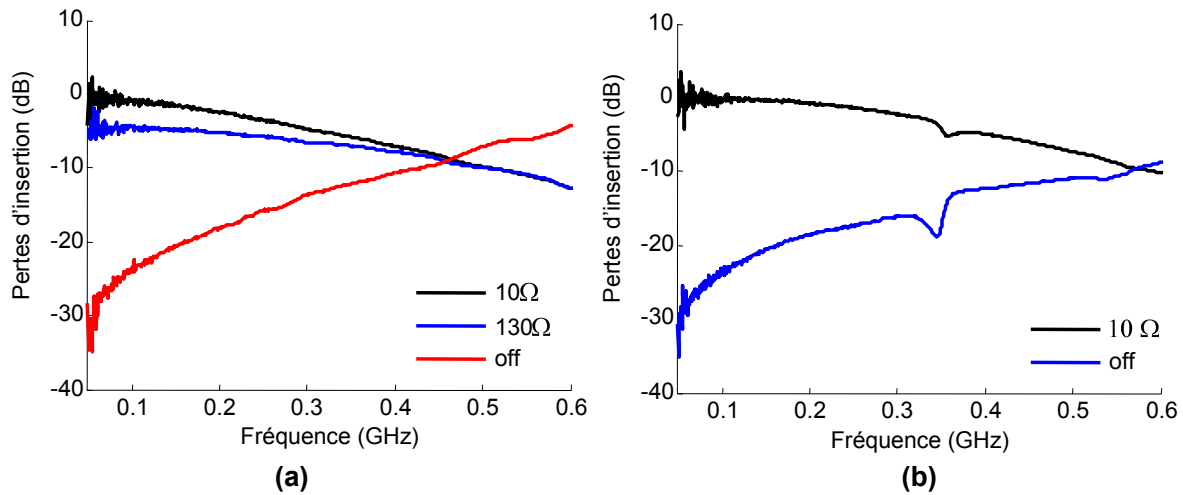


Fig. 6.14 Résultats de mesure des pertes d'insertion en fonction de l'état de la transition : (a) pour une épaisseur de SiO₂ de 160 nm, (b) pour une épaisseur de SiO₂ de 320 nm.

6.2.5 Conception d'un switch RF optimisé pour les fréquences micro-ondes

A l'aide de ces premiers résultats, la conception d'un commutateur RF micro-onde peut être menée. Pour cela, l'effet capacitif de la transition doit être diminué de manière drastique. En effet, par rapport au modèle de la transition donné Fig. 6.6 (d), si la capacité est prépondérante par rapport à la résistance elle aura pour effet de court-circuiter cette dernière. L'équation (6.1) donne l'impédance équivalente d'une résistance en parallèle avec une capacité en fonction de leurs valeurs respectives R et C et de la pulsation ω .

$$Z = R_t + jX_t = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} = \frac{1}{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2} - j \frac{\omega C}{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2} \quad (6.1)$$

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{e} \quad (6.2)$$

Nous pouvons également donner l'expression quasi-statique d'une capacité formée par deux électrodes de surface S séparées par un matériau de permittivité relative ε_r et d'épaisseur e . D'après (6.2) pour diminuer la capacité, nous pouvons augmenter e ou bien diminuer S . Cependant nous avons vu précédemment qu'une épaisseur de SiO₂ de 160 nm était préférable à 320 nm, ceci pour favoriser la création d'un filament conducteur de faible résistance. Si, on garde le même matériau, la seule variable d'ajustement consiste donc à réduire la surface de l'électrode déposée sur la couche de SiO₂. Le Tabl. 6.1 donne des couples de valeurs permettant d'obtenir des valeurs de capacités compatibles avec une utilisation de la transition pour des fréquences micro-ondes. Nous fixons comme contrainte que l'impédance Z à l'état OFF ne doit pas être inférieure à 5 kΩ à la fréquence d'utilisation, ce qui donne un ratio de 100 par rapport à un état passant qui pourra être inférieur ou égal à 50Ω. La valeur R est fixée à 1 MΩ à l'état OFF et la permittivité du SiO₂ vaut $\varepsilon_r = 3.8$.

Tabl. 6.1 Valeurs de capacité et d'impédance de la transition en fonction de la surface des électrodes et de l'épaisseur du matériau

Paramètres	C (fF)	Z _{off} (1GHz)	Z _{off} (2GHz)	Z _{off} (5GHz)	Z _{off} (10GHz)
e=160nm, S=100μm ²	21.02	7572	3786	1514	757
e=160nm, S=25μm ²	5.26	30288	15144	6057	3029
e=320nm, S=200μm ²	21.02	7572	3786	1514	757
e=320nm, S=100μm ²	10.51	15144	7572	3028	1514
e=320nm, S=25μm ²	2.63	60575	30288	12115	6057

D'après les résultats du Tabl. 6.1, nous pouvons voir que la surface des électrodes doit être réduite de façon conséquente pour permettre une utilisation de la transition au-delà du GHz. Par exemple avec 320 nm d'épaisseur de SiO₂, une électrode de 5x5 μm² permettra d'atteindre les performances souhaitées à 10 GHz. Pour atteindre ce genre de résolution, la surface de l'électrode d'aluminium doit être réduite en utilisant un procédé de photolithographie UV à 365 nm. Ceci implique la réalisation d'un masque de gravure au chrome déposé sur verre.

Une transition CBRAM a été conçue conformément aux résultats présentés dans le Tabl. 6.1 Elle a été simulée et optimisée sous CST Microwave Studio en faisant varier la largeur des électrodes. Les résultats sont présentés sur la Fig. 6.15. Nous pouvons voir que pour une largeur d'électrode de 5 μm, l'isolement pour l'état OFF à 5 GHz est égal à -26 dB. L'état ON est modélisé par une résistance localisée de 10 Ω, fournissant une perte d'insertion de -1,4 dB à 5 GHz, ce qui donne plus de 20dB d'isolation entre l'état passant et l'état bloqué à 5 GHz. Une épaisseur de SiO₂ de 320 nm a été choisie plutôt que 160 nm pour bénéficier d'une bande passante plus importante à surface d'électrodes équivalente.

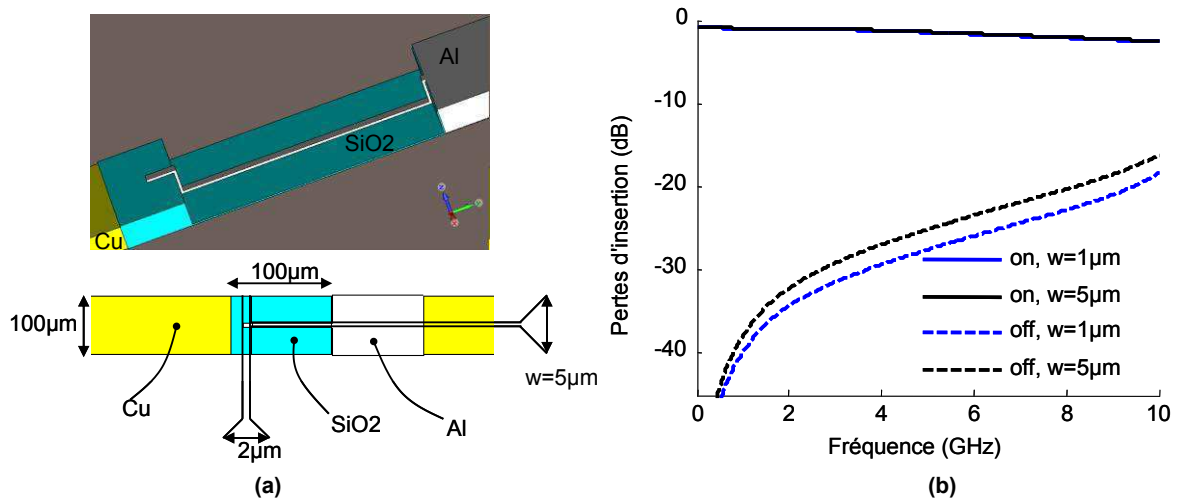


Fig. 6.15 (a) Vue de la transition simulée et optimisée sous CST permettant de couvrir la bande 2-10 GHz. (b) Pertes d'insertion simulées pour une épaisseur de SiO_2 de 320 nm pour plusieurs largeurs d'électrodes d'Al notée w dans (a).

Ces résultats confortent donc l'idée qu'il est possible d'intégrer des switches RF de technologie CBRAM dans un tag RFID sans puce. Les fréquences de fonctionnement des tags sans puce dans la gamme des micro-ondes allant de 2 à 10 GHz étant compatibles. Pour vérifier l'influence d'une transition CBRAM sur la signature d'un tag RFID, nous avons envisagé la structure de la Fig. 6.16 (a). Dans ce cas nous disposons de 3 résonateurs à base de dipôle en court-circuit. À l'aide des premières expérimentations effectuées sur les transitions, nous avons observé que des états passants inférieurs à 100 Ω sont tout à fait possibles. Nous avons donc intégré ces valeurs pour simuler le comportement du tag à 3 dipôles avec plan de masse présenté Fig. 6.16 (a). Le filament est modélisé par un élément localisé. La transition est positionnée au centre du dipôle pour basculer entre deux états de conduction passant ($<1000 \Omega$) et bloqué ($>1 \text{ M}\Omega$). Pour limiter l'effet capacitif de la transition, la largeur de piste décroît de 2 mm à 0.1 mm au niveau du gap (voir Fig. 6.16 (a)). Lorsque les transitions sont à l'état non passant (résistance de 1 $\text{M}\Omega$), nous observons des creux très sélectifs aux fréquences 5.4 GHz, 6 GHz et 6.6 GHz. Ces creux sont liés à des résonances demi onde qui sont créés par les deux demi dipôles non connectés. Tandis que, lorsque les transitions sont passantes, des résonances sont créées par la longueur totale formée par les deux demi dipôles connectés. Nous obtenons donc des creux sélectifs aux fréquences 2.64GHz, 2.95GHz et 3.22 GHz.

Dans la Fig. 6.16 (b), nous pouvons voir l'influence en simulation de la valeur résistive des transitions sur la réponse électromagnétique du tag. Avec cette structure, nous pouvons remarquer qu'une valeur résistive inférieure à 1 Ω est nécessaire pour faire disparaître les creux de résonance liés à la longueur totale du dipôle. En revanche, au niveau des résonances liées aux demi dipôles, nous pouvons voir qu'une résistance de 1 $\text{k}\Omega$ suffit à éliminer les creux de résonance. Dans ce cas, les deux demi dipôles sont connectés électriquement, ce qui permet d'annuler leur résonance. Toutefois, la résistance est trop importante pour que le mode de résonance du dipôle total puisse résonner. Nous observons ainsi un spectre plat si les 3 transitions sont à 1 $\text{k}\Omega$ comme nous pouvons le voir Fig. 6.16 (b). Il est donc plus réaliste de coder l'information contenue dans le tag en fonction de la présence / absence des creux générés par les demi dipôles compte tenu des résistances minimum que nous pouvons obtenir avec les switches CBRAM. La Fig. 6.16 (b) montre 4 configurations

possibles en fonction de différentes valeurs des résistances R_1 à R_3 associées aux dipôles 1 à 3. Nous pouvons voir notamment, le cas où $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, où seul le creux à 6 GHz est présent.

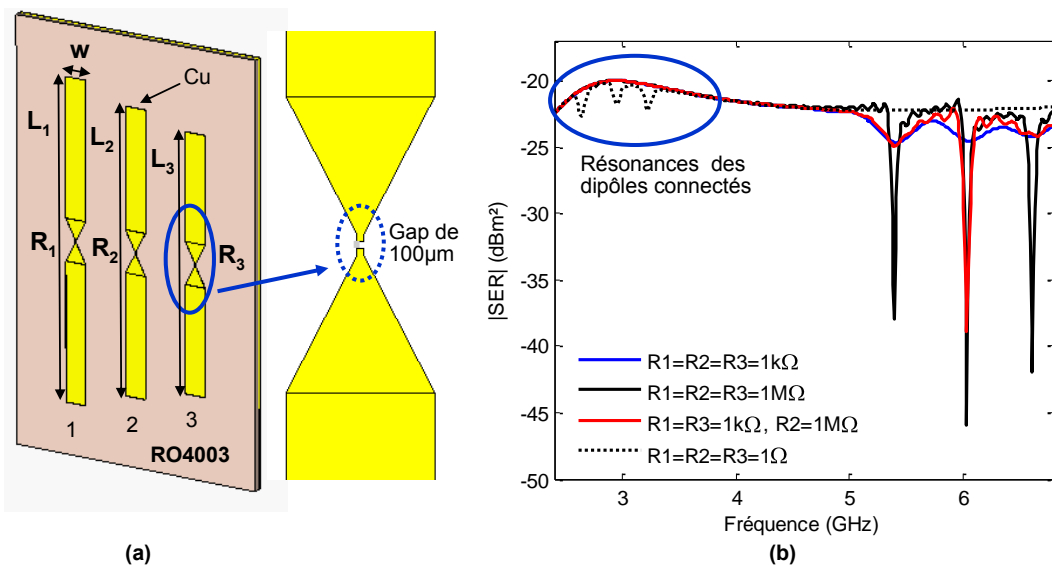


Fig. 6.16 (a) Tag sans puce à dipôle en court-circuit avec plan de masse re-configurable. (b) Simulation de la signature électromagnétique générée en fonction de l'état de résistance des switches R_1 à R_3 . Les résonances des demi dipôles non connectés génèrent des creux à 5.4, 6 et 6.6 GHz. Les dimensions du tag sont les suivantes : $L_1=30.3 \text{ mm}$, $L_2=26.9 \text{ mm}$, $L_3=24.3 \text{ mm}$, $w=2 \text{ mm}$.

La réalisation d'un tag RFID sans puce re-configurable semble donc tout à fait envisageable moyennant une étape de photo lithographie de l'aluminium. Le développement de ce concept est en cours. Le fait que le procédé de réalisation est relativement simple par rapport à la fabrication d'un MEMS ou d'un autre type de switch RF, peut susciter un fort intérêt dans des domaines autres que la RFID sans puce.

Pour revenir à la RFID sans puce, l'ajout d'un switch CBRAM tel qu'il est réalisé aujourd'hui n'est pas bas coût. Il faudrait pouvoir fabriquer cette transition via des procédés d'impression comme ceux énoncés dans le chapitre 5. En dehors de l'assemblage Cu/SiO₂/Al., nous pouvons trouver dans l'état de l'art des switches fonctionnant avec d'autres électrolytes, notamment avec un assemblage Cu-TCNQ [6.31]. L'avantage indéniable de cette approche vient du fait que les matériaux organiques peuvent être déposés sous forme liquide, mélangés dans des solvants. De plus des transitions réversibles, permettant d'obtenir des résistances à l'état passant de l'ordre de la dizaine d'ohms sont mesurables pour des épaisseurs d'électrolyte de plusieurs μm . Ceci implique que la capacité parallèle peut diminuer de manière importante, et ainsi les surfaces des électrodes peuvent redevenir compatibles avec un procédé d'impression jet d'encre dont la résolution est de l'ordre de 50 μm .

6.3 Conclusion

Nous clôturons donc ce dernier chapitre par des axes de recherches envisageables sur la manière de rendre un tag RFID sans puce utilisable pour des applications nécessitant des fonctionnalités supplémentaires. Nous l'avons vu, grâce à l'utilisation de nano matériaux nous sommes capables de transformer un résonateur en capteur de température et d'humidité. En y utilisant d'autres résonateurs destinés à générer un identifiant, il est donc possible d'associer une température à un objet ou un endroit particulier. Les travaux de développement futurs concernant cette technologie vont consister à décorrélérer précisément l'effet de température de l'humidité, et de rendre la mesure répétable dans le temps.

L'autre problématique que nous avons adressée permettra sans doute l'utilisation de la technologie sans puce en remplacement de la RFID conventionnelle lorsque la nécessité d'inscrire des données dans le tag est indispensable. Nous avons donc mené des expérimentations dans ce sens en tentant d'adapter la technologie CBRAM pour la réalisation de switches RF non volatiles. Les premiers résultats que nous avons obtenus sont très encourageants et nous poussent à croire que cette technologie peut aboutir concrètement sur un tag sans puce complètement re-configurable. Moyennant l'utilisation d'électrolyte organique en remplacement du SiO₂, la fabrication de ce tag serait compatible avec des procédés d'impression. Ces travaux ont donné le socle nécessaire pour pouvoir répondre à plusieurs appels à projets. Ces activités seront donc poursuivies au LCIS.

Bibliographie

- [6.1] BHATTACHARYYA R, FLOERKEMEIER C & SARMA S. Low-cost, ubiquitous rfid-tag-antenna-based sensing. *Proceedings of the IEEE*, 2010 , vol. 98, p.1593-1600.
- [6.2] FINKENZELLER K. *Rfid handbook: fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near-field communication*. Wiley. 2010.
- [6.3] YANG L, ZHANG R, STAICULESCU D, WONG C & TENTZERIS M. A novel conformal rfid-enabled module utilizing inkjet-printed antennas and carbon nanotubes for gas-detection applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2009 , vol. 8, p.653-656.
- [6.4] THAI T, CHEBILA F, MEHDI J, PONS P, AUBERT H, DEJEAN G, TENTZERIS M & PLANA R. Design and development of a millimetre-wave novel passive ultrasensitive temperature transducer for remote sensing and identification. *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, 2010, p.45-48.
- [6.5] SHRESTHA S, BALACHANDRAN M, AGARWAL M, PHOHA V & VARAHRAMYAN K. A chipless rfid sensor system for cyber centric monitoring applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2009 , vol. 57, p.1303-1309.
- [6.6] CHEBILA F, JATLAOUI M, PONS P & AUBERT H. "Reconfigurable multi-band scatterers for micro-sensors identification". *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09. IEEE*, 2009 , p. 1-4.
- [6.7] VENA A, PERRET E, TEDJNI S, KADDOUR D, POTIE A, BARRON T. Conception d'un capteur rfid sans puce à base de nanofils de silicium. *12e journées de caractérisation microondes et matériaux (JCMM2012)*, 2012, p.1-4.
- [6.8] VENA A, PERRET E, TEDJNI S, KADDOUR D, POTIE A, BARRON T. A compact chipless rfid tag with environment sensing capability. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012 (accepté), p.1-3.
- [6.9] GAY N & FISCHER W. Ultra-low-power rfid-based sensor mote. *Sensors, 2010 IEEE*, 2010, p.1293-1298.
- [6.10] JIA Y, HEISS M, FU Q & GAY N. A prototype rfid humidity sensor for built environment monitoring. *Education Technology and Training, 2008. and 2008 International Workshop on Geoscience and Remote Sensing. ETT and GRS 2008. International Workshop on*, 2008, p.496-499.
- [6.11] OCCHIUZZI C, PAGGI C & MARROCCO G. Rfid tag antenna for passive strain sensing. *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, 2011, p.2306-2308.

- [6.12] LI H, ZHANG J, TAO B, WAN L & GONG W. Investigation of capacitive humidity sensing behavior of silicon nanowires. *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, 2009 , vol. 41, p.600-604.
- [6.13] WANG C, LIU C & GAU C. Silicon nanowire temperature sensor and its characteristic. *Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS), 2011 IEEE International Conference on*, 2011, p.630-633.
- [6.14] MCGRATH M & PHAM A. Carbon nanotube based microwave resonator gas sensors. *International journal of high speed electronics and systems*, 2006 , vol. 16, p.913-936.
- [6.15] STAR A, TU E, NIEMANN J, GABRIEL J, JOINER C & VALCKE C. Label-free detection of dna hybridization using carbon nanotube network field-effect transistors. *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, 2006 , vol. 103, p.921-926.
- [6.16] CUI Y, WEI Q, PARK H & LIEBER C. Nanowire nanosensors for highly sensitive and selective detection of biological and chemical species. *Science*, 2001 , vol. 293, p.1289-1292.
- [6.17] PENG K, WANG X & LEE S. Gas sensing properties of single crystalline porous silicon nanowires. *Applied Physics Letters*, 2009 , vol. 95, p.243112.
- [6.18] SKUCHA K, FAN Z, JEON K, JAVEY A & BOSER B. Palladium/silicon nanowire schottky barrier-based hydrogen sensors. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 2010 , vol. 145, p.232-238.
- [6.19] JAKUBIK W & URBANCZYK M. Hydrogen detection in surface acoustic wave gas sensor based on interaction speed. *Sensors, 2004. Proceedings of IEEE*, 2004, p.1514-1517.
- [6.20] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Rfid chipless tag based on multiple phase shifters. , 2011, p.1-4.
- [6.21] VENA A, PERRET E & TEDJINI S. Chipless rfid tag using hybrid coding technique. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2011 , vol. 59, n° 12, p.3356-3364.
- [6.22] DHALLUIN F, BARON T, FERRET P, SALEM B, GENTILE P & HARMAND J. Silicon nanowires: diameter dependence of growth rate and delay in growth. *Applied Physics Letters*, 2010 , vol. 96, p.133109.
- [6.23] VENA A, PERRET E, MANNEQUIN C, VALLEE C, GONON P & TEDJINI S. Conception d'un switch rf à base de filaments conducteurs nanométriques. *12e Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Chambéry (JCMM2012)*, 2012
- [6.24] VENA A, PERRET E, TEDJINI S, VALLEE C, GONON P, MANNEQUIN C. A fully passive rf switch based on nanometric conductive bridge. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012

- [6.25] SUN P, LIU P, UPADHYAYA P, JEONG D, HEO D & MINA E. Silicon-based pin spst rf switches for improved linearity. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, p.948-951.
- [6.26] LAHIRI S, SAHA H & KUNDU A. Rf mems switch: an overview at-a-glance. *Computers and Devices for Communication, 2009. CODEC 2009. 4th International Conference on*, 2009, p.1-5.
- [6.27] BERNARD Y, RENARD V, GONON P & JOUSSEAUME V. Back-end-of-line compatible conductive bridging ram based on cu and sio₂. *Microelectronic Engineering*, 2010 , vol. 88, n°5, p.814-816.
- [6.28] PERSHIN Y & DI VENTRA M. Practical approach to programmable analog circuits with memristors. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 2010 , vol. 57, p.1857-1864.
- [6.29] DRISCOLL T, QUINN J, KLEIN S, KIM H, KIM B, PERSHIN Y, DI VENTRA M & BASOV D. Memristive adaptive filters. *Applied Physics Letters*, 2010 , vol. 97, p.093502.
- [6.30] NESSEL J, LEE R, MUELLER C, KOZICKI M, REN M & MORSE J. A novel nanoionics-based switch for microwave applications. *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, p.1051-1054.
- [6.31] POTEMBER R, POEHLER T & COWAN D. Electrical switching and memory phenomena in cutcnq thin films. *Applied Physics Letters*, 1979 , vol. 34, p.405-407.
- [6.32] RUSSO U, KAMALANATHAN D, IELMINI D, LACAITA A & KOZICKI M. Study of multilevel programming in programmable metallization cell (pmc) memory. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 2009 , vol. 56, p.1040-1047.
- [6.33] LIU Q, DOU C, WANG Y, LONG S, WANG W, LIU M, ZHANG M & CHEN J. Formation of multiple conductive filaments in the cu/zro₂: cu/pt device. *Applied Physics Letters*, 2009 , vol. 95, p.023501-023501-3.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion Générale

Le sujet de thèse, bien que très spécifique de part son intitulé, portant sur une branche très pointue de la RFID, s'est révélé être extrêmement varié. Ceci s'explique par le fait que la RFID sans puce était au départ une discipline relativement récente, et donc, peu mature comparée aux RFID classiques fonctionnant dans les gammes de fréquence HF et UHF. Ce travail de thèse a permis de jeter les bases de ce que pourrait être concrètement cette technologie dans un proche avenir. Une preuve de concept a été réalisée, et ceci en prenant en compte des critères comme le coût des dispositifs ou encore le respect des réglementations en vigueur. Nous avons montré que la technologie sans puce est viable et les tags RFID sans puces peuvent être avantageusement réalisés par impression sur des matériaux extrêmement bas coût tel que le papier ou le plastique. Nous espérons que ce travail motivera le développement d'applications de cette technologie, notamment par des industriels.

Dans ce mémoire nous avons présenté un état de l'art détaillé sur la technologie RFID dans son ensemble dans le chapitre 1 avant d'aborder l'état de l'art des technologies RFID sans puce dans le chapitre 2. Ceci a permis de positionner les tags sans puce suivant des critères de performance et de coût parmi les autres technologies RFID. Ceci nous a également permis de définir les différentes problématiques à traiter pour rendre les tags RFID sans puce plus performants. En premier lieu, nous avons identifié que la taille des tags devait être réduite, et que les densités de codage, qui étaient de 35 bits maximum pour une surface de 8.8x6.5 cm² au commencement de cette thèse, devaient être améliorées. Puis notre travail s'est focalisé sur la mise en œuvre de nouvelles techniques pour accroître de manière significative la robustesse de détection des tags dans un environnement réel. La problématique concernant la conception d'un système de lecture a été traitée dans le chapitre 5. Enfin, l'ajout de fonctions « capteurs » dans les tags RFID est attendu pour certaines applications, nous avons donc traité ce point dans le dernier chapitre 6. Ceci doit être vu comme une des nombreuses perspectives de développement que devrait connaître cette technologie prometteuse.

Le chapitre 3 nous a permis de formaliser les concepts de codage que l'on peut utiliser dans un tag sans puce dont l'information est codée dans le domaine fréquentiel. Nous avons introduit des critères de performance sur le codage tel que la densité de codage surfacique et la densité de codage spectrale pour mieux évaluer le codage d'un tag donné. Le codage PPM fréquentiel que nous avons adopté dans quasiment tous nos designs montre une meilleure efficacité que le codage en absence / présence de pics. Un concept de codage hybride a notamment été introduit pour augmenter le nombre de combinaisons possibles pour un résonateur donné. Ce concept a été transposé avec succès au design de tags basés sur l'association de résonateurs en C (cf. design n°3 dans le chapitre 4).

Dans le chapitre 4, nous avons présenté les différents designs que nous avons développés pour répondre aux différentes problématiques évoquées précédemment. Afin de réduire les dimensions des tags, nous avons utilisé des résonateurs multiples qui jouent à la fois le rôle d'antenne de réception, de filtre et d'antenne d'émission. Les résonateurs en C

utilisés sont de taille réduite et présentent un mode de résonance en quart d'onde, ce qui réduit leur dimension maximale par deux par rapport à un dipôle en court circuit. Ils présentent l'avantage de ne pas nécessiter de plan de masse. Pour rendre leur utilisation possible même lorsqu'ils sont positionnés sur des objets qui vont induire un décalage sur leur fréquence de résonance, nous avons mis au point une technique de compensation basée sur l'utilisation d'un ou plusieurs résonateurs dont le rôle est de détecter la permittivité effective de l'environnement proche du tag. Nous avons ensuite présentés des tags basés sur l'utilisation de résonateurs patches circulaires. Avec cette structure, nous améliorons la robustesse de détection car sa réponse électromagnétique est la même qu'elle que soit son orientation. En outre, le fait de pouvoir insérer les cercles les uns dans les autres et côtes à côte sans qu'il n'y ait trop de couplage a permis d'obtenir une capacité de codage de 49 bits dans une surface de $4 \times 4 \text{ cm}^2$. Ceci est une première dans le monde de la RFID sans puce sur substrat diélectrique standard. En modifiant légèrement les résonateurs circulaires avec la présence d'un gap, nous avons transformé une structure indépendante de la polarisation en une structure très sensible à l'orientation. Ceci nous a permis d'explorer un nouveau concept de codage tirant parti de la diversité de polarisation du système de lecture. L'avantage de cette approche est essentiellement de limiter la bande passante requise de telle manière que seules les bandes ISM peuvent être utilisées, tout en conservant une capacité de codage significative. Enfin le dernier concept présenté dans ce chapitre concerne des tags capables de dépolariser l'onde incidente, ou en d'autres termes de générer la réponse du tag sur une polarisation orthogonale. Ceci permet d'isoler les signaux d'émission de ceux en réception procurant ainsi une sensibilité améliorée en réception. On peut également, avec cette approche, améliorer la robustesse de détection dans des environnements perturbés par des objets générant des échos. En effet, les objets usuels n'ont pas tendance à dépolariser une onde électromagnétique incidente contrairement aux tags dépolarisants.

Ensuite, nous avons présenté des travaux qui ont permis de montrer la preuve de concept des designs réalisés. Premièrement, nous avons pu voir que des tags RFID sans puce peuvent être réalisés par des procédés d'impression sur des substrats bas coût tel que le papier. Ceci nous a permis d'atteindre des coûts de fabrication unitaires de l'ordre de 0.5 centimes d'euros. Les bancs de mesures utilisés pour détecter les réponses spectrales des tags ont été décrits en détail. Le banc de mesure radar bi-statique fréquentiel a notamment permis d'obtenir les mesures les plus fidèles par rapport aux simulations. Dans l'idée de concevoir un système de détection qui puisse répondre aux masques d'émission définis par la FCC et l'ECC nous avons orienté nos recherches sur la conception d'un système de lecture des tags sans puce dans le domaine temporel. Pour cela nous avons montré qu'en détournant l'usage d'un radar impulsif du commerce, normalement destiné à des applications de localisation d'objets ou de personnes, il est possible de détecter la signature d'un tag sur une largeur de bande comprise entre 3 et 7 GHz.

Enfin dans le dernier chapitre, il a été question de présenter les dernières expérimentations qui permettront d'ajouter des fonctions supplémentaires aux tags sans puce telles que la possibilité de détecter la variation d'un paramètre environnemental. Nous avons démontré que l'ajout de matériau sensible tel que les nanofils de silicium permettent d'accroître la sensibilité de détection d'une variation de température ou du taux d'humidité. Un concept de capteur RFID sans puce avec un identifiant comportant 13 bits a été proposé. Le procédé de dépôt des nanofils restant compatible avec une technique d'impression jet d'encre, la fabrication d'un capteur RFID sans puce est donc une solution très compétitive et prometteuse. Nous avons par la suite cherché à apporter une réponse à la problématique de reconfiguration d'un tag RFID sans puce. En effet, il est attendu de pouvoir modifier

l'identifiant d'un tag sans puce. Ceci peut paraître surprenant à première vue, toutefois la mise en œuvre d'un procédé simple en lien avec des approches utilisées en nanotechnologie a permis d'obtenir des premiers résultats encourageants. En effet, avec les premières expérimentations que nous avons effectuées sur les switches RF non volatiles basés sur la technologie CBRAM, nous pensons qu'il est tout à fait possible de rendre des tags sans puce lisible à distance et réinscriptibles au contact.

Perspectives

Ce travail de thèse s'achèvant, désormais, de nombreuses perspectives de recherches s'ouvrent. Tout d'abord, concernant le système de lecture, nous avons démontré qu'un radar impulsif pouvait détecter la réponse électromagnétique de tag sans puce. Ceci est un résultat de premier ordre car cela montre qu'il n'est pas nécessaire de disposer d'un banc de mesure complexe et très coûteux pour pouvoir lire l'identifiant. L'autre aspect intéressant d'un radar impulsif est la fonction de localisation qu'il procure. Cet aspect n'a pas été adressé durant cette thèse, mais nous avons toutes les clefs pour l'aborder. Toujours concernant le système de lecture, il semblerait que la conception d'un système d'anticollision spatiale à l'aide d'un réseau d'antennes focalisant soit tout à fait envisageable. Le fait de pouvoir lire plusieurs tags sans puce à la fois dans un espace réduit pourrait encore accroître l'intérêt de cette technologie au regard des codes à barre par exemple. Dans le chapitre 4 nous avons introduit un concept de codage rendu possible par la diversité de polarisation de l'onde incidente. Ce fut possible notamment grâce à l'utilisation de plusieurs résonateurs patches circulaires imbriqués les uns dans les autres (cf. design n°5 dans le chapitre 4). La conception d'un système de lecture à diversité de polarisation semble tout à fait pertinente car dans ce cas une mesure fréquentielle sur plusieurs bandes ISM peut être effectuée. Le design de l'antenne du lecteur est plus complexe, en revanche le système de lecture à ondes continues est plus conventionnel. Enfin, le chapitre 6 joue un rôle introductif aux perspectives d'avenir de la RFID sans puce. C'est dans cet esprit que nous avons souhaité tirer parti des performances des nano structures. Les nanofils de silicium montrent une extraordinaire faculté à la détection des variations de paramètres environnementaux. D'un autre côté, les nano-switchs nous permettent de réaliser des commutateurs RF programmables moyennant un empilement très simple fait de cuivre de SiO_2 et d'aluminium. Cet empilement n'est pas le seul possible et des matériaux organiques semblent présenter la même faculté pour stocker un état résistif non volatile. Dans ce cas, la réalisation d'un empilement basé sur un matériau organique est compatible avec un procédé d'impression jet d'encre. Les résultats encourageants obtenus dans le chapitre 6 nous ont permis d'identifier de nouveaux axes de développements des technologies RF sans fil et totalement passives.

Annexes

Annexes	228
I Pilotage du VNA HP8720D à l'aide d'une interface Matlab	229
II Logiciel de décodage des signatures des tags sans puce	231

I Pilotage du VNA HP8720D à l'aide d'une interface Matlab

Pour automatiser la procédure de calibration évoquée dans le chapitre 5, afin d'obtenir un résultat de mesure de manière très rapide, nous avons développé une interface de commande sous Matlab. Cela nécessite l'installation de l'Instrument **Toolbox tmtool**. Le pilotage du VNA peut s'effectuer via le bus GPIB. Nous disposons pour ce faire d'une interface USB vers GPIB. Pour que le VNA puisse être reconnu sur le PC, il faut dans un premier temps installer les drivers de l'interface USB/GPIB puis la librairie **Agilent IO Control**. Le schéma de la Fig. II.1 montre les différentes interfaces entre l'application Matlab et le VNA.

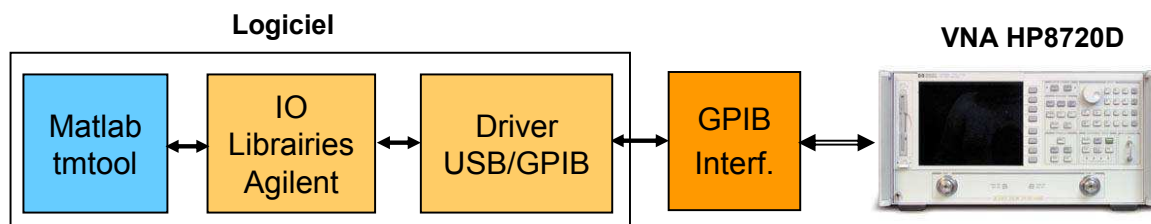


Fig. I.1 Synoptique de commande du VNA HP8720D.

Le code source suivant permet de créer une connexion avec l'instrument connecté sur le bus GPIB à l'adresse 16.

```
function [obj1]=con_vna(sw_calib,ref_calib)
obj1 = instrfind('Type', 'gpib', 'BoardIndex', 0, 'PrimaryAddress', 16, 'Tag', ''); % Recherche de l'instrument
% Creation de l'objet GPIB s'il n'existe pas
if isempty(obj1)
    obj1 = gpib('NI', 0, 16);
else
    fclose(obj1);
    obj1 = obj1(1)
end
%Taille maximum du buffer correspondent aux 1601 points maximum dans FORM5
set(obj1,'InputBufferSize', 13000);
% Connexion de l'instrument obj1.
fopen(obj1);
% Définit le format de retour et démarre le balayage continu
fwrite(obj1, 'FORM5; OPC?; CONT');
```

Pour déconnecter l'appareil représenté par le handle obj1, il suffit d'exécuter la routine suivante.

```
function dis_vna(obj1)
% Déconnexion de l'obj1
fclose(obj1);
% Suppression du handle obj1
delete(obj1);
```

Enfin pour lancer l'acquisition de la mesure courante du VNA il faut exécuter les lignes de codes suivantes. En retour, nous obtenons l'amplitude en échelle linéaire dans M , la phase en radians dans P , la partie réelle dans R et la partie imaginaire dans X .

```
function [M,P,R,X]=getdata_vna(obj1)
%% Commande de lecture
fwrite(obj1, 'OUTPDATA');
```

```
%% Les données retournées sont stockées dans la variable temp
temp=fread(obj1, 2, 'char');
temp=fread(obj1, 1, 'uint16');
data1=fread(obj1, temp/4, 'float32');
points=temp/(4*2);%Nb points
clrdevice(obj1);
% Allocation mémoire
data=zeros(points,2);
for i=1:1:points
    data(i,1)=data1((2*i)-1);
    data(i,2)=data1(2*i);
end
M=zeros(points,1);
M=abs(data(:,1)+j*data(:,2));% Amplitude
P=angle(data(:,1)+j*data(:,2));% Phase
R=data(:,1);% partie réelle
X=data(:,2);% partie imaginaire
```

II Logiciel de décodage des signatures des tags sans puce

Pendant cette thèse nous avons pu expérimenter différents moyens pour décoder une réponse spectrale afin d'y affecter un code et notamment une méthode basée sur la détection de pic et de creux. Rappelons-le, le codage que nous utilisons dans quasi tous nos designs est du type PPM fréquentiel, ce qui implique de détecter la fréquence des modes de résonance. Le listing Matlab qui est décrit dans cette annexe permet de récupérer le code inscrit dans un tag en double C. La première étape consiste à lire un fichier de décodage qui va dépendre du design (nombre de résonateurs, plage de fréquence de chaque résonateur, résolution fréquentielle). Le contenu des entrées d'un fichier de décodage pour le tag en double C est présenté dans le Tabl. I.1.

Tabl. II.1 Entrées du fichier de décodage du tag en double C

Entrée	Fmin (GHz)	Fmax (GHz)	ΔF (MHz)
Res. 1	1.97	2.3	50
Res. 2	2.38	2.6	50
Res. 3	4.06	5.5	100

Le code Matlab pour lire ce fichier nommé « fileDecode » est fournit ci-dessous.

```
RD=dlmread(fileDecode);
lmin = RD(:,1);
lmax = RD(:,2);
IncDF = RD(:,3);
NbRes=length(lmin);
Nbcomb=floor((lmax-lmin)/IncDF+1);
t=0.02;%tolérance en %
```

Une recherche des pics et des creux est ensuite effectué sur le signal spectral issu du tag est enregistré dans la variable *Hai*. Nous retrouvons dans *ypt* et *fpt* l'amplitude et les fréquences des différents pics détectés et dans *ypt2* et *fpt2* la même chose mais pour les creux détectés.

```
L = extr(Hai); % Positions of local extremes in a sequence
L{1}(1)=0;L{1}(end)=0;%pour éviter de prendre en compte des maximums aux limites min / max
L{2}(1)=0;L{2}(end)=0;%pour éviter de prendre en compte des minimums aux limites min / max
ypt = Hai(L{1});
fpt = fai(L{1});
ypt2= Hai(L{2});
fpt2= fai(L{2});
```

Un filtrage des pics pour la fenêtre de codage de chaque résonateur d'indice *ii* est ensuite fait et nous retrouvons dans *yp(ii)* et *fp(ii)* l'amplitude et la fréquence du pic d'amplitude maximale.

```
ipic=find(fpt>=lmin(ii)*(1-t));
fptemp=fpt(ipic);
yptemp=ypt(ipic);
ipic=find(fptemp<=lmax(ii)*(1+t));
fptemp=fptemp(ipic);
```



```
yptemp=yptemp(ipic);
[yp(ii),I]=max(yptemp);
fp(ii)=fptemp(I);
```

Le même filtrage peut être appliqué pour les creux dans la fenêtre de codage de chaque résonateur d'indice ii et nous retrouvons dans $yp2(ii)$ et $fp2(ii)$ l'amplitude et la fréquence du creux d'amplitude minimale.

```
ideep=find(fpt2>=lmin(ii)*(1-t));
fptemp2=fpt2(ideep);
yptemp2=ypt2(ideep);
ideep=find(fptemp2<=lmax(ii)*(1+t));
fptemp2=fptemp2(ideep);
yptemp2=yptemp2(ideep);
[yp2(ii),I]=min(yptemp2);
fp2(ii)=fptemp2(I);
```

Nous pouvons ensuite statuer sur la validité d'un pic de résonance en fonction de la dynamique du mode résonant caractérisé par l'écart d'amplitude entre le pic et le creux. Dans ce cas précis nous validons le pic si sa dynamique est supérieure ou égale à 4.77dB, soit une amplitude de pic 3 fois supérieure à celle du creux.

```
if max(yptemp) > 3*yp2(ii) % c'est un pic si l'amplitude est 3 fois (4.77dB) supérieure à celle du creux
    [yp(ii),I]=max(yptemp);
    fp(ii)=fptemp(I);
else
    yp(ii)=0;
    fp(ii)=0;
end;
```

A partir de la fréquence du pic et en connaissant la fréquence minimum $lmin(ii)$ dans la fenêtre affectée au résonateur ii ainsi que la résolution fréquentielle $IncDF(ii)$, nous pouvons en déduire son code $Code(ii)$.

```
Code(ii)=round((fp(ii)-lmin(ii))/IncDF(ii));
if(Code(ii)<0)
    Code(ii)=0;
end;
```

En associant le code associé à chaque résonateur ii nous pouvons obtenir l'identifiant d en base 10.

```
mul=1;
d=0;
for ii=1:NbRes
    d=d+Code(ii)*mul;
    mul=mul*Nbcomb(ii);
end;
```

L'identifiant en base 2 peut être retrouvé avec le code suivant.

```
Nbtot=ceil(log2(mul))
str2=dec2base(d,2,Nbtot);
```

Liste des publications

Revue Internationale avec comité de lecture

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "Design of Single Layer Chipless RFID Tag Robust to the Detuning Effect of the Container," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, July, 2012.

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "High Capacity Chipless RFID Tag Insensitive to the Polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, July, 2012.

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "A Fully Printable Chipless RFID Tag With Detuning Correction Technique," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 22, Issue 4, pp. 209-211, April 2012.

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "Chipless RFID Tag Using Hybrid Coding Technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 59, Issue 12, pp. 3356-3364, 2011.

E. Perret, M. Hamdi, A. Vena, F. Garet, M. Bernier, L. Duvillaret, S. Tedjini, "RF and THz Identification using a new generation of chipless RFID tags," *The Radioengineering journal - Towards EuCAP 2012: Emerging Materials, Methods, and Technologies in Antenna & Propagation*, 2011

Conférences internationales avec comité de sélection et actes

A. Guillet, A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "Design of a Chipless RFID Sensor for Water Level Detection," *15th International Symposium of ANTEM*, Toulouse, France, June, 2012.

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, C. Vallée, P. Gonon, C. Mannequin, "A Fully Passive RF Switch Based on Nanometric Conductive Bridge," *IEEE MTT-S IMS 2012*.

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, D. Kaddour, A. Potie, T. Baron, "A Compact Chipless RFID Tag with Environment Sensing Capability" *IEEE MTT-S IMS 2012*.

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "A Compact Chipless RFID Tag Using Polarization Diversity for Encoding and Sensing," *IEEE International Conference on RFID 2012*, April, 2012

A. Vena, T. Singh, E. Perret, S. Tedjini, "Metallic Letter Identification Based on Radar Approach" *URSI GASS*, Istanbul, Turkey, August 13-20, 2011

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "RFID Chipless Tag Based on Multiple Phase Shifters," *IEEE MTT-S IMS 2011*, Baltimore, USA, June 5-10, 2011

T. Singh, S. Tedjini, E. Perret, A. Vena, "A Frequency Signature Based Method for the RF Identification of Letters," *IEEE RFID 2011*, Orlando, Florida, USA, April 12-14, 2011

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "Novel Compact RFID Chipless Tag," *PIERS Proceedings*, Marrakesh, Morocco, March 20-23, 2011

V. Deepu, A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "New RF Identification Technology for secure applications," *IEEE RFID TA 2010*, Guangzhou, China, June 17-19, 2010.

Conférences nationales avec comité de sélection et actes

A. Vena, E. Perret, C. Mannequin, C. Vallée, P. Gonon, S. Tedjini, "Conception d'un switch RF à base de filaments conducteurs nanométriques," *JCMM 2012*, Chambéry, France, March 2012.

A. Vena, E. Perret, D. Kaddour, A. Potie, T. Baron, S. Tedjini, "Conception d'un capteur RFID sans puce à base de nanofils de silicium", *JCMM 2012*, Chambéry, France, March 2012.

A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, "Nouvelle génération de Tags RFID sans puce," *17èmes Journées Nationales Microondes*, Brest, France, 18-20 May 2011

Brevets

E. Perret, S. Tedjini, V. Deepu, F. Garet, L. Duvillaret, A. Vena, "Chipless passive RFID tag, " Patent WO/2011/098719, August 18, 2011

E. Perret, A. Vena, S. Tedjini, "Système d'identification par fréquences radio, " Patent FR N°12/56109, June 27, 2012 (**déposé**)

E. Perret, S. Tedjini, A. Vena, Y. Boutant C. Halopé, "Datamatrix with unique RF signature, " BP/12/0246, June 26, 2012, (**déposé**)

Chapitre de livre

S. Tedjini, E. Perret, A. Vena, D. Kaddour, "Chipless Radio Frequency Identifications System for Ubiquitous Tagging", IGI Global

Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage

Mots-clés :

Antennes, Identification par radiofréquences (RFID), RFID sans puce, code à barres RF, radar impulsif, banc de mesure Ultra Large Bande (ULB), signature électromagnétique, surface équivalente radar, impression électronique, capteurs RFID sans puce, nano-switch RF.

Résumé :

Malgré les nombreux avantages que procure la RFID, son déploiement demeure freiné par plusieurs facteurs aussi bien économiques, que technologiques. Parmi ces freins, on peut citer le coût encore trop élevé des tags, le manque de fiabilité et de sécurité dans les informations contenues dans la puce RFID mais aussi les aspects «recyclage» des tags.

Dans cette thèse nous nous focalisons sur le développement de tags RFID sans puce, qui représentent une nouvelle famille de tags bas coût. Avec cette technologie, l'information est extraite à partir de la réponse électromagnétique du tag qui dépend uniquement de sa géométrie. Différentes solutions ont été développées dans le but d'augmenter la quantité d'informations, de réduire la surface du tag ou encore d'améliorer la robustesse de détection. Des considérations pratiques tel que l'aspect réalisation sur substrat papier, le développement d'un système de détection bas coût, ou encore l'aspect mesure dans un environnement réel ont été adressés afin d'établir une preuve de concept. Des travaux sur la réalisation de capteurs RFID sans puce et sur le moyen de rendre un tag sans puce reconfigurable sont présentés en guise de perspective.

Contribution to the development of chipless RFID technology having a large coding capacity

Keywords :

Antennas, Radio-Frequency Identification (RFID), chipless RFID, RF barcode, Impulse Radar, Ultra Wide Band Measurement test bench, electromagnetic signature, Radar Cross Section (RCS), printable electronics, chipless RFID sensor, RF nano-switch.

Abstract :

Despite the many benefits of RFID, deployment is still hindered by several factors both economic and technological. Among these barriers include the cost of tags still too high, lack of reliability and security in the information contained in the RFID chip but also aspects "recycling" of tags.

In this thesis we focus on the development of chipless RFID tag, which represent a new family of low cost tags. With this technology, information is extracted from the electromagnetic response of the tag which depends only on its geometry. Various solutions have been developed to increase the amount of information, reduce the surface of the tag or to improve the robustness of detection. Practical considerations such as realization using paper substrate, the development of a low cost detection system, or measurements in a real environment have been addressed in order to establish proof of concept. The last works concerning chipless RFID sensor or about the way to make a chipless tag fully reconfigurable are presented as a perspective.