



**HAL**  
open science

# Synthèse de RCS pour la conception de tags RFID sans puce à forte capacité de codage

Olivier Rance

► **To cite this version:**

Olivier Rance. Synthèse de RCS pour la conception de tags RFID sans puce à forte capacité de codage. Electronique. Université Grenoble Alpes, 2017. Français. NNT : 2017GREAT050 . tel-02944124

**HAL Id: tel-02944124**

**<https://theses.hal.science/tel-02944124v1>**

Submitted on 21 Sep 2020

**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 LA COMMUNAUTÉ UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES**

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

**Olivier RANCE**

Thèse dirigée par **Etienne PERRET** et  
codirigée par **Pierre LEMAITRE-AUGER**

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

## **Synthèse de RCS pour la conception de tags RFID sans puce à forte capacité de codage**

Thèse soutenue publiquement le **17 mars 2017**, devant le jury  
composé de :

**M., Hervé, AUBERT**

Pr., INP Toulouse, Rapporteur

**M., Ronan, SAULEAU**

Pr., Université de Rennes 1, Rapporteur

**M., David, GIRBAU**

Pr, Universitat Rovira i Virgili, Membre

**Mme, Amélie, LITMAN**

MCF, Aix-Marseille Université, Membre

**M., Philippe, FERRARI**

Pr, Université de Grenoble, Président

**M., Etienne, PERRET**

MCF, Université de Grenoble, Membre

**M., Pierre, LEMAITRE-AUGER**

MCF, Université de Grenoble, Membre

**M., Romain, SIRAGUSA**

MCF, Université de Grenoble, Membre





# Liste des abréviations

1D	1 dimension
2D	2 dimension
BW	BandWidth
CCD	Charge Coupled Device
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPS	Coplanar Stripline
CPW	Coplanar waveguide
EAS	Electronic surveillance article
EM	Electromagnétique
ECC	Electronic Communications Committee
EPC	Electronic Product Code
FCC	Federal Communications Commission
FP	Frequency positioning (codage en positionnement de fréquence)
HF	High Frequency
ISO	International Standard Organisation
LF	Low Frequency
OC	Open Circuit
PDM	Plan de Masse
PEC	Particules Elémentaires de Codage
QR code	Quick Response code
RCS	Radar Cross Section
REP	Radiofrequency Encoding Particles
RFID	Radio Frequency IDentification
Rx	Antenne de Reception
SAW	surface acoustic wave
SC	Short circuit (court circuit)
SEM	Singularity expansion method (méthode de développement en singularités)
SER	Surface équivalente radar
SHF	Super High Frequency
TCI	Transducteur à Capacité Inter-digité
TDR	Time domain reflectometry
Tx	Antenne de reception
UHF	Ultra High Frequency
UWB	Ultra Wide Band
VNA	Analyseur de Réseau

# Table des matières

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

Liste des abréviations .....	2
Table des matières .....	3
Introduction générale.....	4
Chapitre 1 : Les technologies d'identification automatique .....	6
Chapitre 2 : Etat de l'art sur les méthodes de codage utilisées en RFID sans puce .....	27
Chapitre 3 : Théorie des tags RFID sans puce.....	52
Chapitre 4 : Le codage en amplitude.....	82
Chapitre 5 : Synthèse de RCS.....	133
Conclusion Générale.....	176
Liste des publications .....	178

# Introduction générale

Les technologies d'identification automatique ont profondément modifié les modes de consommation ainsi que l'organisation des entreprises. Elles ont permis la mise en place de systèmes de suivi des marchandises qui n'auraient pas été envisageable autrement. Le code-barres est l'exemple de technologie d'identification qui a connu le succès le plus marquant. Inventé dans les années 50 et utilisé de manière industrielle depuis les années 70, le code-barres est devenu incontournable dans le domaine de la grande distribution. Il équipe aujourd'hui plus de 70% des objets manufacturés dans le monde. Le succès du code-barres s'explique par son coût très faible et sa grande facilité d'utilisation.

Dans les années 90, des technologies basées sur l'utilisation d'ondes électromagnétiques ont également fait leur apparition sur le marché de l'identification. La RFID (de l'anglais *Radio Frequency Identification*) a su s'imposer face au code-barres dans certains domaines tels que la logistique, la traçabilité ou le contrôle d'accès grâce aux nouvelles possibilités offertes. La RFID ajoute en effet des fonctionnalités telles que la lecture à distance, la lecture multiple et la possibilité de modifier l'information contenue dans le tag. Pourtant la RFID n'a pas supplanté le code-barres en ce qui concerne la grande distribution où le prix du tag est parfois comparable à celui du bien qu'il identifie.

L'essor de la RFID est freiné par le coût unitaire des tags. Aussi, depuis quelques années des recherches se sont orientées vers la conception de tags RFID ne comportant pas de puces en silicium. La RFID sans puce se situe, d'un point de vue applicatif, au croisement entre le code-barres et la RFID conventionnelle. En l'absence de puce, l'identifiant du tag n'est pas contenu dans une mémoire comme dans le cas de la RFID conventionnelle mais directement au niveau de la géométrie du motif métallique. En ce sens les tags sans puce peuvent être assimilés à des cibles radars conçues pour avoir des signatures électromagnétiques spécifiques, facilement identifiables. Pour ce type de dispositif, la quantité d'information qu'il est possible de stocker est une question centrale lors de la conception, d'autant plus que les tags doivent également obéir à des contraintes de compacité. La quantité d'information obtenue par les techniques actuelles de codage n'est pas suffisante pour un usage industriel. Ce point constitue un verrou technologique qui doit être résolu pour permettre à la RFID sans puce de s'imposer comme une réelle alternative par rapport au code-barres ou à la RFID conventionnelle.

Afin de répondre à cette problématique la thèse propose une nouvelle méthode de codage basée sur la forme globale de la signature du tag. Pour ce faire, il faut être capable de réaliser des tags dont la signature est donnée par avance, ce qui constitue un problème inverse complexe. Une méthode de conception basée sur l'assemblage de motifs métalliques plus ou moins résonants est proposée. L'approche revient d'une certaine manière à décomposer la réponse sur la base des motifs de départ dont la réponse est supposée connue. La réponse de ces motifs élémentaires sera contrôlée grâce à des manipulations géométriques au sein du tag.

Le manuscrit est divisé en 5 chapitres.

Le premier chapitre est une introduction qui permettra de positionner la RFID sans puce par rapport aux autres technologies d'identification majeures. Nous verrons que la RFID sans puce constitue une forme de compromis entre le code-barres et la RFID conventionnelle, aussi bien du point de vue des performances atteintes que du point de vue applicatif.

Le deuxième chapitre est un état de l'art sur les méthodes de codage utilisées en RFID sans puce. Les différentes approches (temporelles, fréquentielles et hybride) seront expliquées et illustrées à partir d'exemples tirés de la littérature. Il sera établi que la quantité d'information la plus importante est obtenue pour des tags codés suivant l'approche fréquentielle.

Le troisième chapitre présente les différents principes physiques mis en jeu lors de l'interrogation d'un tag sans puce. Des notions théoriques issues de différents domaines tels que les radars, les antennes, les systèmes résonants ou la RFID conventionnelle sont regroupés et fourniront des outils pour la conception et l'analyse des tags RFID sans puce.

Le quatrième chapitre présente le principe du codage en amplitude. Deux exemples de tags avec des configurations différentes, un sans plan de masse et un avec plan de masse seront conçus. Une campagne de mesure sera présentée afin d'évaluer en pratique les performances qu'il est possible d'atteindre en termes de codage pour chacune de ces deux configurations. Le codage en amplitude est une étape préalable importante par rapport au codage sur la forme globale du tag. Les techniques mises en place pour contrôler l'amplitude de la réponse des tags seront réutilisées dans le chapitre suivant.

Le cinquième chapitre présente la méthode de conception des tags dont le codage est basé sur la forme globale de la signature. Deux cas différents seront étudiés. Un premier cas constitué de motifs résonants avec plan de masse et un second avec des motifs faiblement résonants sans plan de masse. Nous verrons que dans le cas large bande, la principale difficulté est liée aux couplages qui apparaissent entre les différents motifs.

En guise de conclusion, nous récapitulerons les résultats obtenus dans cette thèse et nous discuterons des perspectives pouvant faire suite à cette étude.

# Chapitre 1 : Les technologies d'identification automatique

- 1.1. Code-barres
  - 1.1.1. Les étiquettes
  - 1.1.2. Les lecteurs
- 1.2. La RFID classique
  - 1.2.1. Introduction générale
  - 1.2.2. Historique
  - 1.2.3. Classification des tags RFID
  - 1.2.4. Le marché de la RFID passive
  - 1.2.5. Fonctionnement des tags RFID UHF passifs- principe de rétro-modulation
  - 1.2.6. Les limites de la RFID
- 1.3. La RFID sans puce
  - 1.3.1. Principe de fonctionnement général
  - 1.3.2. Exemple basique de tag sans puce et critères de performance
    - 1.3.2.1. La capacité de codage
    - 1.3.2.2. La plage de fréquence
    - 1.3.2.3. La surface du tag.
    - 1.3.2.4. Distance de lecture.
    - 1.3.2.5. Sensibilité du tag à l'environnement.
- 1.4. Conclusion.

Dans cette première partie, nous présenterons les deux principales technologies d'identification automatique que sont le code-barres et la RFID (particulièrement la technologie UHF passive). Nous verrons d'une part que le code-barres est limité en termes de fonctionnalités et d'autre part que le prix de la RFID est prohibitif pour un grand nombre d'applications. Aussi nous introduirons une technologie intermédiaire, encore au stade de la recherche, qui permet d'allier certaines fonctions de la RFID avec le faible coût des codes-barres : la RFID sans puce (Chipless RFID en anglais).

La RFID sans puce est le sujet central de la thèse. Le premier chapitre est une introduction qui permettra au lecteur de saisir les enjeux et la philosophie liés à cette technologie. Les aspects techniques et scientifiques seront présentés en profondeur dans les chapitres suivants.



## 1. Les technologies d'identification automatique

Toute activité commerciale ou industrielle suppose un système de suivi permettant de connaître l'état des stocks, les entrées sorties et consommations de produits, le circuit des documents, matériels, outillages etc.

Ce suivi peut être fait manuellement en tenant des registres, ou par traitement informatique. Dans ce dernier cas, il est nécessaire de saisir les informations dans un ordinateur. La saisie par un opérateur humain présente un certain nombre d'inconvénients. Le taux d'erreurs est relativement élevé, de l'ordre de 2 à 3% des frappes. La vitesse de saisie est souvent faible car faite par des personnes pour lesquelles la saisie n'est qu'une tâche additionnelle venant se greffer à leur travail habituel. Ces éléments font que la saisie clavier est souvent considérée comme trop coûteuse ou trop lourde pour être effectuée.

L'identification automatique est un ensemble de techniques, comprenant principalement le code-barres et la RFID, qui ont pour but d'automatiser cette saisie des informations. La vitesse et la sécurité de la saisie permettent des gains considérables par rapport à une saisie manuelle et la mise en place d'un système d'information qui n'aurait pas été envisageable autrement. Dans les entreprises, l'identification automatique est appliquée dans la quasi-totalité des services : réception des marchandises, suivi des stocks, suivi de la production, contrôle de la qualité, préparation des commandes et conditionnement des produits, etc.

### 1.1. Code-barres

Un système d'identification à base de code-barres est constitué d'une étiquette généralement imprimée à partir d'une imprimante thermique associé à un lecteur optique.

Le brevet initial [1] a été déposé par deux étudiants américains en 1952 dans le cadre d'un projet d'étude visant à développer une méthode pour automatiser l'enregistrement des produits des fabricants. Le code-barres est devenu un succès commercial à la fin des années 70 grâce à l'adoption du code UPC (Universal Product Code) par la grande distribution. Depuis cette époque, l'usage des codes-barres s'est étendu à de nombreuses sphères d'activités telles que le suivi des envois postaux, le suivi des bagages sur les lignes aériennes, l'identification des médicaments, l'indexation de documents, etc. Aujourd'hui, le code-barres est la solution d'identification automatique la plus répandue, équipant 70% des objets manufacturés [2].

La prépondérance du code-barres par rapport aux autres techniques d'identification automatique s'explique principalement par son faible coût de revient et sa grande facilité d'impression et d'utilisation [2]. Le coût unitaire de mise en œuvre d'un code-barres est estimé à environ 0,005 USD. Le code-barres offre de plus une très bonne fiabilité avec une probabilité d'erreur de 1 pour 2 millions. Les évolutions importantes des lecteurs ont permis au code-barres de rester compétitif notamment grâce à l'augmentation de la distance de lecture et à la possibilité de lecture au vol [3]. En dernier lieu, les codes-barres bénéficient de standards adoptés au niveau mondial, ce qui leur a donné pendant longtemps un avantage crucial face à des technologies plus jeunes telles que la RFID.

#### 1.1.1. Les étiquettes

Un code-barres (figure 1.1-a) est composé d'une série de lignes verticales de largeur variable (appelées barres) et d'espaces. Les caractères sont codés par une combinaison de barres et d'espaces. Depuis 1999, des codes-barres 2D ont également fait leur apparition sur le marché de

l'identification automatique (figure 1.1-b). Les codes-barres 2D utilisent des pixels au lieu des barres pour coder les caractères mais l'idée générale reste identique au code-barres 1D.

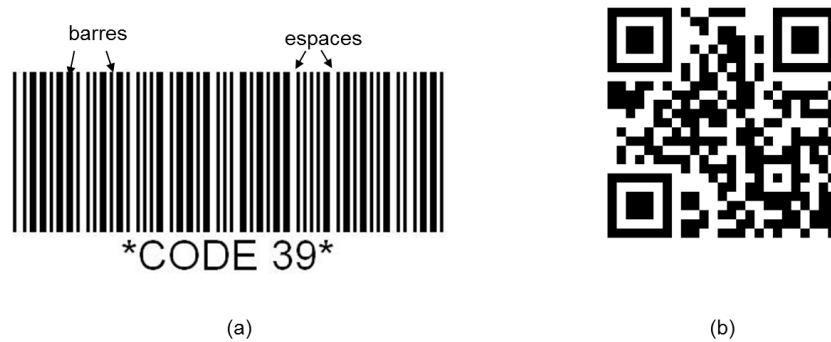


Figure 1.1. Structure des codes-barres. (a) Code-barres 1D utilisant le code 39. (b) Code-barres 2D de type code QR.

La transposition entre un caractère et sa représentation sous forme de code-barres est appelée symbologie. Cette transposition implique un codage, ainsi que des marqueurs de début et de fin de l'information. Depuis leur apparition, de nombreux codes ont été conçus pour améliorer la compacité, la fiabilité, la facilité de lecture ou d'impression des codes-barres. Les anciens codes sont en principe remplacés par des codes plus récents présentant de meilleures performances. Cependant certains secteurs d'activités ont établi leur norme sur d'anciens codes-barres qui restent toujours utilisés dans ces secteurs. A titre d'exemple, on peut citer le code EAN 13 (figure 1.2) utilisé dans le monde entier sur l'ensemble des produits de grande consommation malgré sa capacité de codage relativement faible de 43 bits. Contrairement à une idée répandue, un code-barres ne contient généralement aucune donnée descriptive telle que le prix ou la description d'un article. Les données d'un code-barres représentent uniquement une référence utilisée par l'ordinateur pour effectuer une recherche dans une base de données.

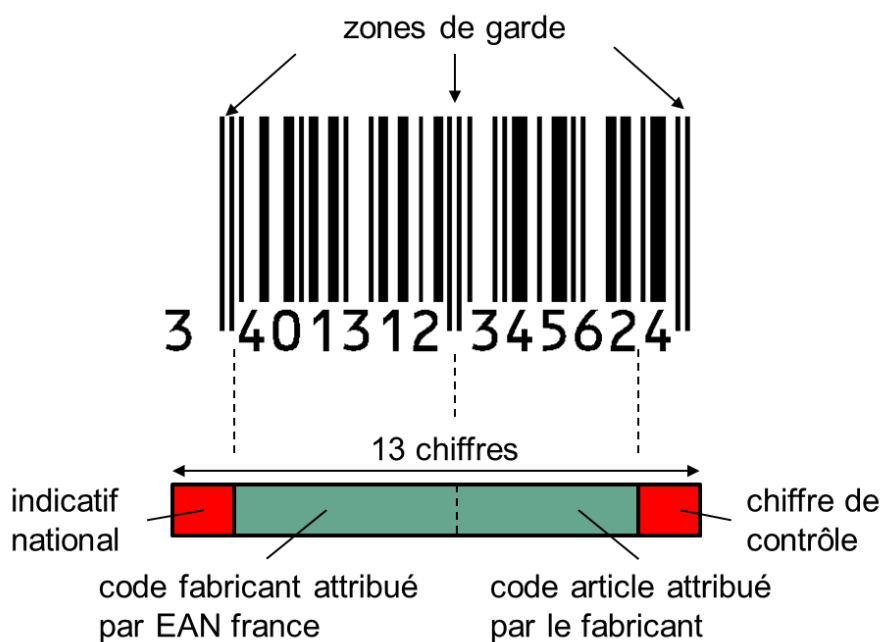


Figure 1.2. Représentation du code-barres EAN 13 utilisé dans le domaine de la grande distribution. Il permet de coder 13 chiffres (i.e. 43 bits). Comme pour les autres codes EAN, des éléments de zones de gardes sont présents pour la calibrations des lecteurs.

Il existe de nombreux types de codes-barres. Les codes-barres les plus fréquemment rencontrés sont comparés dans le tableau 1.1.

Table 1.1 Comparaison entre différents types de codes-barres fréquemment rencontrés.

	<b>EAN 13</b>	<b>Code 39</b>	<b>Code 128</b>	<b>Datamatrix</b>
Date	1970	1974	1981	1999
Caractères encodés	Numériques (chiffres de 0 à 9)	Alphanumériques (0 à 9, A à Z, caract. spéciaux) 43 caractères	ASCII complet. (128 caractères)	Caractères alphanumériques.
Capacité de codage indicative (variable selon taille)	Capacité fixe : 13 chiffres (43 bits)	130 bits pour 24 caractères	168 bits pour 24 caractères	862 caractères (4.5 kbit) pour un tag de 88 mm×88 mm
Longueur indicative	variable entre 20 mm et 37 mm suivant conditions d'impression	95 mm pour 24 caractères*	75 mm pour 24 caractères*	variable entre 10 mm × 10 mm et 144 mm × 144 mm
Caractéristiques	Longueur fixe, Code commun à 60 pays	Code universel, lu par la plupart des équipements	Code très dense mais lu uniquement par certains lecteurs	Très grande capacité de codage mais nécessite lecteurs spécifiques
Exemple d'application	Produits alimentaires, articles de grande distribution	Gestion et ventes de produits, étiquetage de bien, distribution de courrier, indexation de documents	Transports, industrie, santé, distribution	Lien rapide vers contenu en ligne, échange de coordonnées paiement, suivi de lots ou pièces
Appareil de saisi	Tous lecteurs de code-barres	Lecteurs de code-barres	Lecteurs de code-barres	Smartphones, Imageurs

\*impression de 24 caractères utiles, avec une imprimante thermique imprimant des barres étroites de 0.25 mm.

### 1.1.2. Les différents types de lecteurs

Le code-barres classique doit sa longévité aux innovations apportées en matière de lecture optique. Il existe aujourd'hui principalement trois types de lecteurs : les lecteurs laser, les lecteurs CCD et les imageurs.

Les lecteurs lasers (figure 1.3) s'appuient sur un principe de réflexion optique. Lors de la lecture d'un code-barres, le faisceau lumineux émis est absorbé par les barres sombres, alors qu'il est réfléchi par les espaces clairs. A l'intérieur du lecteur, un phototransistor reçoit la lumière réfléchie et la convertit en un signal électrique. La durée du signal électrique détermine si les éléments sont larges ou étroits. Le lecteur est également muni d'un décodeur permettant de faire la transposition entre ce signal et les caractères représentés par le code-barres. Le lecteur laser utilise un seul rayon

lumineux généré par une diode laser. La source lumineuse est dense et précise : cela permet une lecture rapprochée ou distante de plusieurs mètres ainsi qu'une lecture au vol, sur des objets ou documents en mouvement.

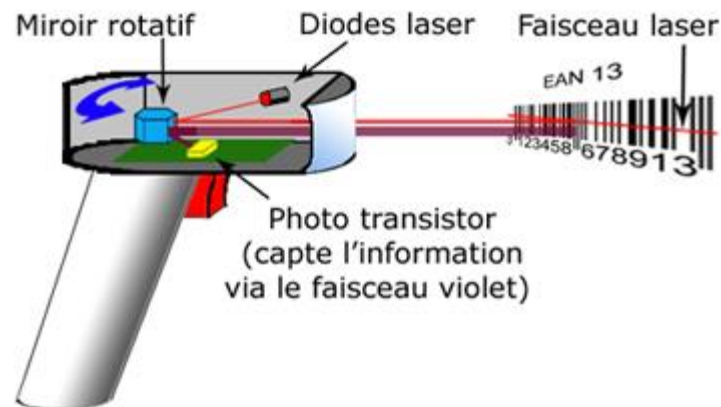


Figure 1.3. Principe de fonctionnement d'un lecteur de code-barres laser.

Les lecteurs lasers actuels réalisent une lecture automatique du code. Nul besoin de parcourir le code dans sa longueur, un miroir motorisé le fait en réfléchissant le rayon laser de part et d'autre du code donnant ainsi l'illusion optique d'un trait continu. Certains lecteurs réalisent également ce balayage sur la hauteur du code (lecture multitrames), d'autres encore démultiplient le balayage dans le but d'obtenir une grille sous laquelle le code peut être placé sous un degré d'orientation quelconque (lecture omnidirectionnel). Pour certaines applications en entrepôt notamment (lasers de classes supérieures), certains lecteurs lasers sont capables de lire à plus de 10 m de distance.

Les lecteurs CCD fonctionnent sur le même principe que les lecteurs laser mais ils émettent un faisceau diffus généré par l'intermédiaire d'un réseau de diodes, ce qui permet d'accentuer le contraste entre les barres fines. L'image réfléchie est focalisée par l'intermédiaire d'une lentille et envoyée sur un capteur CCD (même type de capteurs que ceux utilisés dans les caméras ou les appareils photo numériques).

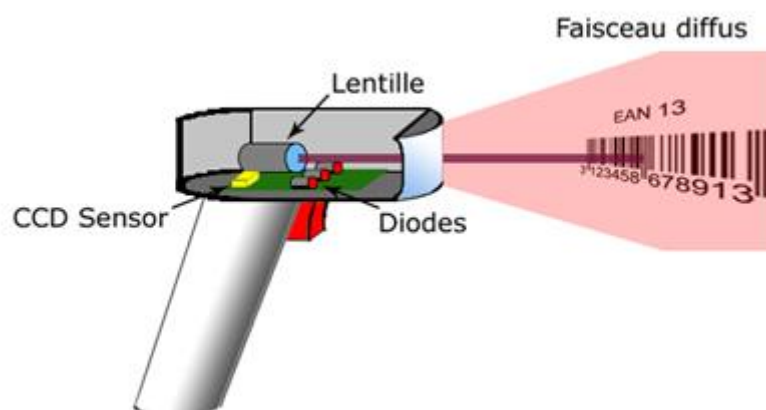


Figure 1.4. Principe de fonctionnement d'un lecteur CDD.

Le lecteur CCD permet une lecture automatique du code-barres : il n'est donc pas nécessaire de faire un balayage. La distance de lecture est variable et dépend des réglages apportés au lecteur et de la densité du code-barres à lire. Plus la distance est importante et plus l'éclairage du code est faible. Les modèles CCD ne comportent pas d'élément mécanique et présentent généralement une

grande robustesse. Les lecteurs CCD d'entrée de gamme (communément appelés « douchettes ») sont généralement les produits les plus économiques. Cette technologie a connu de fortes évolutions depuis quelques années et la distance de lecture est passée de 3 cm à 2 m pour certains lecteurs CCD haut de gamme.

Les imageurs, ou lecteurs 2D (voir figure 1.4) utilisent une technologie différente des lecteurs laser ou CCD. Ils utilisent une camera CMOS qui prend en photo le code, puis l'analyse et le décode. Les codes-barres 2D ont besoin, pour être lus, d'être scannés dans le sens vertical et horizontal.

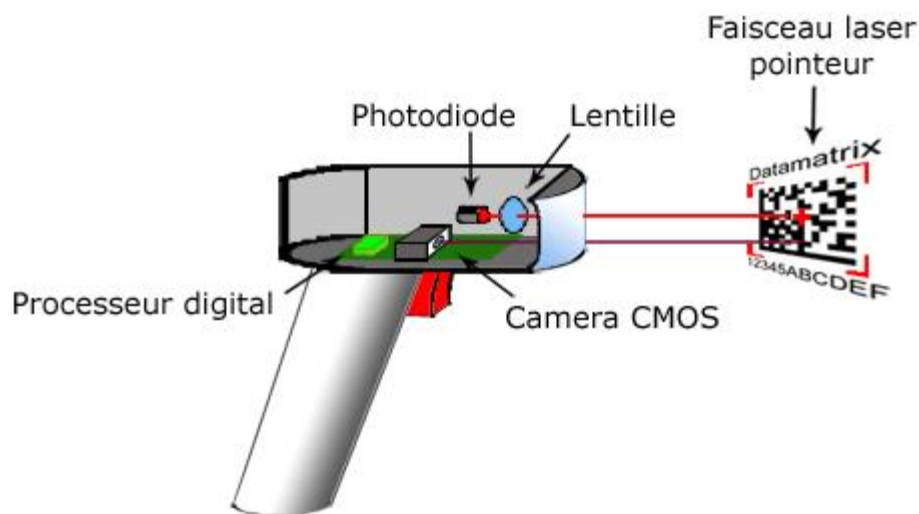


Figure 1.4. Principe de fonctionnement d'un imageur. Un imageur est un lecteur spécialement conçu pour la lecture de tags 2D.

L'imageur obtient de bons résultats avec les codes-barres peu lisibles ou abîmés. Il est capable de lire les codes-barres sous n'importe quel angle (lecture omnidirectionnelle). Enfin, les imageurs ne comportent aucune pièce fragile ou mobile. Ils sont ainsi parfaitement adaptés aux environnements industriels tels que l'automobile. Les imageurs ont une distance de lecture maximum de l'ordre de 30 cm.

Aujourd'hui la plupart des lecteurs de code-barres sont sans fils et communiquent avec l'ordinateur par un lien de communication RF. On peut distinguer « les lecteurs », qui lisent et transmettent l'information en temps réel, des « terminaux » qui peuvent stocker les informations et les transmettre ultérieurement. Les terminaux sont généralement équipés de systèmes d'exploitation embarqués, permettant ainsi de charger des logiciels et applications dédiées.

Table 1.2 Avantages comparés des différents types de lecteurs de code-barres.

	<b>Lecteurs Laser</b>	<b>Lecteurs CCD</b>	<b>Imageurs</b>
<b>Avantages</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Lecture à grande distance</li> <li>• Grande plage de lecture</li> <li>• Utilisable pour des objets en mouvement</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Compact</li> <li>• Peu onéreux</li> <li>• Durée de vie importante en raison de l'absence de moteur</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Polyvalence du lecteur qui peut lire tous les types de codes (1D, 2D)</li> <li>• Lecture rapide</li> </ul>
<b>Inconvénients</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Onéreux</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Plage de lecture limitée</li> <li>• Ne convient pas pour les objets en mouvement</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Plage de lecture limitée</li> <li>• Ne convient pas pour les objets en mouvement</li> <li>• Onéreux</li> </ul>

Les avantages et inconvénients des différents types de lecteurs sont comparés dans le tableau 1.2. A titre indicatif, le numéro un des ventes en 2016 sur Amazon dans la catégorie « lecteurs de code-barres » est le BCST-20 développé par Inateck. Le BCST-20 est un lecteur laser, avec une distance de lecture nominale de 6 à 30 cm pour un prix de 45 euros.

Bien que très performant pour son faible coût, le code-barres souffre d'un manque de maniabilité au niveau de la lecture (vision directe et portée limitée pour des lecteurs faible coût) ainsi que de l'impossibilité d'ajouter des fonctions supplémentaires comme l'accès en écriture ou l'intégration de capteurs. Pour certains domaines d'applications (traçabilité, logistique ...), ces limites ont permis l'apparition de solutions alternatives comportant des spectres fonctionnels plus larges telles que la RFID.

## 1.2. La RFID

### 1.2.1. Introduction générale

La seconde option pour la mise en place d'un système d'identification automatique est l'identification par radiofréquence communément appelé RFID. Un système RFID est composé d'un lecteur, généralement relié à une base de donnée, qui communique par un lien radiofréquence avec une étiquette (ou tag).



Figure 1.5 Présentation générale d'un système RFID. Le lecteur communique par un lien RF avec un tag. Le tag est composé d'une puce (point rouge) connectée à une antenne.

Le tag est composé d'un circuit intégré (puce) connecté à une antenne. Pour les versions miniaturisées, il est possible d'inclure ce circuit sur une étiquette papier, et on a alors une véritable étiquette « intelligente ». Dans d'autres cas, le circuit est noyé dans du plastique et on peut présenter le tag RFID sous des formes diverses (bouton, carte plastique, etc.) ou même les inclure directement dans un objet moulé (palettes, containers, clé de véhicule, badge d'identification, etc.).

Les tags RFID présentent trois caractéristiques qui leur ouvrent des champs d'utilisation plus larges que les codes-barres : il est tout d'abord possible de les lire sans visibilité directe entre le lecteur et le tag (on peut donc par exemple les lire à l'intérieur d'un carton, ou au travers d'une couche de peinture ou alors qu'ils sont moulés dans du plastique...). On perturbe donc moins l'intégrité visuelle du produit. Ensuite, il est possible non seulement de lire des données, mais également de les écrire. De plus, les systèmes « anticollisions » permettent de lire quasi simultanément un grand nombre de tags dans le même volume (lecture des identifiants de tous les objets situés dans un environnement spécifique donné).

Les distances de lecture dépendent des technologies utilisées (fréquences, type et dimensions des antennes) et de la puissance utilisable, qui varie selon la réglementation locale. Des distances de lecture de quelques centimètres à quelques mètres sont classiquement rencontrées. Des distances de plusieurs centaines de mètres sont techniquement possibles, mais il s'agit alors d'applications « hors standard » (puissance...) et/ou utilisant des tags actifs qui comportent leur propre source d'alimentation (beaucoup plus coûteux et volumineux que les tags passifs, comme par exemple les badges de péage automatique).

### 1.2.2. Historique

Le brevet initial est déposé par E. Brard en 1930 [4]. Le principe de la RFID est utilisé en 1940 pendant la Seconde Guerre Mondiale pour l'identification des appareils volants (IFF : Identifie Friend or Foie). Il s'agissait de compléter la signature RADAR des avions en lisant un identifiant fixe permettant l'authentification des avions alliés [5]. Durant les années 1960-1970, les systèmes RFID restent une technologie confidentielle, à usage militaire pour le contrôle d'accès aux sites sensibles [6], notamment dans le nucléaire.

La première application grand public de la RFID apparaît en 1970 avec les systèmes antivol EAS (Electronic Article Surveillance) dont les transpondeurs sont l'équivalent de tags sans puces 1 bit. C'est un succès commercial et la RFID devient un sujet d'intérêt pour de grandes compagnies telles que General Electric ou Philips.

En 1980, les avancées technologiques (transistor, miniaturisation des composants) permettent la mise en œuvre du tag passif dont le principe est connu [7] et étudié [8] depuis 1948. Le tag RFID rétro-module l'onde rayonnée par le lecteur pour transmettre des informations. Cette technologie permet de s'affranchir de source d'énergie embarquée au niveau du tag réduisant de ce fait son coût et sa maintenance. A partir de ce moment, on assiste à un engouement pour la RFID, pressentie comme la technologie du futur. Cependant, ni les fréquences ni les protocoles d'échange d'informations n'étaient standardisés, et, en conséquence, les seules applications envisageables étaient des applications de niches ou internes à une entreprise.

Ce n'est qu'à partir des années 90 que débute la normalisation des équipements RFID et que la RFID prend son essor. On assiste alors au déploiement d'applications sur des volumes importants : badges d'identification à lecture « sans contact », transports publics (RATP), systèmes antivol (clés de voiture comportant une puce RFID reconnue par le véhicule et autorisant le démarrage), péages d'autoroute (avec étiquettes actives), etc.

En 1999, le MIT (Massachusetts Institute of Technology) fonde un centre de recherches spécialisé en identification automatique (principalement RFID) : l'Auto-ID center. L'auto-ID devient "EPCglobal", en 2004 ; une organisation chargée de promouvoir la norme EPC (Electronic Product Code), extension du code barre à la RFID. L'ISO (International Standard Organisation) a également largement contribué à la mise en place de normes tant techniques qu'applicatives permettant d'avoir un haut degré d'interopérabilité voire d'interchangeabilité.

En France on peut noter la création du CNRFID (Centre National de Référence RFID) par le Ministère de l'Économie, de l'Industrie et du Numérique en 2009. Cette association a pour but de faciliter l'adoption et l'appropriation des technologies sans contact par les entreprises.

Les technologies RFID sont aujourd'hui largement répandues dans quasiment tous les secteurs industriels (aéronautique, automobile, logistique, transport, santé, etc.) ainsi que dans la vie quotidienne. Des exemples d'applications récentes sont l'apparition de la carte de paiement sans contact ou le déploiement massif de la RFID sur toute une ligne de production chez Décathlon.

### 1.2.3. Classification des tags RFID

Comme évoqué précédemment, il existe une grande variété d'applications nécessitant l'identification d'objet à distance. Ces applications sont soumises à des contraintes très variables sur les portées de lecture, sur la nature des objets à identifier (permittivités, présence de métal ...) ou encore sur l'environnement d'utilisation des tags. Cette grande variété d'applications et leurs



contraintes spécifiques expliquent en partie la grande diversité des technologies RFID que l'on peut trouver.

Les tags RFID sont classés selon différents critères. Un premier critère déterminant par rapport au prix du tag est la présence ou non d'une source d'alimentation au sein du tag. Suivant ce critère on distingue trois types de tags :

- Les tags actifs, qui embarquent une source d'énergie utilisée à la fois pour alimenter la puce et pour l'envoi de la réponse via un étage d'émission RF. La communication avec le lecteur est donc de type pair à pair et il est possible d'utiliser des fréquences différentes en émission et en réception. Les tags actifs permettent en général d'obtenir des distances de lecture élevées mais la présence de la batterie les rends plus volumineux, plus coûteux, et exige une maintenance.
- Les tags semi-passifs ou tags passifs assistés par batteries, comportent une source d'énergie embarquée utilisée uniquement pour l'alimentation de la partie logique de la puce et non pour émettre le signal à l'origine de la réponse du tag. Ainsi, le tag utilise la rétro-modulation de l'onde émise par le lecteur pour la communication, ce qui est différent des tags actifs. Ce type de tag est largement utilisé pour des applications nécessitant une capture d'information (température, choc, lumière, etc.) indépendante de la présence d'un interrogateur.
- Les tags passifs qui utilisent l'onde émise par le lecteur à la fois pour alimenter la puce et pour la communication. C'est le type de tag dont le fonctionnement est le plus proche du code-barres. Ce type de tag est de loin le plus répandu sur le marché de la RFID en raison de son faible coût et de l'absence de maintenance.

Les tags RFID passifs sont de très loin les plus utilisés sur le marché actuel. Les différents types de tags passifs sont généralement classés suivant la fréquence de fonctionnement du système. En fonction des fréquences utilisées, les principes physiques mis en œuvre ne sont pas les mêmes ; c'est donc un critère déterminant par rapport à la portée de lecture et aux performances générales du tag. Les caractéristiques générales des tags passifs en fonction de la fréquence utilisée sont présentées dans le Tableau 1.3.

Table 1.3. Caractéristiques des tags RFID passif en fonction de la fréquence utilisée.

Fréquence	125 et 134.2 kHz LF	13.56 MHz HF	868 à 915 MHz UHF	2.45 et 5.8 GHz SHF
Principe physique	Couplage inductif (champ proche)	Couplage inductif (champ proche)	Propagation (champ lointain)	Propagation (champ lointain)
Portée typique max	0.5 m	1 m	10 m	1 m
Caractéristiques générales	- Relativement cher même par gros volumes - L'antenne nécessite un nombre de tours important - Faible dégradation des performances en milieu métallique ou liquide	- Moins cher que les tags LF - Bien adapté aux applications qui ne demandent pas de lire beaucoup de tags à grande distance. -Fréquence unique dans le monde	-En gros volume, les tags UHF sont moins chers que les tags HF et LF - Adapté à la lecture en volume à longue distance - Performances dégradées par rapport à la HF en milieu métallique ou liquide	- Performances similaires à l'UHF - Très forte sensibilité aux métaux et liquides - Liaison lecteur/tag plus directive que pour les fréquences plus basses
Coût unitaire	>1 euros	>0.4 euros	>0.2 euros	>0.3 euros
Principales normes	ISO 14223/1 ISO 18000-2	ISO 14443 ISO 15693 ISO 18000-3	ISO 18000-6	ISO 18000-4

A titre comparatif, pour rappel, le prix d'un code-barres est estimé à 0.005 euros soit un coût bien inférieur à tous types de solutions proposées par la RFID conventionnelle.

#### 1.2.4. Le marché de la RFID passive

De par son faible coût et sa distance de lecture intéressante, la RFID UHF est la plus prometteuse pour l'étiquetage d'articles de consommation. La répartition du marché de la RFID passive en fonction de la fréquence d'utilisation pour l'année 2011 [9] est représentée figure 1.6.

On voit qu'en 2011 les deux technologies les plus utilisées sont la RFID HF (46.5 %) et la RFID UHF (40,9%). Cependant, la technologie HF est en perte de vitesse devant la RFID UHF qui connaît une croissance rapide. Déjà en 2013, la tendance s'inverse puisqu'on a 2182 millions de tags vendus pour la RFID HF (soit 37% du marché total) contre 3079 millions pour la RFID UHF (52%). Selon l'étude [9], l'estimation du nombre de tags RFID passifs qui seront vendus sur le marché en 2020, toutes applications et marchés confondus prévoit la répartition suivante : 1308 millions pour la RFID LF (3.5%), 5904 millions pour la RFID HF (15.8%), et 30000 millions pour la RFID UHF (80.6%).

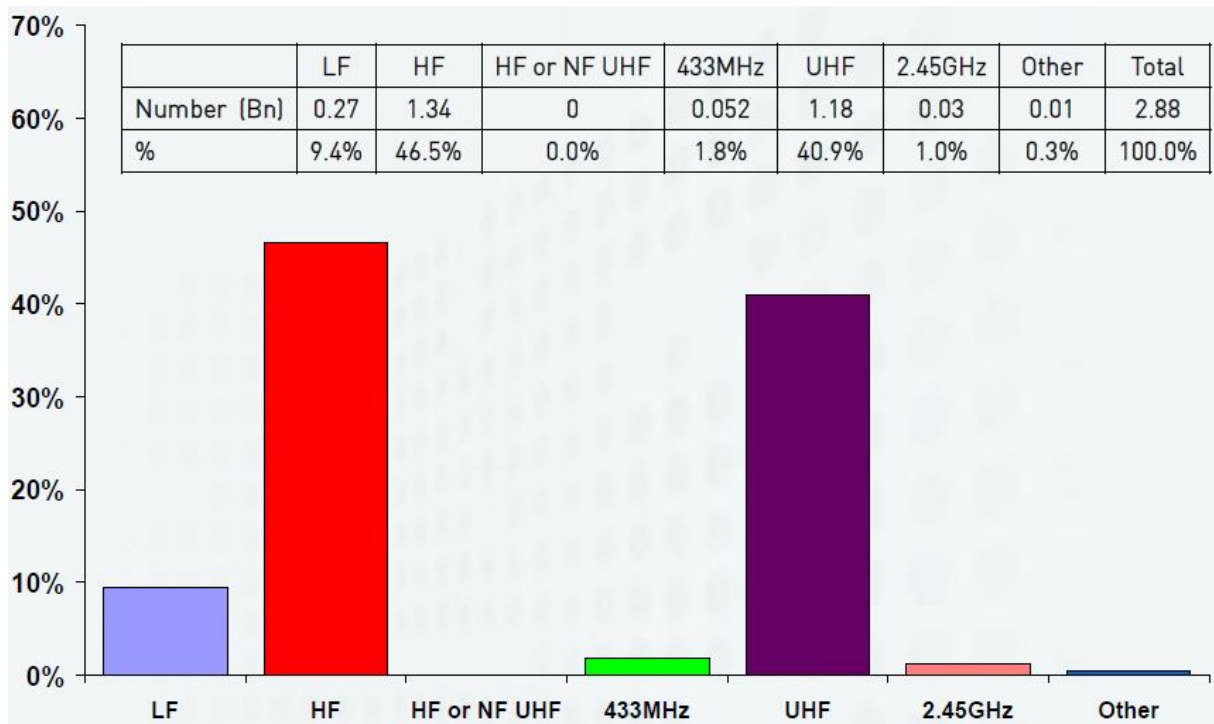


Figure 1.6 Marché de la RFID passive en fonction de la fréquence d'opération.

### 1.2.5. Fonctionnement des tags RFID UHF passifs - principe de rétro-modulation

Les tags RFID UHF étant actuellement les tags RFID passifs les plus répandus, il est intéressant de donner quelques détails sur leur principe de fonctionnement. Les tags passifs UHF fonctionnent à une fréquence qui se situe entre 860 et 960 MHz. A ces fréquences, le mode de fonctionnement privilégié de ces systèmes RFID est le champ lointain. Aussi des portées de lecture plus importantes peuvent être atteintes que dans le cas de tags à couplages inductifs LF ou HF.

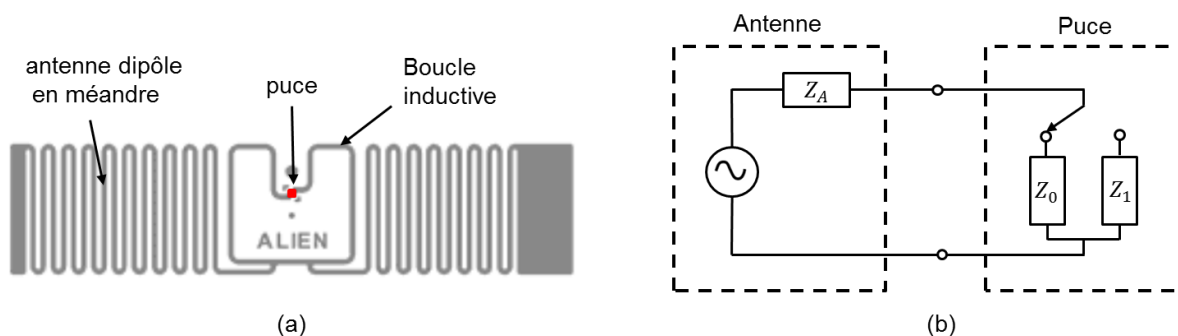


Figure 1.7. (a) Structure d'un tag RFID UHF classique. (b) Circuit électrique équivalent.

Un tag RFID UHF (figure 1.7-a) est constitué d'une antenne reliée à une puce électronique qui peuvent tous deux être modélisés par des impédances complexes comme sur le schéma électrique équivalent présenté figure 1.7-b. La communication repose sur le principe de la modulation de charge. Lorsque l'onde émise par le lecteur rencontre le tag, une partie de la puissance est directement réfléchiée par l'antenne (mode de structure) et une autre partie est collectée et délivrée à la puce (mode d'antenne). Ces deux contributions seront détaillées plus amplement dans le

chapitre 3, section 3.3. Si la puissance collectée est suffisante pour alimenter la puce, celle-ci s'active et fait varier son impédance d'entrée entre deux états distincts ( $Z_0$  et  $Z_1$  sur la figure 1.7-b). Ainsi lorsque la puce est active, la charge de l'antenne varie entre deux conditions distinctes et par suite la puissance re-rayonnée par le tag prend deux valeurs différentes qui sont utilisées pour coder l'information. Par exemple, dans le cas extrême, on peut avoir en premier lieu une charge en circuit ouvert de telle sorte que le signal réfléchi par la puce soit en opposition de phase par rapport au mode de structure. L'amplitude du signal réfléchi total est alors minimum, ce qui peut être utilisé pour coder l'état logique 0. En second lieu, on peut considérer une charge de type court-circuit, de telle sorte que le signal réfléchi par la puce soit en phase avec le mode de structure. L'amplitude du signal réfléchi total est alors maximum, ce qui peut être utilisé pour coder l'état logique 1.

Pour réaliser la communication entre le tag et le lecteur dans un cas pratique, deux conditions sont à satisfaire. La première consiste à assurer que la puissance arrivant au niveau de la puce soit suffisamment importante, c'est-à-dire supérieure à la puissance minimum d'activation de la puce. La deuxième condition est d'assurer que les deux états de codages reçus par le lecteur soient suffisamment différenciés. Toute la difficulté de la conception des tags RFID UHF provient du fait que ces deux conditions sont souvent contradictoires du point de vue de l'adaptation de l'antenne [10]. Un compromis doit être trouvé afin d'optimiser la distance de lecture du système.

Il est également intéressant de se pencher sur le fonctionnement de la puce. La figure 1.8 présente un tag RFID UHF sous la forme d'un diagramme fonctionnel. La puce comporte une partie analogique radiofréquence (Front-end radio) et une partie numérique. La partie numérique est généralement constituée d'une machine à états qui a pour rôle d'analyser les instructions reçues, de coder/ décoder les informations et de répondre en envoyant ces données au front-end radio. La partie numérique est réveillée par le front end radio lorsque la puissance collectée par l'antenne est suffisante (puissance d'activation de la puce). Le front-end radio remplit trois fonctions principales : la récupération d'énergie, la réception du signal et la modulation de charge.

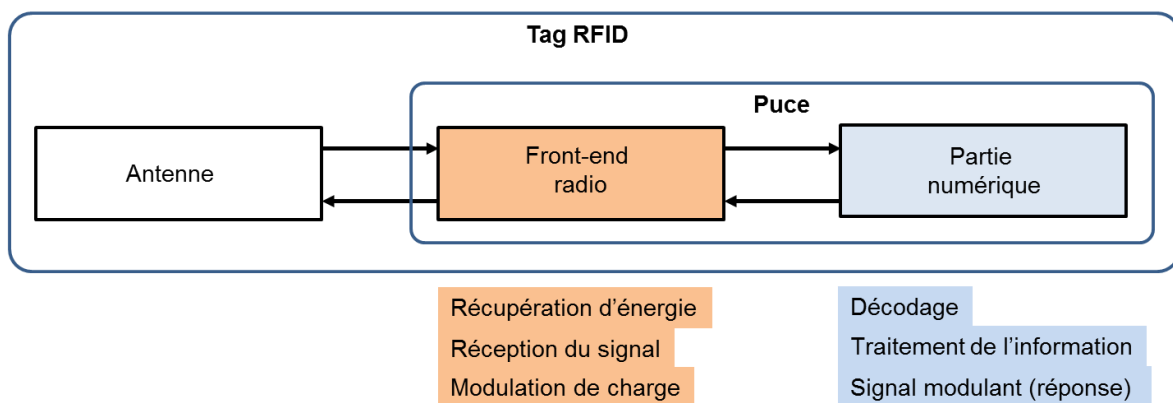


Figure 1.8 Diagramme fonctionnel d'un tag RFID UHF passif.

La récupération d'énergie est généralement assurée par un redresseur permettant de récupérer une tension continue à partir de la porteuse reçue par l'antenne afin de permettre l'alimentation du tag. Le redresseur est suivi d'un limiteur de tension afin de protéger la puce des risques de surtension. Une capacité réservoir en sortie du redresseur assure l'alimentation de la puce durant la phase de rétro-modulation.

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

Le front-end RF assure également la modulation de charge. Autrement dit, il comporte un dispositif permettant de modifier l'impédance d'entrée de la puce. Ce dispositif est généralement constitué d'un transistor, commandé par le signal numérique modulant, qui commute entre deux impédances de valeurs différentes.

### 1.2.6. Les limites de la RFID

Le coût des puces, qui s'élève généralement autour de 20 centimes l'unité, constitue le principal obstacle commercial de la technologie RFID. Les puces RFID équipées d'une batterie ou d'une mémoire réinscriptible peuvent coûter jusqu'à vingt euros pièce. Les changements d'équipement, les achats de lecteurs neufs mais surtout les investissements dans une infrastructure logistique adaptée représentent des facteurs de coût élevés, mais ils restent ponctuels.

L'étiquette RFID étant plus onéreuse que l'étiquette papier, sa rentabilisation passe donc soit par une réutilisation multiple de l'étiquette (« circuit fermé »), comme dans le cas des cartes de transports qui peuvent être rechargées et utilisées pendant plusieurs années ; soit par la multiplication des fonctionnalités pour une même étiquette et en particulier l'utilisation de ses possibilités spécifiques : lecture de multiples objets dans un même volume, lecture/écriture... Un exemple typique d'application qui utilise au maximum les diverses fonctionnalités offertes par la RFID est l'identification et le traçage des palettes.

La RFID est utilisée avec succès lorsque le coût du tag devient négligeable par rapport à la valeur du bien qu'il identifie. Le prix d'un tag UHF de l'ordre de 20 centimes est par exemple bien inférieur à la valeur d'une palette de marchandises. Par contre pour l'identification des objets de masse, le prix du tag est souvent non négligeable par rapport à celui de l'objet à identifier. Dans ce domaine, le code-barres reste la solution de loin la plus utilisée en raison de son coût très faible, de sa facilité d'utilisation et de sa fiabilité.

Un autre inconvénient majeur de la RFID comparé au code-barres est la grande diversité de tags existants sur le marché. En effet, il n'existe pas un tag universel capable de répondre aux besoins de toutes les applications et des solutions techniques différentes sont proposées suivant les distances de lectures, les environnements, les usages ... Si le tag n'est pas conçu pour l'application spécifiée, il y a un gros risque pour que ses performances soient fortement dégradées. Un exemple parlant est l'utilisation de tags RFID pour le marquage des produits contenant du métal tels que les boîtes de conserves. Si le tag n'est pas spécialement conçu pour cette application, la lecture est tout simplement impossible. Cette profusion de tags rend l'accès à la RFID difficile pour les entreprises et il est souvent nécessaire de faire appel à des spécialistes pour connaître le type de tag adapté à l'application souhaitée. En revanche, le code-barres est bien plus simple d'accès. Son principe et ses possibilités sont bien connus du grand public et une simple recherche sur internet est suffisante pour déterminer quel code-barres est bien adapté à l'utilisation souhaitée. L'étiquette code-barres est de plus imprimable directement par l'utilisateur et la mise en route des équipements est relativement simple.

### 1.3. La RFID sans puce.

La RFID bénéficie d'un très large spectre fonctionnel par rapport au code-barres optique. L'utilisation d'ondes RF pour la communication permet d'augmenter les distances de lecture et accorde la possibilité de détecter un tag sans vision directe, ceci quelle que soit son orientation. La présence de la puce ajoute la possibilité d'écriture et autorise des lectures volumétriques grâce à l'utilisation de protocoles de communication. Ces fonctions sont impossibles à mettre en œuvre avec un code-barres, et pourtant, ce dernier reste le principal acteur des technologies d'identification automatique, équipant 70 % des articles manufacturés. Le succès du code-barres s'explique très simplement : c'est la solution d'identification la moins cher [10].

Suite à ce constat, des efforts importants ont été fait ces dernières années pour réduire le coût des étiquettes RFID. Il paraît toutefois évident qu'elles resteront plus coûteuses que des étiquettes code-barres : celles-ci ne sont que du papier imprimé, qui reste d'ailleurs nécessaire, tandis que la RFID doit ajouter le coût de la puce et de l'antenne. Il est vrai également que la RFID classique apporte des fonctionnalités très appréciables et la question est donc la suivante : est-il possible d'imaginer une technologie basée sur des ondes RF mais capable de concurrencer le code-barres au niveau du prix ?

Au milieu des années 2000 des chercheurs ont apporté une réponse à cette question [11]. La seule manière de réduire drastiquement le coût, et de le faire passer en dessous du seuil d'acceptation estimé à 1 centime, est de réaliser des étiquettes RFID qui ne comportent pas de puce. Nous verrons par la suite que bien qu'encore au stade de la recherche, le concept de RFID sans puce est une solution intéressante qui permet d'allier certaines fonctionnalités de la RFID au faible coût et à la simplicité du code-barres. Elle devrait permettre, une fois arrivée à maturité, de concurrencer le code-barres dans certains domaines d'applications.

#### 1.3.1. Principe de fonctionnement général

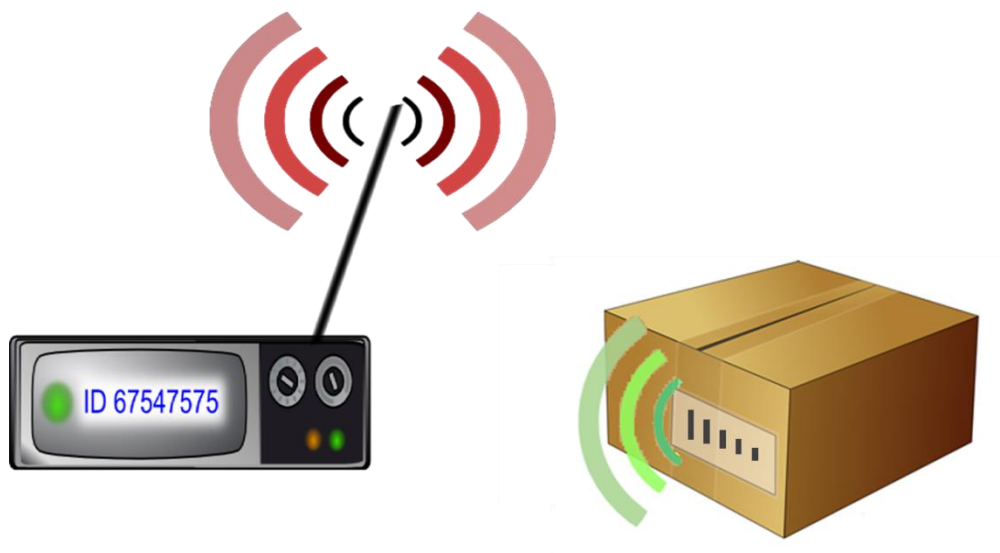


Figure 1.9 Principe de fonctionnement général d'un système RFID sans puce.

A l'image des autres technologies d'identification, un système RFID sans puce est composé d'une étiquette RFID sans puce et d'un lecteur (figure 1.9). Le principe de fonctionnement du lecteur

est très similaire à celui d'un radar. Le lecteur émet une onde RF en direction du tag et analyse la forme du signal réfléchi pour décoder l'information contenue dans le tag. Etant donné que le support de la communication est une onde RF, le système partage avec la RFID conventionnelle la propriété de pouvoir lire un tag sans vision directe. Par exemple, le tag peut être lu alors qu'il est placé à l'intérieur d'un carton. Un tag sans puce est constitué d'un substrat sur lequel sont disposés des motifs conducteurs qui confèrent au tag une signature électromagnétique spécifique facilement reconnaissable. Comme dans le cas des codes-barres on a une étiquette complètement passive à laquelle on ne peut accéder qu'en lecture (read only). De même, l'absence de puce au sein du tag ne permet pas la mise en œuvre d'un protocole de communication basé sur le séquençement de l'information. Il est donc plus difficile de mettre en place des méthodes d'anticollision que dans le cas de la RFID classique et le problème doit être abordé, non pas en utilisant un protocole de communication spécifique, mais comme un problème physique d'interférence.

La suppression de la puce, bien qu'elle réduise en partie le champ fonctionnel d'un tag sans puce par rapport à un tag RFID classique, a des avantages. D'abord, et c'est l'objectif principal, l'absence de puce permet de réduire de façon importante le prix du tag, ceci pour des applications de type marché de masse à l'image du code-barres. Comparé à la RFID classique, il est en effet possible d'économiser le prix de la puce ainsi que d'éliminer l'étape de raccordement entre la puce et l'antenne. De plus, l'absence de composant électronique localisé rend la fabrication compatible avec un processus d'impression à condition d'utiliser une encre conductrice. Des recherches ont montré qu'un tag imprimé par flexographie aurait un coût comparable à celui d'un code-barres optique [12]. Un autre avantage du cas sans puce tient au fait que toute la puissance reçue par le tag peut être utilisée pour la communication puisqu'il n'y a pas de puce à alimenter. En conséquence, les systèmes sans puce fonctionnent généralement avec des niveaux de puissance plus faible que la RFID traditionnelle. En dernier lieu, l'absence de la puce confère au tag sans puce une meilleure fiabilité de fonctionnement, une durée de vie potentiellement plus grande ainsi que des tenues thermiques et mécaniques très supérieures aux tags intégrant des puces [13].

Pour un tag RFID classique toute l'information est contenue au niveau de la puce. Dès lors qu'on parle de tags RFID sans puce, la première question qui vient à l'esprit est donc de savoir comment est codée l'information et quelle quantité d'information le tag est capable de stocker. Cette problématique est fondamentale en RFID sans puce car la quantité d'information contenue dans les tags sont généralement faibles, de l'ordre de quelques dizaines de bits. Cette valeur est nettement plus faible que pour un tag RFID classique ou un code-barres récent. Dans le cas de la RFID UHF, la quantité d'information peut impacter légèrement le prix ou le temps de lecture mais ne modifie ni la dimension de l'étiquette finale ni la fréquence de communication du système. De même pour les codes-barres, la question de la quantité d'information détermine simplement le type de code à utiliser (code-barres classique ou 2D) mais ne constituent plus un verrou technologique. Dans le cas de la RFID sans puce par contre, la quantité d'information est un enjeu majeur qui va impacter bon nombre de paramètres, en particulier la dimension de l'étiquette et la plage de fréquence utilisée.

La problématique de la quantité d'information est au cœur de la thèse et nous reviendrons dessus tout au long du manuscrit et en particulier dans le chapitre suivant qui est un état de l'art sur les méthodes de codage en RFID sans puce.

### 1.3.2. Exemple basique de tag sans puce et critères de performances

Afin d'illustrer la manière dont est codée l'information dans un tag sans puce, on se propose d'étudier l'exemple du tag très simple issu de [14] représenté figure 1.10. Cet exemple de base permettra également de déterminer des figures de mérite qui seront utilisées dans le chapitre suivant pour comparer les performances des tags.

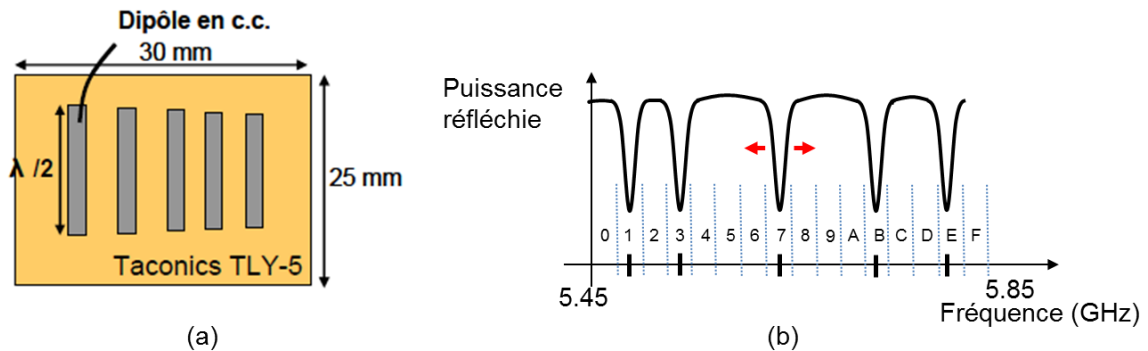


Figure 1.10. (a) Structure du tag RFID sans puce proposé dans [14]. (b) Signature spectrale du tag. Principe du codage fréquentiel par positionnement de creux. L'identifiant associé au tag en hexadécimal est 137BE.

Ce tag est constitué de 5 dipôles en court-circuit de tailles variables disposés sur un substrat RF classique comportant un plan de masse. Les dipôles se comportent comme des résonateurs demi-onde. Lorsqu'une onde incidente rencontre le tag, un phénomène de résonance a lieu pour certaines fréquences spécifiques qui correspondent aux résonances des dipôles. Ces résonances sont en opposition de phase par rapport à la réponse large bande du plan de masse et se traduisent par des creux facilement identifiables au niveau de la signature spectrale du tag (figure 1.10-b). La fréquence de résonance des dipôles peut être ajustée simplement en modifiant leur longueur. De cette manière, on dispose d'un moyen pour régler la position des creux au niveau du spectre et ainsi coder une information. Par exemple on peut diviser la bande fréquentielle en  $N$  fenêtres de tailles identiques correspondant chacune à un chiffre. L'identifiant du tag est alors déterminé par les chiffres qui sont associés aux fenêtres où se trouve un creux.

Cet exemple très simple va servir pour illustrer les figures de mérites principales des tags sans puce.

#### 1.3.2.1. La capacité de codage

Comme déjà évoqué plus haut, la figure de mérite sans doute la plus importante après le prix du tag est la quantité d'information (ou capacité de codage) contenue dans le tag. Dans l'exemple présent, il apparaît assez clairement que le nombre de configurations différentes offert par le tag dépend à la fois du nombre de résonateurs présents au sein du tag (donc de la surface) et du nombre de fenêtres fréquentielles (donc de la plage de fréquence disponible).

#### 1.3.2.2. La plage de fréquence

Un point remarquable par rapport à l'exemple de la figure 1.10 est que, contrairement à un tag RFID classique, le codage est réalisé dans le domaine fréquentiel. Afin de coder plus



d'information, on peut augmenter le nombre de résonateurs et donc considérer une plage de fréquence plus large. D'une manière générale, plus la bande utilisée est importante plus il sera possible d'avoir des tags avec une capacité de codage importante. En effet, la capacité du tag est fonction du nombre de fenêtres fréquentielles associées à chaque résonateur. Plus on a de fenêtres et plus le nombre de configurations différentes est important. En utilisant des résonateurs ayant un facteur de qualité important, on peut généralement considérer des fenêtres de taille plus réduite et donc augmenter leur nombre sur une bande de fréquence donnée. Il est souvent intéressant de ramener la capacité du tag à la bande de fréquence utilisée. On parle alors de densité fréquentielle du codage des tags RFID sans puce. A titre d'exemple, en considérant une résolution fréquentielle de 50 MHz, il est envisageable d'avoir une densité fréquentielle de l'ordre de la dizaine de bits par GHz.

L'utilisation d'une bande de fréquence large pour le codage est une spécificité à la RFID sans puce. En effet, dans le cas de la RFID traditionnelle, on a vu que les bandes principalement utilisées étaient les bandes ISM avec des normes spécifiques (ISO) suivant la fréquence de fonctionnement. La RFID chipless ne faisant appel à aucun protocole de communication se situe d'emblée en dehors des normes ISO. C'est pourquoi un moyen simple et performant de fonctionner en RFID sans puce est de se conformer aux normes UWB. Dans ces conditions, il est possible de couvrir une bande de fréquence importante (plusieurs GHz) en utilisant un signal impulsionnel court. Par ce moyen, il est envisageable d'utiliser des tags RFID sans puce pouvant comporter une quarantaine de bits d'information [15].

#### **1.3.2.3. La surface du tag.**

Dans l'exemple de la figure 1.10, l'augmentation du nombre de résonateurs permet d'augmenter la capacité de codage, mais cela se traduit nécessairement par une augmentation de la surface du tag. Pour limiter (ou profiter) des couplages entre les résonateurs, on doit veiller à ce qu'ils soient suffisamment (ou correctement) espacés les uns des autres. On voit donc que la quantité d'information doit être rapportée à la surface géométrique des tags pour être significative. On parlera ainsi de densité surfacique des tags RFID sans puce. En général, on estime que pour espérer pénétrer le marché de la grande distribution, les tags sans puce devront être capables de coder 128 bits en gardant les dimensions d'une carte de crédit. (85 mm × 55 mm). Cela se traduit en termes de densité de codage par un objectif de 2.73 bits par cm<sup>2</sup>.

#### **1.3.2.4. Distance de lecture.**

Dans le cas de la RFID sans puce, la distance de lecture est déterminée à la fois par la capacité du tag à re-rayonner suffisamment de puissance en direction du lecteur et par la sensibilité de ce dernier. Si le RCS du tag est connu, on peut calculer la distance de lecture théorique grâce à l'équation du radar. En pratique, en respectant les normes UWB, on montre que la distance de lecture est de l'ordre de 50 cm avec une approche fréquentielle [16]. En théorie des distances de quelques mètres sont possibles.

#### **1.3.2.5. Sensibilité du tag à l'environnement.**

Ce dernier critère, bien que rarement pris en considération est très important. En effet la RFID chipless partage avec la RFID classique sa grande sensibilité à l'environnement. Dans le cas de la RFID classique une perturbation environnementale a tendance à détériorer les performances du tag

mais pour autant l'information n'est pas corrompue, à la fois grâce à la robustesse du codage temporel et aux mesures de protection présentes au niveau du protocole de communication. Dans le cas de la RFID sans puce, l'absence de protocoles et l'utilisation du codage fréquentiel font qu'une perturbation liée à l'environnement peut corrompre, voir modifier l'information détectée par le lecteur. En reprenant notre exemple, on voit que pour un environnement très contraint, il faudra prévoir des fenêtres fréquentielles très larges pour prendre en compte les décalages des fréquences de résonance liés à des perturbations environnementales. L'augmentation de la largeur des fenêtres s'accompagne forcément d'une diminution de la capacité de codage. A contrario, une partie d'un tag conçu pour être très sensible, permettra au tag d'être utilisé non plus comme identifiant mais comme capteur ajoutant ainsi une fonctionnalité supplémentaire au tag.

### 1.3.3. Positionnement de la RFID sans puce par rapport aux autres technologies d'identification automatiques

Les caractéristiques principales d'un système sans puce sont comparées aux codes-barres et à la RFID conventionnelle dans le tableau récapitulatif 1.4.

On voit que la RFID sans puce constitue une forme de compromis entre ces deux technologies, alliant certaines fonctionnalités de la RFID UHF à la simplicité et au coût très faible du code-barres optique.

La RFID sans puce partage avec le code-barres son prix très faible, le fait d'avoir une étiquette totalement passive et une réalisation compatible avec un processus d'impression. De cette manière, on peut envisager un mode d'utilisation similaire à celui des codes-barres optiques avec des étiquettes directement imprimables par l'utilisateur. L'absence de puce implique également que

Table 1.4 Positionnement de la RFID sans puce par rapport aux autres technologies d'identification automatiques.

Famille	Code-barres optique	RFID sans puce	RFID UHF passive
Portée (pratique)	30 cm	< 1m	10m
Vision directe nécessaire ?	Oui	Non	Non
Lecture multiple	Non	Non	Oui
Accès	Lecture	Lecture	Lecture/écriture
Positionnement	Quasi quelconque	Quasi quelconque	Quasi quelconque
Imprimable	Oui	Oui	Non
Capacité de codage	qq kbits	qq. dizaines de bits	qq. kbits
Fonctionnalité capteur	Non	Possible	Possible
Coût	> 0.005 euros	> 0.01 euros	> 0.2 euros

l'ensemble de l'information contenue dans le tag est codée de manière totalement passive par la forme géométrique du tag, ce qui est similaire au codage des codes-barres.

La RFID sans puce partage avec la RFID conventionnelle certains avantages liés à la communication radiofréquence. Le lien RF permet d'avoir une distance de lecture de l'ordre du mètre, un positionnement du tag quasiment quelconque et également la possibilité de lire un tag sans ligne de vision directe (objet masqué). La sensibilité des tags sans puce à leur environnement rend possible l'implémentation de fonctionnalité de capteur [13] ; ce qui est également le cas pour la RFID conventionnelle. Contrairement à la RFID conventionnelle, il n'y a pas de possibilité d'utiliser un protocole de communication basé sur une synchronisation précise des horloges du lecteur et du tag et par conséquent il est difficile de faire de la lecture multiple. Actuellement, un tag sans puce peut seulement être lu car il ne contient pas de mémoire.

#### **1.4. Conclusion et positionnement de la thèse.**

Un constat important est la faible quantité d'information qu'il est possible de coder actuellement en RFID sans puce par rapport aux autres technologies d'identification. On estime que la quantité d'information minimale que doit atteindre la RFID sans puce pour concurrencer le code-barres sur le marché de l'identification de masse est de 128 bits.

Nous verrons au cours du chapitre 2 que, pour le moment, les méthodes de codage proposées pour la RFID sans puce ne permettent pas d'atteindre cet objectif. Nous verrons de plus que les quantités d'information « record » enregistrées pour les tags sans puce n'ont pas évoluées ces dernières années, ce qui montre que les approches classiques ont atteint une forme de limite. Pour permettre de passer de la cinquantaine de bits ( $1.1 \times 10^{15}$  états différents) aux 128 bits nécessaires ( $3.4 \times 10^{38}$  états différents) il ne suffira pas d'optimiser les tags existants. Il faut donc inventer de nouvelles manières de coder l'information pour la RFID sans puce.

Le manuscrit propose une nouvelle approche qui consiste à coder l'information sur l'ensemble de la réponse fréquentielle du tag et non pas uniquement par l'intermédiaire d'éléments distinctifs tels que des creux ou des pics. L'information contenue dans un signal quelconque est en effet beaucoup plus riche que la présence de tel ou tel élément à une fréquence donnée et cette approche pourrait permettre d'atteindre l'objectif des 128 bits.

Le codage sur la forme globale de la réponse exige cependant la conception de tags dont le RCS est donné par avance, ce qui revient au problème inverse de la signature électromagnétique. Bien que bénéficiant du cadre simplifié de la RFID sans puce (tags planaires de faibles dimensions) ce problème reste extrêmement difficile. Afin de répondre à cette problématique, l'idée développée dans la thèse est de construire une signature « objectif » en assemblant plusieurs motifs plus ou moins résonants dont les réponses sont connues.

## Références du chapitre 1

- [1] N. J. Woodland and B. Silver, 'Classifying apparatus and method', US2612994 (A), 07-Oct-1952.
- [2] R. C. Palmer, *The bar code book: reading, printing, and specification of bar code symbols*. Helmers Pub., 1991.
- [3] A. Macaigne, *La Clé du code-barres*. Paris: A. Macaigne, 1989.
- [4] E. Brard, 'Process for radiotelegraphic or radiotelephonic communication', US1744036 A, 21-Oct-1930.
- [5] L. Brown, *A Radar History of World War II: Technical and Military Imperatives*, 1 edition. Bristol ; Philadelphia: Institute of Physics Publishing, 1999.
- [6] A. R. Koelle, S. W. Depp, and R. W. Freyman, 'Short-range radio-telemetry for electronic identification, using modulated RF backscatter', *Proc. IEEE*, vol. 63, no. 8, pp. 1260–1261, Aug. 1975.
- [7] H. Stockman, 'Communication by Means of Reflected Power', *Proc. IRE*, vol. 36, no. 10, pp. 1196–1204, Oct. 1948.
- [8] R. Harrington, 'Electromagnetic scattering by antennas', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, no. 5, pp. 595–596, Sep. 1963.
- [9] R. Das and P. Harrop, 'RFID Forecasts, Players and Opportunities 2011-2021: IDTechEx', Jul. 2010.
- [10] E. Perret, *Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID*. John Wiley & Sons, 2014.
- [11] E. Perret, *Identification par radiofréquence*, Collection Réseaux et télécommunications. London: ISTE, 2014.
- [12] A. Vena *et al.*, 'Design of Chipless RFID Tags Printed on Paper by Flexography', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 12, pp. 5868–5877, Dec. 2013.
- [13] S. Kim *et al.*, 'A novel dual-band retro-directive reflector array on paper utilizing Substrate Integrated Waveguide (SIW) and inkjet printing technologies for chipless RFID tag and sensor applications', in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–4.
- [14] 'RF barcodes using multiple frequency bands', in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, 2005, p. 4 pp.-.
- [15] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, 'High-Capacity Chipless RFID Tag Insensitive to the Polarization', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4509–4515, Oct. 2012.
- [16] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, *Chipless RFID based on RF Encoding Particle: Realization, Coding and Reading System*. Elsevier, 2016.

# **Chapitre 2 : Etat de l'art sur les méthodes de codage utilisées en RFID sans puce**

## 2.1 Introduction

2.1.1 Axes de recherche et positionnement de la thèse

2.1.2 Classification des tags sans puce

## 2.2 Tags codés dans le domaine temporels

2.2.1 Tags SAW

2.2.2 Tag à ligne de transmission

2.2.3 Tags à impédance terminale variable

## 2.3 Tags codés dans le domaine fréquentiel

2.3.1 Tags à filtre planaires

2.3.2 Tags utilisant une antenne chargée

2.3.3 Particule élémentaire de codage

## 2.4 Codage hybride

## 2.5 Conclusion

Ce chapitre est un état de l'art sur les méthodes de codage en RFID sans puce. Les différents axes de recherches qui ont émergés autour de la RFID seront évoqués. Une classification des tags RFID sans puce suivant le principe de codage utilisé sera proposé. Les différents types de codage seront illustrés par des exemples issus de la littérature. L'objectif du chapitre est de familiariser le lecteur aux principes physiques mis en jeux pour différents types de codages et de lui fournir des points de repères par rapport aux performances atteintes.

## 2.1 Introduction

La RFID classique a su se démarquer du code-barres dans de nombreux domaines tels que le transport, la logistique ou le contrôle d'accès. La RFID classique peine pourtant à pénétrer le marché de la grande distribution en raison du coût élevé du tag qui est parfois comparable à celui de l'objet à identifier. Dans le but de réduire le coût unitaire d'un tag RFID, les chercheurs ont adopté une approche radicale qui consiste à supprimer la puce de silicium. Cette idée est à l'origine du développement de la technologie d'identification appelée RFID sans puce (Chiplless RFID).

### 2.1.1 Axes de recherche et positionnement de la thèse

La RFID sans puce est un domaine de recherche récent. Les premiers articles mentionnant cette technologie apparaissent en 2002. Les premiers travaux de recherche ont démontré la possibilité de coder de l'information dans un tag totalement passif dépourvu de puce électronique et à la récupérer par l'intermédiaire d'une interrogation RF.

Le verrou principal pour le développement de cette technologie est la faible quantité d'information qu'on est capable de stocker dans une étiquette totalement passive de la taille d'une carte de crédit. Depuis les travaux initiaux, un grand nombre de recherches ont été effectuées pour répondre à cette problématique d'augmentation de la capacité de codage et on compte aujourd'hui une grande quantité d'articles relatifs à cette question [1]–[30]. On arrive actuellement à coder une cinquantaine de bits, ce qui n'est pas encore suffisant puisqu'on estime qu'un objectif de 128 bits est nécessaire pour une application industrielle. Cette question reste donc d'actualité et est la principale motivation pour le développement du codage en amplitude et de la synthèse de RCS présentés dans cette thèse.

Avec le temps, différents axes de recherche ont émergés autour de la RFID sans puce. Parallèlement à l'augmentation de la quantité de codage, des méthodes de lecture de plus en plus robustes ont été mises en place pour l'interrogation des tags chipless [31]–[36].

Il existe également des recherches autour du développement de lecteurs faible coût adaptés à la lecture de tags RFID sans puce [37]–[39]. Une étape importante qui reste à ce jour encore peu explorée est le passage à des tags imprimés sur des matériaux faibles coûts tels que le papier [40]–[42]. Cette étape est délicate en raison de pertes élevées et du manque de caractérisation RF de ce type de substrat. Enfin, on voit apparaître de plus en plus d'articles qui traitent de l'utilisation de tags RFID sans puce pour la réalisation de capteurs faible coûts [43]–[48].

L'état de l'art présenté ici se focalise principalement sur la question de la quantité d'information pouvant être codée au sein du tag. Certains articles relatifs aux autres problématiques sont référencés mais ne seront pas abordés dans ce chapitre.

### 2.1.2 Classification des tags RFID sans puce

D'un point de vue technologique, il existe une très grande différence entre la RFID sans puce et la RFID avec puce, et ceci doit être pris en compte lorsque l'on compare les deux approches. En effet, la suppression de la puce constitue une réelle rupture technologique par rapport à la RFID classique. La communication n'est plus basée sur une commutation de charges ; la RFID sans puce occupe donc une place tout à fait à part. De surcroît, elle utilise souvent des bandes de fréquences différentes de la RFID classique. Un tag sans puce s'apparente d'avantage à une cible radar où

l'information est inscrite dans la forme géométrique du tag. On parle d'ailleurs parfois de « code-barres radiofréquence » dans la littérature.

La RFID sans puce regroupe une grande variété de tags différents qui peuvent sembler n'avoir pas grand-chose en commun, et il est difficile de classer ces différentes réalisations au sein d'une arborescence. On peut cependant distinguer deux grandes familles de tags suivant la technique utilisée pour le codage : les tags dont l'information est codée dans le domaine temporel [1]-[10] et ceux codés dans le domaine fréquentiel [11]-[25].

Le codage temporel est basé sur un principe de réflectométrie. Le tag est généralement constitué d'une ligne de transmission reliée à une antenne. Des éléments parasites sont positionnés le long de la ligne pour créer des réflexions à des instants précis. Le codage de l'information est alors réalisé par la présence ou l'absence d'une réflexion à un instant donné. Les tags temporels possèdent une distance de lecture assez importante, de l'ordre de quelques mètres, mais ils ne permettent de coder que peu d'information (moins d'une dizaine de bits).

Le codage fréquentiel ou spectral est basé sur l'utilisation de motifs résonants qui font apparaître des pics (ou creux) au niveau du spectre du signal réfléchi. Le codage est réalisé par la présence ou l'absence d'un de ces éléments distinctifs à une fréquence donnée. Ce type de codage nécessite donc un spectre plus large et ils utilisent principalement la bande UWB (3 - 10 GHz) pour laquelle la réglementation limite la puissance d'émission à des niveaux relativement faible. Ces tags ont par conséquent des distances de lectures relativement faibles, de l'ordre de 50 cm, mais permettent de coder des quantités d'information plus importantes, de l'ordre d'une cinquantaine de bits.

Nous verrons dans la suite du chapitre qu'il existe également des types de codages dits hybrides qui s'appuient sur plusieurs grandeurs physiques distinctes pour coder l'information. Ces codage utilisent quasiment systématiquement le codage fréquentiel. Ces types de codage sont apparus relativement récemment [26]-[30] pour permettre une augmentation de la capacité de codage. La figure 2.1 schématise les différents types de codage utilisés pour les tags sans puce.

Dans la catégorie des tags fréquentiels, une autre caractéristique fondamentale pour leur classification est la présence ou l'absence de plan de masse au niveau de la structure du tag. En effet les performances réalisées par des résonateurs avec ou sans plan de masse sont très différentes et des problématiques supplémentaires apparaissent pour le cas sans plan de masse.

Les résonateurs comportant un plan de masse s'apparentent à des structures microstrips, ce qui leur confère un RCS élevé. La présence du plan de masse permet également une bonne isolation

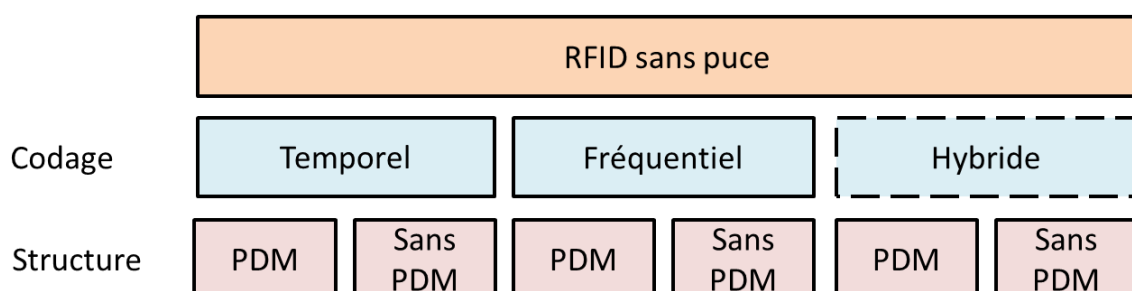


Figure 2.1 Classification des tags RFID sans puce. Les caractéristiques principales sont le type de codage utilisé et la présence ou non d'un plan de masse (PDM) au niveau de la structure du tag.

vis-à-vis de l'objet sur lequel ils sont appliqués. Ces tags peuvent être conçus sans connaissance préalable des objets sur lesquels ils seront appliqués, ce qui les rend « universels ». En contrepartie, il est très difficile de réaliser ce type de tags à l'aide d'un processus d'impression sur des matériaux faibles coût en raison de la présence des deux couches métalliques et de leur grande sensibilité aux pertes du substrat. Ils sont également bien plus difficiles à cacher, et cet aspect discrétion est un moyen très important de se différencier des codes-barres d'un point de vue applicatif puisque ces derniers sont forcément visibles.

En absence de plan de masse, on observe généralement des résonances moins marquées, synonymes de RCS plus faibles. Dans ce cas, il est préférable de connaître la permittivité et le niveau de RCS de l'objet sur lequel le tag sera appliqué lors de la conception. Il est toutefois beaucoup plus simple de concevoir un tag imprimé étant donné sa structure monocouche.

La suite du chapitre est un état de l'art sur les différents types de codage utilisés pour la RFID sans puce. Il ne prétend pas être exhaustif sur la question car la RFID sans puce est en développement depuis dix ans et compte un grand nombre de publications. Il permettra cependant au lecteur d'avoir une bonne vision des mécanismes et des idées de base utilisées pour le codage en RFID sans puce. Le lecteur pourra trouver des informations supplémentaires dans des ouvrages dédiés à la RFID sans puce tels que [49]–[52]. Dans un premier temps, nous présenterons quelques exemples permettant d'illustrer le fonctionnement des tags temporels. Puis nous examinerons les tags fréquentiels et en particulier l'évolution qui a mené à leur miniaturisation. Aujourd'hui, comme nous l'avons dit, les tags fréquentiels ont atteint une sorte de limite puisqu'on ne voit plus apparaître de « records » concernant la capacité de codage. Afin de continuer à augmenter la capacité des tags sans puce, des chercheurs ont proposé une approche alternative qui doit encore faire ses preuves : le codage hybride. Quelques exemples de tags conçus selon le principe de codage hybride seront présentés en fin de chapitre.

## 2.2 Tags codés dans le domaine temporel.

Les premiers tags sans puce sont directement inspirés de la RFID conventionnelle où le codage est réalisé dans le domaine temporel. Les chercheurs ont essayé de reproduire les variations temporelles du signal qui apparaissent sur la trame de la réponse d'un tag RFID conventionnel. La principale difficulté pour la conception d'un tag sans puce temporel est de créer des lignes suffisamment longues pour générer des retards mesurables tout en gardant un tag de faibles dimensions. On rencontre également la problématique des pertes le long des lignes de transmission qui atténuent l'amplitude des réflexions.

### 2.2.1 Tags SAW

Les tags SAW (*Surface Acoustic Wave*) sont sans doute les précurseurs des tags RFID sans puce. Contrairement aux générations suivantes de tags sans puce, les tags SAW sont réalisés à partir d'un substrat piézoélectrique onéreux ce qui est en contradiction avec l'esprit « faible coût » de la RFID sans puce. Ce sont toutefois les premiers types de tag ne comportant pas de puce qui sont apparus dans la littérature [1] et ils illustrent bien le principe du codage en domaine temporel. Les tags SAW sont les seuls tags RFID sans puce commercialisés à ce jour.



Les tags SAW fonctionnent généralement à 2.45 GHz [1], [2]. La capacité de codage atteinte par ce type de tag est de 256 bits ce qui est compatible avec le standard EPC et comparable à la RFID conventionnelle. Dans le cas du tag SAW, le lecteur délivre un pulse d'une puissance de 10 mW ce qui est compatible avec la régulation ETSI. Dans le cas de la RFID conventionnelle, il est nécessaire de fournir à la puce une puissance suffisante pour son activation et son fonctionnement. A distance de lecture égale, le tag SAW nécessite donc une puissance bien plus faible qu'un tag RFID conventionnel. Ce type de tags permet d'atteindre une distance de lecture de l'ordre de quelques mètres. Cependant, le coût du tag reste très élevé en raison des propriétés piézoélectriques du substrat. Ces tags ne sont pas imprimables sur des matériaux faibles coût de type papier.

La figure 2.2 montre le principe de fonctionnement d'un tag SAW. L'onde électrique incidente est convertie en une onde acoustique de surface à l'aide d'un transducteur à capacité interdigitée (TCI) L'onde de surface acoustique se propage le long du cristal piézoélectrique et est réfléchi par divers réflecteurs, ce qui crée un train de pulses séparés par un certain délai temporel. Le train de pulses est reconverti en onde électromagnétique à l'aide du TCI et re-rayonné vers le lecteur où l'identifiant du tag est décodé. Le codage est réalisé en modifiant la position des réflecteurs sur le substrat, ce qui a pour effet de modifier le décalage temporel entre les pulses réfléchis. Ce type de codage est parfois appelé PPM (pulse position modulation) par analogie avec ce qui existe en théorie du signal.

Le tag SAW utilise la nature unique du matériau piézoélectrique qui permet la transformation de l'onde électromagnétique en une onde acoustique  $10^5$  fois moins rapide. Les tags SAW agissent donc comme une ligne à retard qui fournit un délai facilement mesurable tout en conservant des dimensions relativement faible (10 mm  $\times$  10 mm, sans compter les antennes).

Dans le cas d'un substrat faible coût non piézoélectrique, une ligne de transmission de longueur plus importante est nécessaire pour produire un retard mesurable. Il est alors plus difficile d'obtenir des densités de codage importantes comme nous pourrons le voir à partir des exemples développés dans le paragraphe suivant.

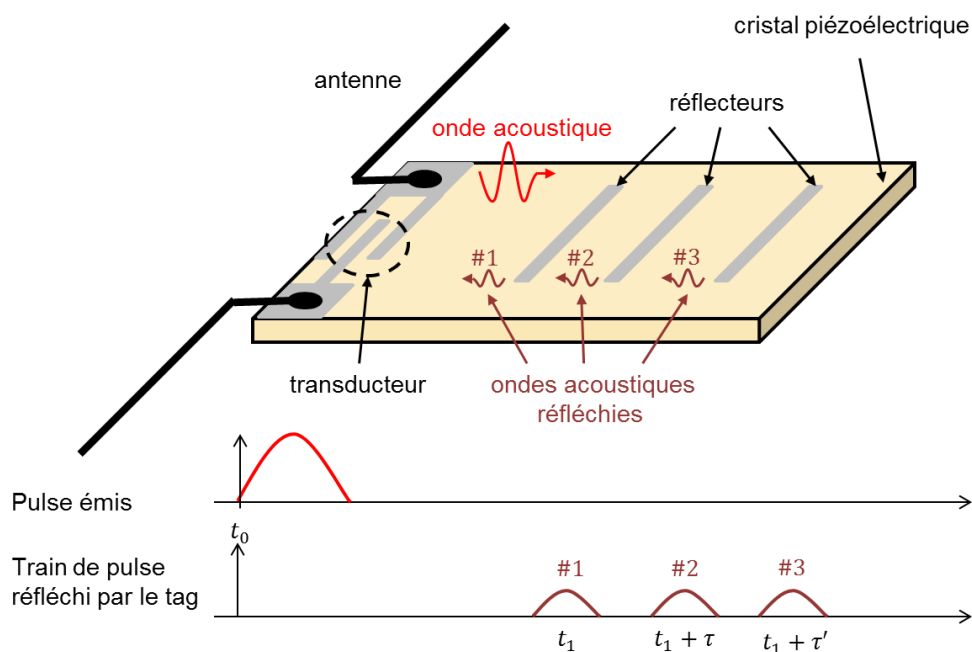


Fig. 2.2 Principe de fonctionnement du Tag SAW proposé dans [2].

## 2.2.2 Tags à ligne de transmission

Plusieurs tentatives ont été faites pour adapter le principe de codage du tag SAW à des substrats faibles coûts. Le principe de codage reste similaire mais la quantité d'information codée par le tag est très limitée.

Un exemple classique est le tag réalisé par Zheng *et al.* [3] en 2006. Le tag est représenté figure 2.3 ainsi que son circuit électrique équivalent. Ce tag a une capacité maximale de codage de 8 bits pour une surface de 8.2 cm × 10.6 cm. Contrairement au tag SAW qui fonctionne à 2.45 GHz, ce tag utilise la plage de fréquence UWB et le signal d'interrogation est un pulse d'une durée de 2 ns. La conception repose sur plusieurs sections de lignes de transmission de type micro-ruban réalisées sur du Rogers 4350. Chaque section de ligne de transmission code un bit et a une longueur minimum de 18 cm pour éviter le repliement des pulses réfléchis. Les lignes sont agencées sous forme de méandres de manière à minimiser la surface totale du tag. Des capacités localisées [3] ou distribuées [4] sont positionnées entre chaque section de ligne afin de créer des désadaptations d'impédance qui sont à l'origine des réflexions.

Les auteurs montrent qu'ils sont capables de configurer les tags par ajout localisé de matière à l'aide d'une imprimante jet d'encre conductrice. Ce design est toutefois trop volumineux pour des applications de traçabilité de produits de grande consommation.

Même en considérant un tag de plus large dimension, le réseau de ligne de transmission est difficilement extensible en raison des pertes liées à la propagation. Ce type d'approche est donc limité à de faibles capacités de codage. Les limites théoriques des tags temporels basés sur un principe de réflectométrie ont été évaluées récemment dans [5].

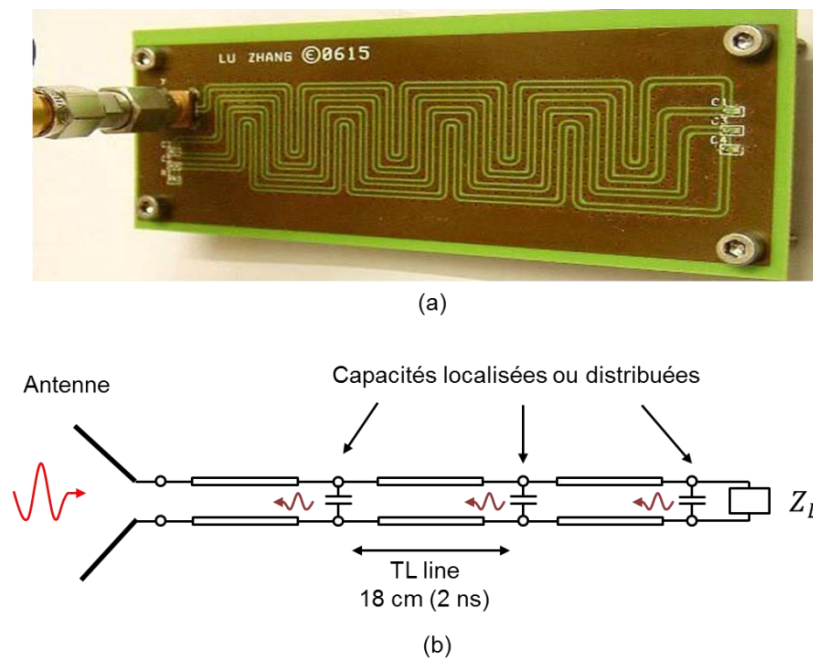


Figure 2.3 Tag à codage temporel réalisé par Zengh *et al.* [4]. (a) Ligne à retard en méandre (sans les antennes). (b) Circuit électrique équivalent.

### 2.2.3 Tags à impédance terminale variable

Etant donné la limitation inhérente du nombre de bits codés par un tag temporel, d'autres types d'applications ont été envisagées comme la localisation [6] ou la réalisation de capteurs passifs faible coût [7], [8]. Les tags présentés dans ces publications utilisent également le domaine temporel pour coder l'information mais contrairement à ce qui a été présenté plus haut, ils ne comportent qu'un seul tronçon de ligne de transmission ce qui permet de limiter les pertes liées à la propagation. Le codage est réalisé en modifiant l'impédance terminale de la ligne ce qui modifie la forme du pulse réfléchi. C'est d'ailleurs ce principe qui est à la base du codage utilisé en RFID conventionnelle où la puce varie entre deux états d'impédance différents. Les tags à impédance terminale variable peuvent être soit à bande étroite [8], soit large bande [9].

Le tag réalisé dans [6] est représenté figure 2.4 ainsi que son schéma électrique équivalent. Ce tag est constitué d'une antenne large bande connectée à une ligne de transmission qui aboutit à une charge localisée. Six configurations différentes sont réalisées en modifiant à la fois la longueur de la ligne de transmission et la condition d'impédance terminale suivant trois type de charges : adaptée, court-circuit ou circuit ouvert. La réponse temporelle du tag pour ces différentes charge est représentée figure 2.5.

Le fonctionnement de ce type de tag repose sur l'existence de deux mécanismes de réflexions de natures différentes qui sont représentés schématiquement figure 2.4-b. Lorsqu'un pulse incident rencontre le tag, une partie de la puissance est directement réfléchi par la structure de l'antenne suivant une réflexion quasi-optique : c'est le mode de structure du tag. La réponse temporelle correspondant à ce mode est une image du pulse incident et ne dépend pas de la valeur de l'impédance de charge. Sur la figure 2.5, la partie de la réponse liée au mode de structure apparait autour du temps  $T_1 = 5.328 \text{ ns}$ . Un second mécanisme apparait car une partie de la puissance est effectivement collectée par l'antenne puis guidée vers la charge par l'intermédiaire de la ligne de transmission. Une partie de cette puissance est enfin réfléchi par la charge : c'est le mode d'antenne du tag. La réponse associée au mode d'antenne dépend à la fois de la longueur de la ligne et de la condition d'impédance terminale. Elle correspond à la partie de la réponse centrée autour de  $T_2 = 5.843 \text{ ns}$  sur la figure 2.5.

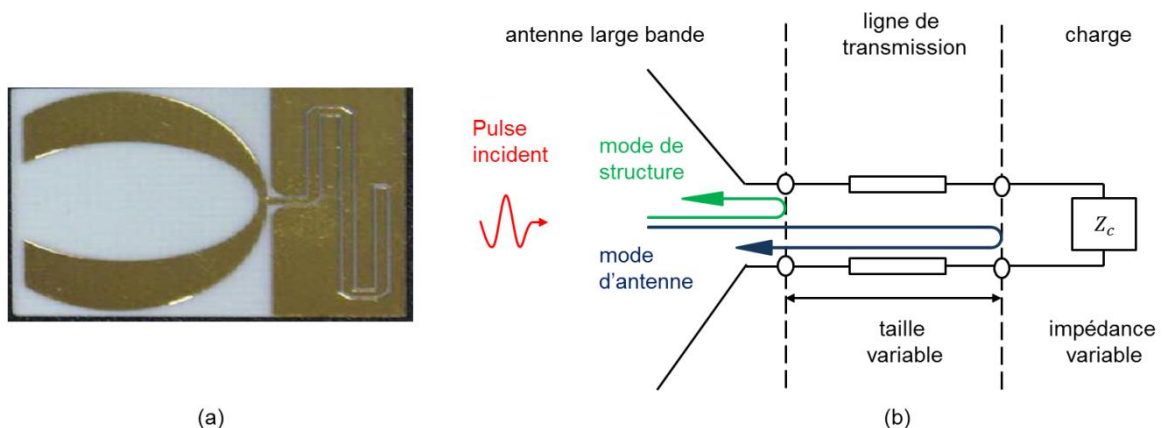


Fig. 2.4 (a) Structure des tags à impédance terminale variable réalisés dans [6]. (b) Schéma électrique équivalent.

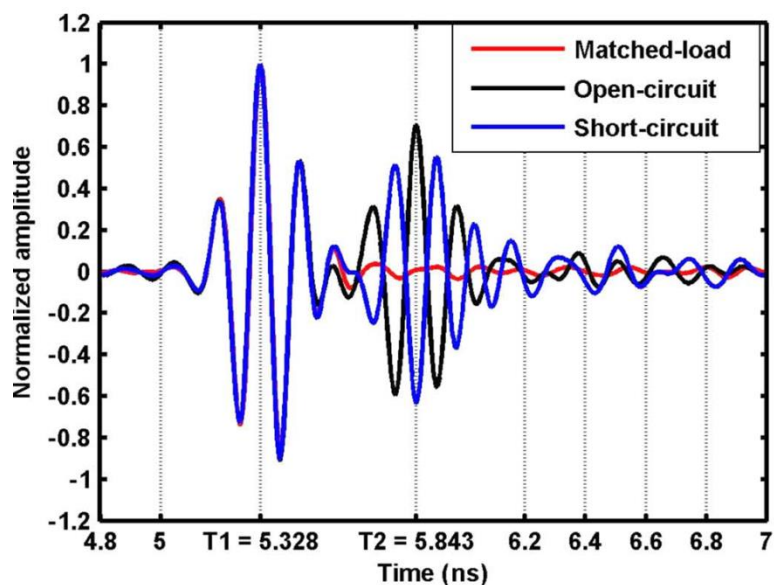


Figure 2.5 Réponse temporelle du tag [7] pour différentes conditions d'impédance terminale. Le mode de structure correspond à la partie centrée autour de  $T_1$  (partie du signal identique quel que soit la charge) et le mode d'antenne à la partie centrée autour de  $T_2$ .

En l'absence de plusieurs segments de lignes de transmission, le mode de structure est traditionnellement utilisé comme élément de référence pour calculer le retard lié à la longueur de ligne et ainsi réaliser un codage PPM. La ligne de transmission doit induire un retard suffisamment grand (au moins la durée du pulse) pour permettre de différencier clairement les deux modes. Le mode de structure permet également de normaliser la puissance du signal réfléchi (voir figure 2.5) afin d'éliminer la dépendance (atténuation) de la réponse vis-à-vis de la distance de lecture. On note toutefois que pour augmenter le nombre d'états, il faut considérer des valeurs d'impédance différentes. Afin de rester dans l'esprit de la RFID sans puce, l'utilisation de charges localisées (comme ici pour la charge adaptée) est à proscrire pour des questions de coûts. En effet, dans ce cas, il serait plus judicieux d'utiliser directement une puce RFID.

Bien qu'ayant une quantité d'information limitée, les tags temporels à impédance terminale se prêtent facilement à la réalisation de capteurs passifs communicants. Par exemple dans [8], les auteurs montrent qu'il est possible d'ajouter une fonctionnalité de lecture à distance à un capteur à éthylène simplement en le connectant aux bornes d'un tag. D'autres études [7] ont montré que le tag lui-même pouvait servir de capteur à condition d'être réalisé sur un substrat dont la permittivité est sensible à un paramètre environnemental. Une étude détaillée de ce type d'application est disponible dans [10].

### 2.3 Tags codés dans le domaine fréquentiel

La seconde approche utilisée s'appuie sur la signature fréquentielle du tag pour coder l'information. La signature fréquentielle correspond à l'évolution de l'amplitude ou de la phase de la réponse du tag en fonction de la fréquence. Le codage est basé sur le positionnement d'éléments distinctifs tels que des pics ou des creux au niveau de la signature spectrale. Le codage fréquentiel

utilise des éléments résonants dont la fréquence est réglable par le biais d'un paramètre géométrique.

Les chercheurs s'accordent pour dire que le codage fréquentiel offre une capacité et une densité de codage plus importante que l'approche temporelle. Les tags fréquentiels fonctionnent sur la bande UWB et sont donc soumis aux normes d'émission imposées par la FCC (*Federal Communications Commission*) aux Etats-Unis et l'ECC (*Electronic Communications Committee*) en Europe. En conséquence, les tags fréquentiels ont des distances de lecture généralement plus faibles ( $\leq 1$  m) que les tags temporels. Le fait de comporter un grand nombre d'information, les rend également plus sensibles à l'environnement et l'extraction de l'identifiant nécessite souvent une étape de calibration lors de la mesure.

Les tags fréquentiels ont beaucoup évolués depuis leur apparition en 2008 . On peut noter trois étapes consécutives qui sont représentées schématiquement sur la figure 2.6 et qui ont permis la miniaturisation des tags et par conséquent d'atteindre des densités de codage toujours plus élevées.

Les premiers types de tag fréquentiels sont basés sur une approche guidée de type circuit (figure 2.6 -a). Ils comportent une antenne de réception et une antenne d'émissions reliées entre elles par un filtre planaire qui assure le codage de l'information. Les tags obtenus avec ce type d'approche sont assez encombrants du fait des deux antennes. Afin d'économiser de la surface, une seconde approche (figure 2.6-b) a été proposée qui consiste à utiliser la même antenne en émission et en réception. L'antenne est généralement chargée par des éléments résonants qui assurent la fonction de filtre. L'approche la plus récente qui fournit les meilleures densités de codage utilise des diffuseurs résonants qui remplissent à eux seuls les fonctions d'antenne de réception, de filtre et d'antenne d'émission (figure 2.6-c). Il n'y a alors plus d'antenne à proprement parlé au niveau de la structure. Ces diffuseurs résonants sont désignés par *Particules Élémentaires de Codage* (PEC) ou encore *Radiofrequency Encoding Particles* (REP) en anglais. Cette approche est celle qui sera utilisée dans la suite de la thèse [49], [50].

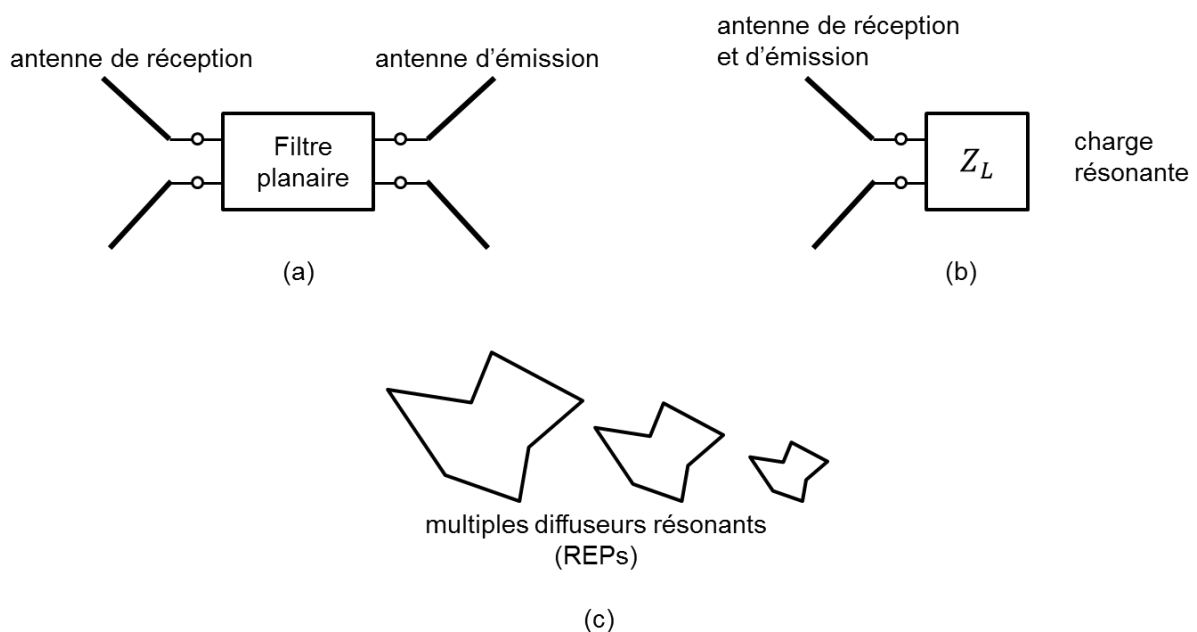


Figure 2.6. Evolution des tags fréquentiels. (a) Tags à filtres planaires. (b) Antenne unique chargée par des éléments résonants. (c) Particules élémentaires de codage (REPs en anglais)

### 2.3.1 Tags à filtres planaires

Cette approche est la première à avoir été étudiée en détail au cours du développement des tags sans puce fréquentiels. Elle a montré que les tags fréquentiels permettaient d'atteindre des quantités d'information élevées quasiment comparables à celles du code-barres optique EAN 13. Elle a encouragé les chercheurs à explorer la voie des tags codés en fréquence.

La première apparition du concept apparaît en 2008 dans [11]. Le tag proposé (figure 2.7-a) est composé de deux antennes larges bandes reliées par l'intermédiaire d'une ligne micro-ruban. Des résonateurs en spirale de différentes longueurs sont positionnés le long de la ligne et créent des creux au niveau de la réponse spectrale du tag (figure 2.7-b). Le codage est réalisé par la présence ou l'absence d'un creux à une fréquence donnée du spectre. Il y a par conséquent une correspondance 1 :1 entre le nombre de résonateurs et le nombre de bits codés par le tag. Plutôt que d'enlever les résonateurs pour supprimer les creux, les auteurs montrent qu'il est possible de les court-circuiter pour repousser la résonance à des fréquences plus élevées ; en dehors de la bande de fonctionnement. Cette idée permet d'envisager des tags configurables par impression jet d'encre conductrice et de limiter l'impact des couplages entre résonateurs pour chaque nouvelle configuration. Les antennes d'émission et de réception sont en polarisation croisées de manière à limiter le couplage entre les antennes. Cela contribue également à améliorer la robustesse de lecture du tag par rapport à son environnement.

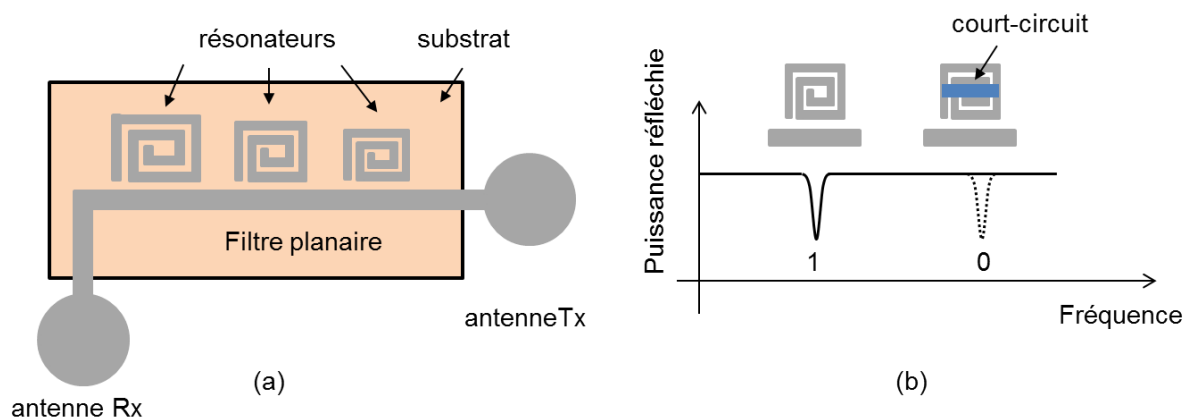


Figure 2.7 Structure (a) et principe de codage (b) d'un tag fréquentiel avec deux antennes [12].

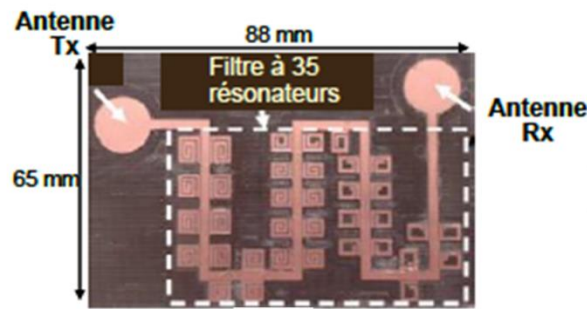


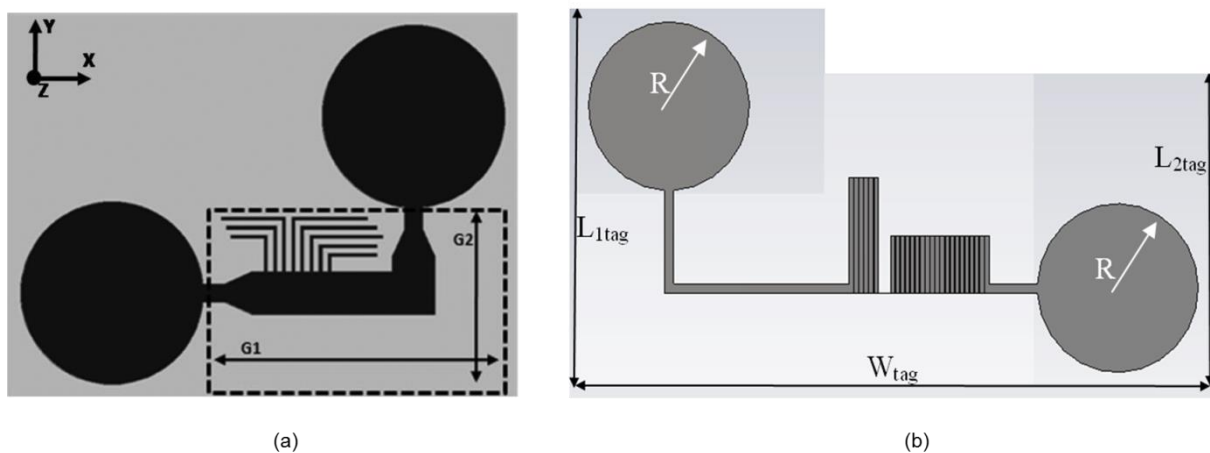
Figure 2.8 Structure du tag de 35 bit présenté dans [13].

Bien que ce tag initial ait une capacité de codage limitée à 6 bits, la même structure a été optimisée en 2009 [12] pour atteindre une capacité de 35 bits pour une surface de 88 mm x 65 mm. Ce tag fonctionne sur la bande de fréquence 3 à 7 GHz, soit au sein de la bande UWB. Comparé au tag précédent, la ligne de transmission est agencée sous forme de méandre et des résonateurs sont positionnés de part et d'autre de la ligne (figure. 2.8), ce qui permet de réduire de façon importante la surface occupée par le tag.

Les deux tags présentés précédemment utilisent une ligne micro-ruban et sont donc incompatibles avec une réalisation par impression. Afin de rendre cette structure potentiellement imprimable les auteurs ont proposé une variante basée sur une ligne de transmission coplanaire de type CPW réalisée sur un substrat souple [13]. Le tag ainsi réalisé atteint une capacité de 23 bits pour une surface de 108 mm x 64 mm.

Le tag présenté dans [12] a été réutilisé dans [14] pour montrer qu'il était possible de réaliser un codage sur la phase de la réponse fréquentielle. Dans cette étude, les auteurs montrent expérimentalement que l'information véhiculée par la phase est plus robuste au bruit que celle véhiculée par l'amplitude, ce qui permettrait d'atteindre des distances de lecture plus élevées.

A partir de ce constat, plusieurs études ont porté sur des tags codés au niveau du temps de propagation de groupe (*groupe delay*). On peut par exemple citer les travaux [15]–[17]. La structure



Figures 2.9 Tags à filtres planaires dont le codage est réalisé au niveau du temps de groupe. (a) Structure du tag de 8 bits présenté dans [16]. (b) Structure du tag 2 bits présenté dans [17].

des tags proposés dans [15], [16] est représenté figure 2.9.

Comme précédemment, ces tags comportent deux antennes en polarisation croisée reliées par une ligne micro-ruban sur laquelle sont disposés des éléments résonants. Le tag [15] (figure 2.9-a) utilise des stubs quart d'onde ouvert qui font apparaître des pics au niveau du temps de groupe à la fréquence de résonance. On a également une correspondance 1 : 1 entre le nombre de résonateurs et le nombre de bits codés. Ce tag offre cependant une lecture plus robuste que son prédécesseur : il comporte des creux plus marqués (6 dB en termes d'amplitude) et une certaine forme de redondance puisque l'information peut également être décodée au niveau du temps de groupe. Dans le cas du tag [16], les sections en C (C-sections) font apparaître des pics du temps de propagation de groupe pour certaines fréquences. En modifiant la taille des sections en C, il est possible de faire varier l'amplitude de ces pics, ce qui se traduit au niveau temporel par un signal plus ou moins retardé. Ce tag est également moins sensible à un bruit additif directement réalisé sur l'amplitude de la réponse spectrale.

### 2.3.2 Tags utilisant une antenne large bande chargée

La présence de deux antennes différentes en polarisation croisées pour la réception et l'émission au niveau du tag présente l'avantage de limiter les interférences entre le signal reçu et la réponse du tag. Cependant cette solution présente l'inconvénient d'un encombrement plus grand qu'avec une seule antenne. Elle limite également le nombre maximum de résonateurs en raison des pertes d'insertion du filtre. Une autre approche existe pour laquelle une seule antenne large bande est utilisée à la fois pour la réception et l'émission. Les éléments résonants peuvent alors être directement incorporés à la structure de l'antenne ce qui permet de s'affranchir de la ligne de transmission.

Un exemple de tag de ce type a été proposé en 2009 et expliqué en détail dans un article de 2011 [18]. Ce tag fonctionne dans la bande UWB et ne comporte pas de plan de masse. Le tag est constitué d'un dipôle de forme elliptique dans lequel sont réalisées des encoches (figure 2.10-a). Le

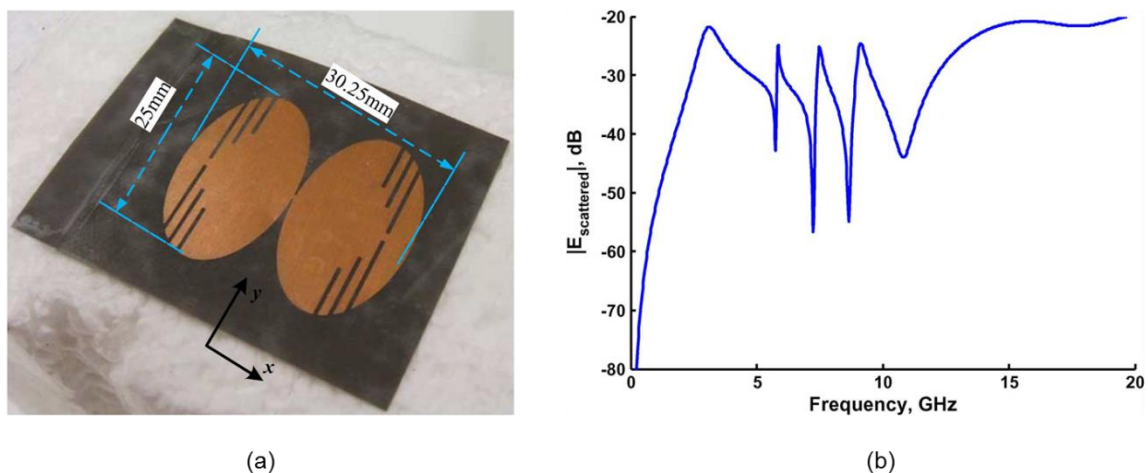


Figure 2.10. Tag comportant une unique antenne dipôle chargée par des encoches résonantes [19]. (a) Structure géométrique du tag. (b) Réponse fréquentielle du tag.



dipôle isolé présente une signature large bande. Lorsque les encoches sont réalisées, l'antenne dipôle est chargée par ces éléments résonants ce qui permet de réaliser un filtre réjecteur de bande directement intégré à l'antenne. La signature électromagnétique du tag présente alors des creux très sélectifs aux fréquences de résonance des encoches (résonateurs quart d'onde). Dans l'exemple présenté, 3 encoches de longueur différentes sont utilisées, et sont répétées quatre fois afin d'augmenter la profondeur des creux. La capacité de codage du tag est de 3 bits pour une dimension 25 mm × 30 mm. Cet article présente également un intérêt théorique indéniable puisqu'il met en œuvre la théorie de la SEM (*Singularity Expansion Method*) pour la conception et la détection de l'identifiant du tag. Le principe de la SEM sera présenté dans le chapitre suivant et illustré par un exemple d'utilisation dans le cadre de la RFID sans puce (section 3.5.2).

Un tag similaire optimisé en termes de capacité de codage a été proposé en 2014 [19]. Comme dans l'exemple précédent, le tag ne comporte pas de plan de masse et fonctionne dans la bande UWB. Le tag est composé d'une antenne large bande circulaire à laquelle sont intégrés 24 encoches de tailles différentes (figure 2.11-a). Le comportement des encoches est étudié de manière théorique dans [20]. Chaque encoche se comporte comme un résonateur quart d'onde et introduit un creux au niveau de la signature du tag. Afin de modifier l'identifiant du tag, les auteurs montrent qu'il est possible de supprimer une antirésonance simplement en ajoutant un court-circuit au niveau de l'encoche. La réponse fréquentielle du tag obtenue pour deux identifiants est représentée figure 2.11-b.

Le tag étudié a une capacité de codage de 24 bits pour une surface de 24 mm × 24 mm, ce qui lui confère une densité de codage de 4.1 bits par cm<sup>2</sup>, bien supérieure à celle obtenue pour les meilleurs tags à filtres planaires présentés dans la section précédente.

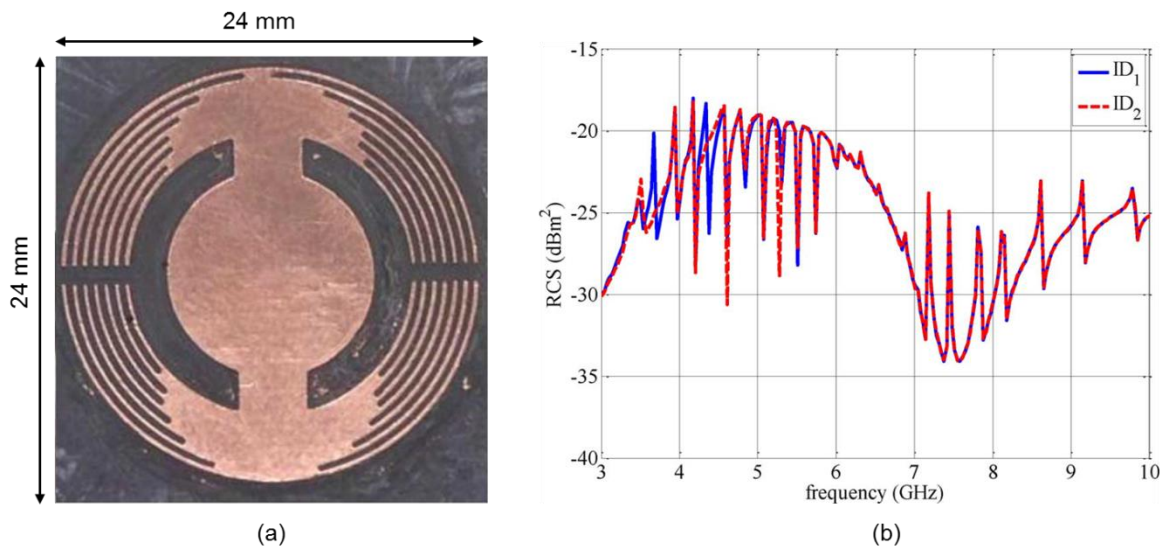


Figure 2.11 Tag de 24 bits présenté dans [20]. (a) Structure du tag. (b) Réponse fréquentielle du tag pour deux identifiants différents.

### 2.3.3 Approche par particule élémentaire de codage

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 ou plus simplement résonateur.

En 2005, une solution très simple a été proposée dans [21], qui comporte un plan de masse. Des résonateurs de type dipôles micro-ruban de longueurs variables sont utilisés pour transcrire en RF le principe des codes-barres, comme illustré figure 2.12-a. Etant donné la présence du plan de masse, ces dipôles se comportent comme des antennes « patches », où dipôles micro-ruban court-circuités ce qui leur confère un niveau de RCS important et une bonne sélectivité. Ces dipôles micro-ruban se comportent comme des résonateurs demi-onde. Ici chaque dipôle est une antenne résonante dont la réponse est en opposition de phase par rapport à celle du plan de masse (large bande) ce qui aboutit à des creux sur la réponse globale du tag (figure 2.11-b). Les dipôles ne nécessitent plus d'être raccordés à une structure d'antenne large bande ce qui rend la structure facilement extensible. On note que la même structure a été utilisée en ajoutant des capacités variables au niveau de ces dipôles micro-ruban. On a un lien entre la valeur de la capacité et la fréquence de résonance, ce qui permet de coder des informations.

La capacité de codage atteinte par la structure proposée par [21] 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 quelques dizaines de cm, pour une puissance d'émission de 500 mW.

Le concept de particule élémentaire de codage (REP) a été introduit dans [23]. Le principe consiste à voir le tag comme une cible radar qui a été conçue pour présenter des résonances à des fréquences données. On s'affranchit ici de la notion d'antenne et de ligne de transmission pour guider puis filtrer le signal comme souhaité.

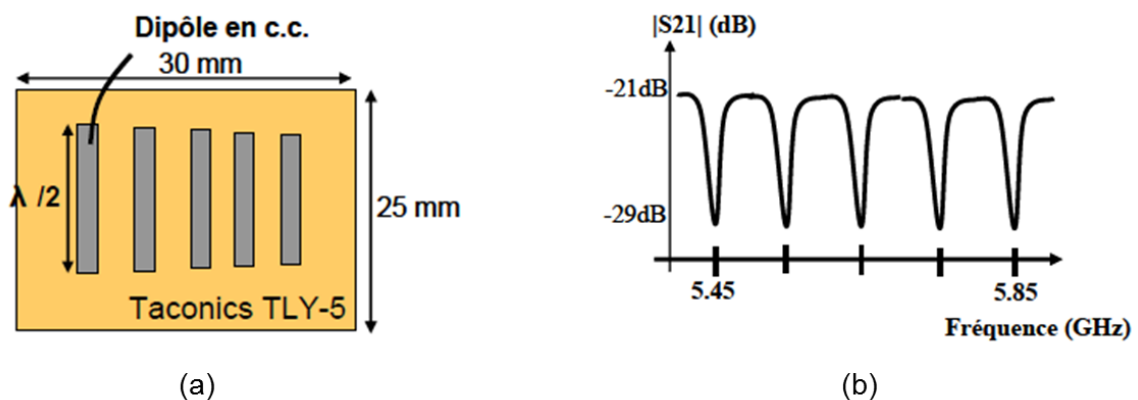


Figure 2.12 Exemple basique de tag réalisé suivant le principe des particules élémentaires de codage. (a) Structure du tag. (b) Réponse fréquentielle du tag.

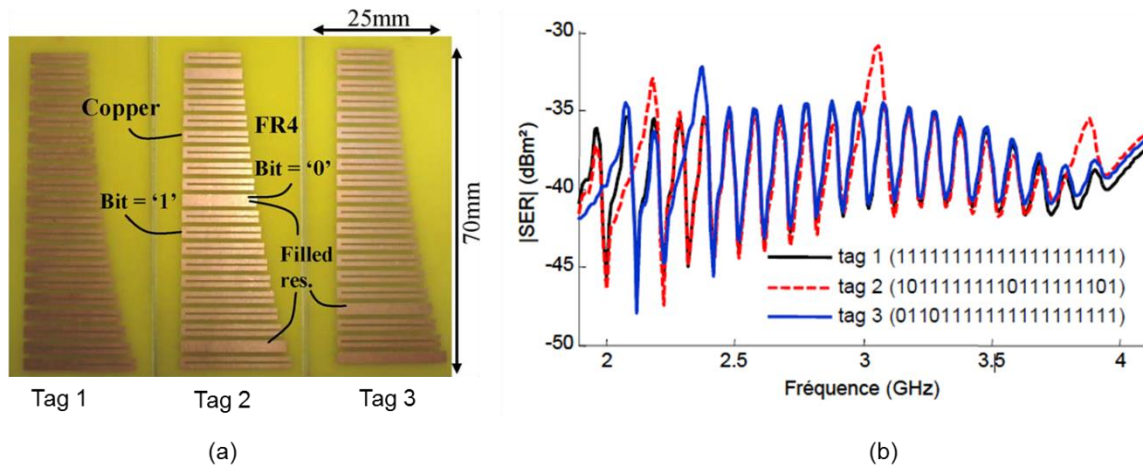


Figure 2.13 Tag de 20 bits conçu selon l'approche REP [23]. (a) Structure du tag configuré pour trois identifiants différents. (b) Réponse du tag pour ces trois identifiants.

Un autre exemple de tag conçu sur ce même principe a été proposé en 2012 dans [22]. Ce tag fonctionne entre 2 et 4 GHz, ne comporte pas de plan de masse et est réalisé sur du FR4. Les particules élémentaires de codage sont des résonateurs en forme de C. Le résonateur en C a été sélectionné parmi divers autres configurations dans [23] car il présente un bon compromis en termes de niveau de RCS, de miniaturisation et de sélectivité. Les résonateurs en C se comportent comme des résonateurs quart d'onde, et leur fréquence de résonance peut être réglée en modifiant la longueur de leurs bras. Le tag proposé comporte 20 résonateurs empilés verticalement comme représenté figure. 2.13-a. Pour configurer le tag, les fentes peuvent être court-circuitées, ce qui rejette la fréquence de résonance en dehors de la bande de fonctionnement. Cette approche permet de garder des couplages relativement similaires d'une configuration à l'autre. La réponse du tag pour trois identifiants différents est représentée figure 2.13-b.

Il y a, comme dans les cas précédent, une correspondance 1 : 1 entre le nombre de résonateurs et le nombre de bits codés. Le tag atteint une capacité de 20 bits pour une surface 25 mm × 70 mm ce qui lui confère une densité de codage de 1.14 bits par cm<sup>2</sup>. Le tag est facilement extensible mais la bande de fréquence utilisable est limitée par l'apparition de résonances d'ordres supérieurs à partir de 6 GHz.

L'article aborde également un point important concernant les tags réalisés sans plan de masse. En absence de plan de masse, le tag est très sensible à l'objet sur lequel il est appliqué et on peut observer d'importants décalages fréquentiels au niveau de la réponse des résonateurs. Si le tag n'est pas conçu en connaissant par avance la permittivité de l'objet, cela crée des erreurs de détection. Une méthode de compensation du décalage fréquentielle est proposée dans [22]. Le principe est d'utiliser les résonateurs aux bornes de la bande comme des capteurs afin d'évaluer la permittivité de l'objet.

Un autre tag réalisé à partir du concept de particule élémentaire de codage a été présenté en 2012 dans [24] et discuté en détail dans [25]. Ce tag comporte un plan de masse, fonctionne sur la bande UWB et est réalisé sur du Roger RO4003. Les particules élémentaires utilisées pour le codage sont des résonateurs patch circulaires qui sont imbriqués les uns dans les autres afin d'optimiser la surface occupée (Figure 2.14-a). Ce type de structure résonne lorsque la longueur d'onde est égale au quart du périmètre du cercle. Il est donc possible de régler la fréquence de résonance en jouant

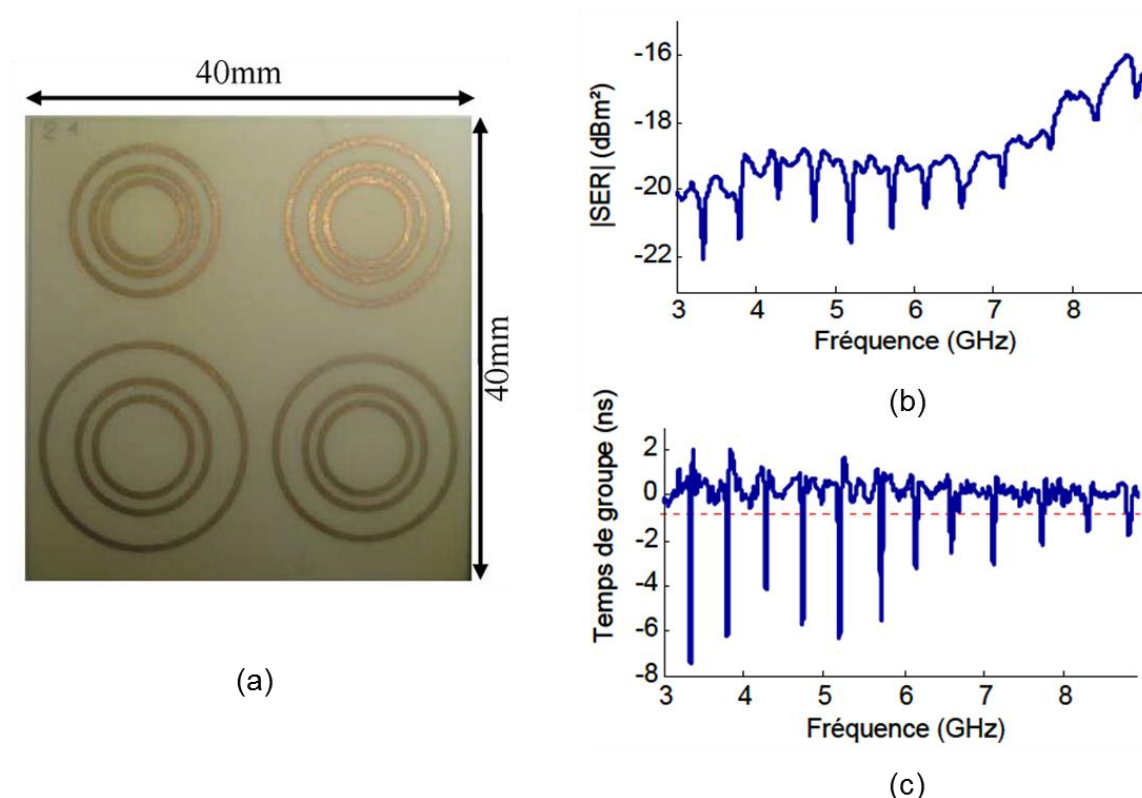


Figure 2.14 Tag insensible à la polarisation présenté dans [25]. (a) Structure du tag. (b) Réponse du tag en termes d'amplitude. (c) Réponse du tag en termes de temps de groupe.

simplement sur la valeur du rayon. La présence du plan de masse permet une bonne isolation du tag vis-à-vis de l'objet et est également responsable de la sélectivité importante des résonateurs. La réponse du tag est représentée en termes d'amplitude (figure 2.14 –b) et de temps de groupe (figure 2.14 –c). 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. Les douze résonances peuvent être identifiées à l'aide de l'amplitude et ou du temps de groupe.

De par la symétrie de révolution de ce type de résonateurs, le tag ne dépend pas de la polarisation de l'onde incidente. C'est, à notre connaissance, le seul cas de tag RFID sans puce indépendant à la polarisation publié dans la littérature.

Pour les tags présentés jusqu'à maintenant, le codage est réalisé par la présence ou l'absence d'un pic à une fréquence prédéfinie, et il y a par conséquent une correspondance 1 : 1 entre le nombre de bits et le nombre de résonateurs présents au sein du tag. Dans [25], les auteurs proposent une approche différente qui permet d'augmenter considérablement la quantité d'information codée par le tag. Le principe consiste à attribuer à chaque résonateur une certaine plage de fréquence divisée en slots fréquentiels (voir figure 2.15). Chaque résonateurs peut alors coder différents états correspondant au nombre de slots disponibles. Dans le cas du tag présenté dans [24], la plage de fréquence totale est la bande UWB (3.1 à 10.6 GHz) et les auteurs estiment qu'une résolution de fréquence de 30 MHz est suffisante pour différencier deux slots fréquentiels. On dénombre par conséquent 250 slots fréquentiels qui sont à partager entre les 12 résonateurs

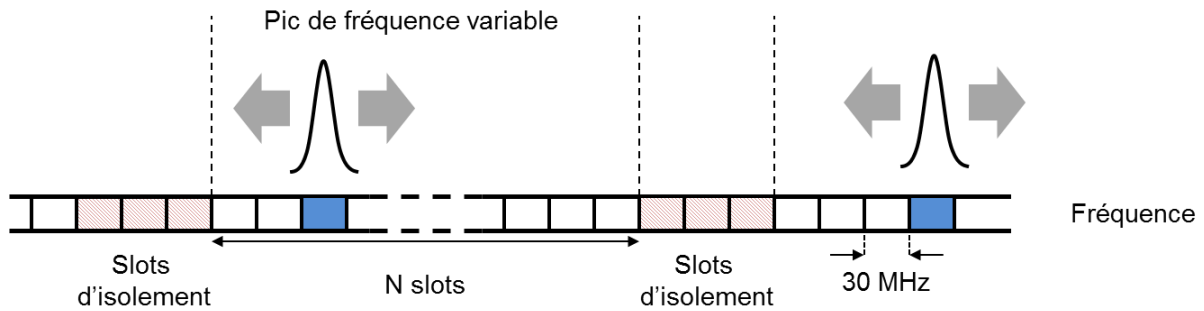


Figure 2.15 Principe du codage par positionnement de pulse proposé dans [26].

présents au sein du tag. Les auteurs prévoient également 3 slots d'isolement entre chaque résonateur pour éviter tout recouvrement physique. Chaque résonateur peut donc disposer de 17 slots pour le codage ce qui donne une capacité de  $17^{12}$  identifiants différents. Cette approche permet d'atteindre une capacité de codage record de 49 bits pour un tag de dimensions 40 mm × 40 mm.

## 2.4 Tags hybrides

Une possibilité pour augmenter la capacité de codage est d'utiliser une particule élémentaire de codage capable de coder une information différente par le biais de deux grandeurs physiques distinctes. Cette approche semble prometteuse puisqu'elle permet de s'affranchir de la dépendance linéaire (voir de la correspondance 1 : 1) existant entre le nombre de résonateurs et le nombre de bits codés. Dans le cas où deux grandeurs physiques sont utilisées, on voit en effet apparaître une relation quadratique. Cependant, les résonateurs ainsi conçus sont souvent plus compliqués et souvent plus volumineux que lorsqu'une seule grandeur physique est utilisée. Bien que cette approche fournisse généralement un plus grand nombre d'état codé au niveau d'une particule élémentaire, cela ne signifie pas nécessairement que la densité surfacique de codage augmente. Le principe du codage hybride, bien que prometteur, doit encore faire ses preuves car, pour le moment, aucun tag hybride n'a réussi à dépasser les 49 bits obtenus dans les travaux de Vena et al.[24]. Comme le codage fréquentiel est à la fois facile à mettre en place et performant en termes de capacité de codage, il a été associé à une seconde grandeur physique.

Le codage hybride a fait sa première apparition dans la littérature en 2012 dans [23]. Le tag présenté ne comporte pas de plan de masse et fonctionne sur la bande 2.5 GHz -7.5 GHz et est réalisé sur un substrat de type FR4. La particule élémentaire de codage utilisée est le résonateur en forme de C déjà rencontré dans [22] et représenté figure 2.16-a.

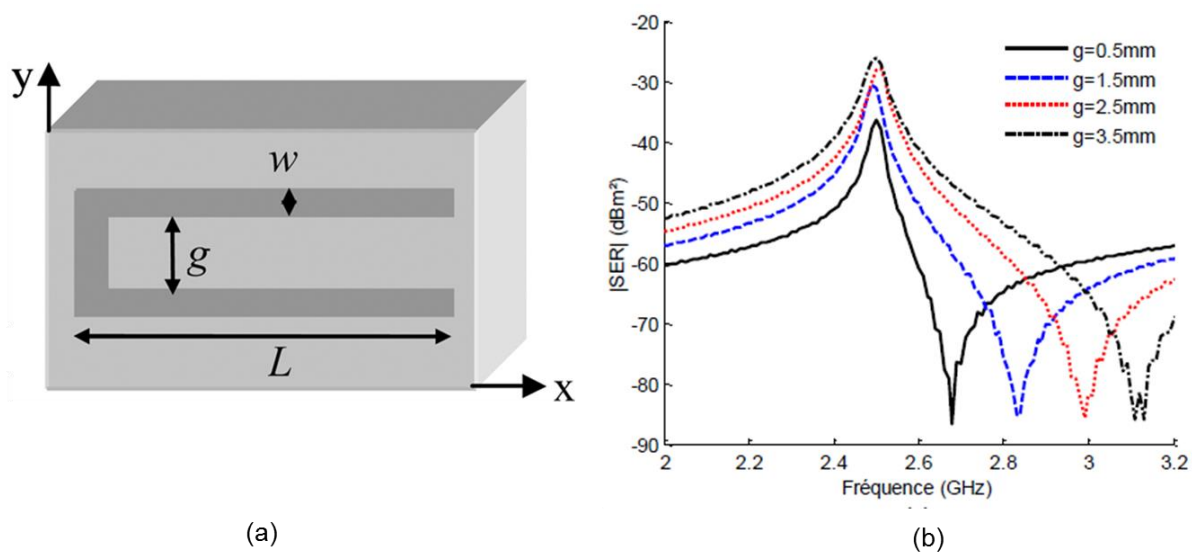


Figure 2.16. (a) structure du résonateur en forme de C. (b) Réponse fréquentiel du résonateur en C pour différentes valeurs du paramètre  $g$ .

Le résonateur en C a la particularité de comporter au niveau de sa signature un pic de résonance suivi d'un creux (figure 2.16-b). La fréquence du pic est contrôlée principalement par la longueur des brins métalliques ( $L$  sur la figure 2.16-a) et l'écart entre le pic et le creux dépend de la taille de la fente ( $g$  sur la figure 2.16-a). Il apparaît donc possible de contrôler ces deux grandeurs à partir de ces paramètres géométriques indépendants. A titre d'exemple, la signature d'un résonateur en C isolé est représentée pour quatre valeurs de gap différentes figure 2.16-b. Le tag final comporte cinq résonateurs en C empilés verticalement pour une dimension de 20 mm  $\times$  40 mm. Avec cette approche, chaque résonateur est capable de coder 6 états liés à la position du pic et 4 états liés à l'écart entre le pic et le creux ; soit un total de  $6 \times 4 = 24$  états. Le tag global a une capacité de codage de 22.9 bits pour une densité surfacique de codage de 2.9 bits par  $\text{cm}^2$ .

Un exemple de tag comportant un codage hybride utilisant à la fois la fréquence et l'amplitude d'un pic a été publié en 2013 dans [26]. L'objectif de l'article est de réaliser un tag dont la configuration ne soit pas perceptible à l'œil nu afin de répondre à des problématiques de lutte contre la contrefaçon. L'aspect codage, bien que discuté, n'est pas au centre de l'article et les auteurs n'ont pas particulièrement essayé d'optimiser le tag d'un point de vue capacité de codage. Dans cet article, le tag est réalisé par impression jet d'encre sur un substrat souple en polyamide. Des résonateurs de type boucle en forme de huit sont utilisés comme particule élémentaire de codage (figure 2.17-a). La fréquence de résonance des boucles est modifiée en appliquant une homothétie à la structure de base. Les auteurs montrent qu'il est possible de modifier l'amplitude des pics en ajoutant au centre de la structure une bande résistive transparente de largeur variable (figure 2.17-b). Le tag global comporte trois résonateurs pour une surface totale de 70 mm  $\times$  40 mm. Chaque résonateur est capable de coder 4 états d'amplitudes différents ce qui permet d'obtenir une capacité de codage totale de 6 bits pour seulement trois résonateurs.

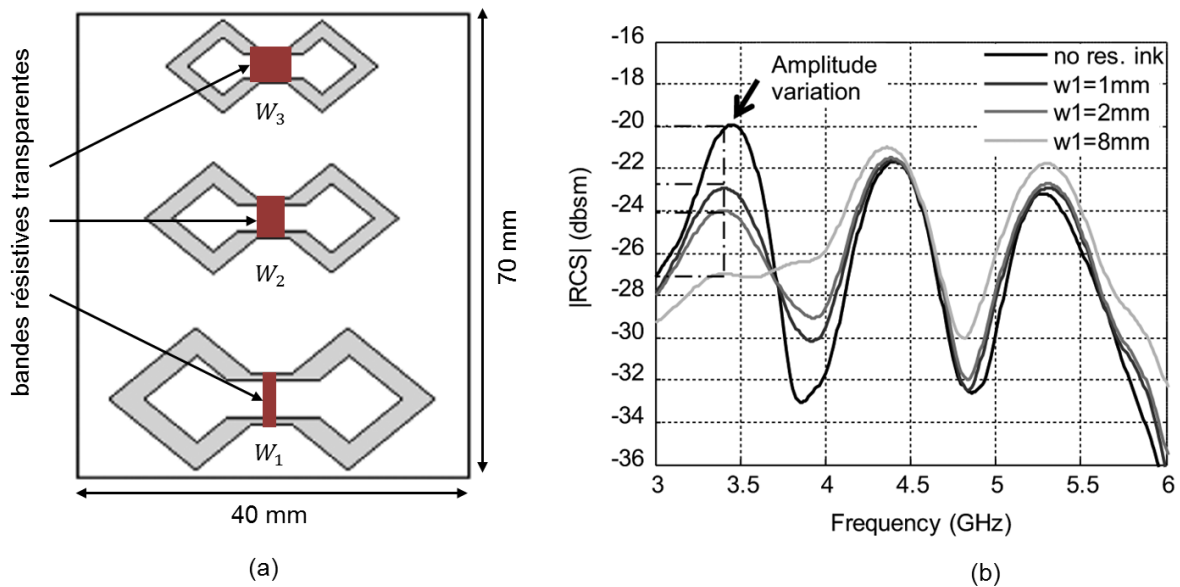


Figure 2.17. (a) Structure du tag hybride fréquence - amplitude proposé dans [27]. (b) réponse spectrale du tag pour différentes valeurs de  $W_1$ .

Un autre tag utilisant un codage hybride a été proposé dans la littérature en 2015 [27]. Les auteurs proposent de coder l'information à la fois au niveau de la fréquence de résonance et également au niveau du facteur de qualité. Pour ce faire, le tag incorpore des résonateurs de natures différentes. Bien que l'idée soit intéressante, les travaux présentés ne sont pas très aboutis. La méthode de contrôle est basée sur une approche empirique qui paraît gourmande en temps de simulation et les auteurs ont du mal à évaluer la capacité de codage obtenue.

Bien que n'appartenant pas objectivement à la catégorie des tags à codage hybride, il paraît cohérent de mentionner en fin de cette partie certains articles qui adoptent une philosophie de codage voisine. C'est-à-dire que, comme pour le codage hybride, l'idée de base de la conception est de coder un grand nombre d'état à partir d'un seul résonateur, ce qui est réalisé en ajustant la valeur de plusieurs paramètres géométriques indépendants.

Un exemple de ce type est le tag proposé dans [28]. Le tag fonctionne sur la bande UWB, comporte un plan de masse et un substrat de type RT duroïd. La particule élémentaire utilisée pour le codage est un résonateur à impédance échelonné représenté figure 2.18. La particularité de ce type de résonateur est qu'il est possible de contrôler de manière indépendante la fréquence de

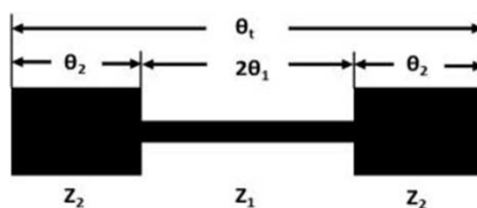
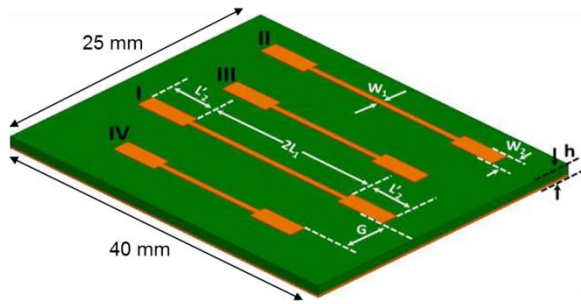
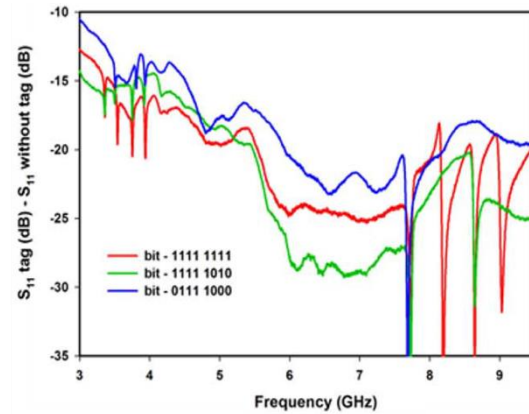


Figure 2.18. Structure et paramètres géométriques d'un résonateur à impédance échelonné.



(a)

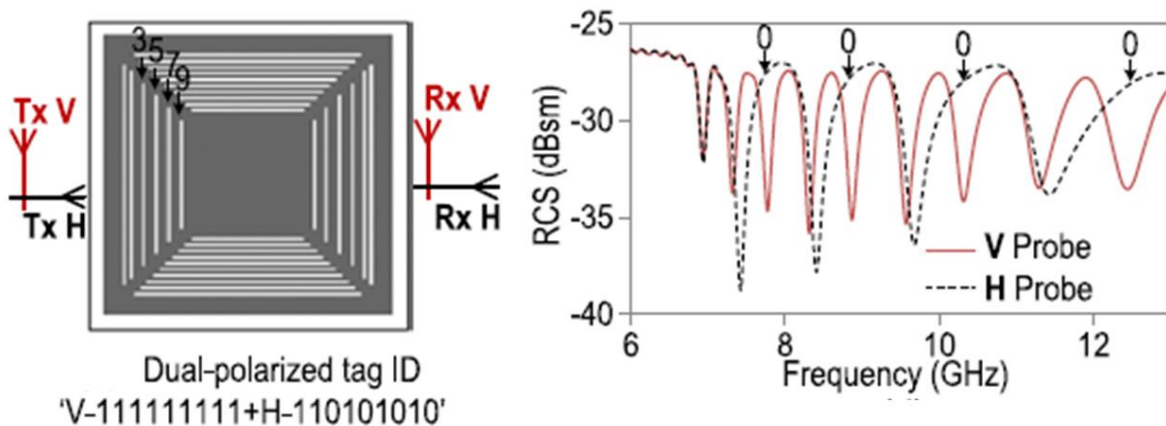


(b)

Figure 2.19 (a) Structure du tag de 8 bits proposé dans [29]. (b) réponse spectrale du tag pour trois identifiants différents.

résonance fondamentale et de la première harmonique en jouant à la fois sur le rapport des longueurs ( $\theta_1, \theta_2$  sur la figure 2.18) et sur le rapport des impédances ( $Z_1, Z_2$  sur la figure 2.18) entre les différents tronçons de la ligne [29]. De cette manière, il est possible d'utiliser un seul résonateur pour faire apparaître deux pics au niveau de la réponse spectrale du tag, ce qui permet d'envisager des densités surfaciques de codage intéressantes.

Le tag global proposé dans [28] comporte quatre résonateurs à impédance échelonnés, voir figure 2.19-a. La réponse spectrale du tag pour 3 identifiants différents est représenté figure 2.19-b. Le tag proposé permet de coder 2 bits par résonateurs et atteint donc une capacité de 8 bits pour une dimension de 40 mm  $\times$  25 mm. Il a une densité surfacique de codage de 1.06 bits par cm<sup>2</sup>. En réalisant un codage de type positionnement de pulse comme celui présenté dans [25], les auteurs estiment qu'il est possible d'atteindre une capacité de 39 bits en utilisant seulement 4 résonateurs.



(a)

(b)

Figure 2.20. (a) Structure du tag à double polarisation présenté dans [28]. (b) réponse spectrale du tag suivant la polarisation verticale ou horizontale.



Un autre tag dont la philosophie est relativement proche d'un codage hybride est celui présenté dans [30]. Ici, les auteurs utilisent un tag comportant des informations différentes suivant la polarisation (verticale ou horizontale) de l'onde incidente. Le tag proposé ne comporte pas de plan masse et fonctionne sur la bande 6-12 GHz. Il est basé sur une antenne large bande carrée au sein de laquelle sont réalisées des encoches verticales et horizontales de tailles variables (figure 2.20-a). La réponse d'une encoche verticale est maximum pour une onde incidente polarisée verticalement et nulle si l'onde incidente est polarisée horizontalement. Suivant ce principe, il est possible de détecter séparément l'information contenue dans les encoches verticales et horizontales du tag comme représenté sur la figure 2.20.

Cette approche permet d'améliorer la densité spectrale de codage pour une bande de fréquence donnée mais elle nécessite d'utiliser des antennes agiles en polarisation. La capacité atteinte pour ce tag est de 18 bits pour une surface de 21 mm × 21 mm.

## 2.5 Conclusion

Les caractéristiques des tags ayant les capacités de codage les plus élevées sont récapitulées dans le tableau comparatif 2.2. Ce tableau montre plusieurs choses. A l'exception près du tag SAW, il apparait clairement que les tags à codage fréquentiel permettent d'atteindre des capacités de codage bien supérieures à celle obtenues pour les tags à codage temporel. L'approche par particule élémentaire de codage (indiquée par PEC dans le tableau) semble être la plus prometteuse en termes de capacités de codage, en particulier lorsqu'elle est associée à un codage par positionnement de pulse comme celui présenté dans [25]. Le principe du codage hybride permet de coder plus de bits par résonateur mais ne permet pas forcément d'atteindre des densités de codage surfaciques plus élevées qu'un codage fréquentiel direct. La pertinence de cette approche reste encore à démontrer. Les tags sans plan de masse présentent des capacités de codage inférieures et des distances de lectures plus faibles que les tags avec plan de masse.

Tableau 2.2 : Comparaison de la capacité des tags présentés dans ce chapitre en fonction de leur type de codage.

	Type de tag	Ref	Capacité de codage	Surface (mm <sup>2</sup> )	Bits par résonateur	BP	Portée	Plan de masse
Temporel	Tag SAW	[2]	256 bits	10×10 + ant	-	2.45 GHz	30 m	Non
	Ligne à retard	[4]	8 bits	82×106 +ant	-	UWB	NR	Non
	Ligne à impédance variable.	[7]	2.5 bits	23×23	-	UWB	NR	Non
Fréquentiel	Filtre planaire micro-ruban	[13]	35 bits	88×65	1	UWB	1 m	Oui
	Filtre planaire CPW	[14]	23 bits	108×64	1	UWB	NR	Non
	Antenne chargée par des encoches	[19]	24 bits	24×24	1	UWB	NR	Non
	PEC : Résonateurs en forme de C	[23]	20 bits	25×70	1	2 – 4 GHz	50 cm	Non
	PEC : résonateur microstrip circulaire	[25]	49	40×40	4.1	UWB	1 m	Oui
Hybride	PEC : résonateurs en forme de C	[24]	21.9 bits	20× 40	4.4	2.5-7.5 GHz	50 cm	Non
	PEC : résonateur à impédance échelonnée	[29]	39 bits	40×25	9.8	UWB	NR	Oui
	Double polarisation	[31]	18	21× 21	1	6-12 GHz	NR	Non

## Références du chapitre 2

- [1] C. S. Hartmann, 'A global SAW ID tag with large data capacity', in *2002 IEEE Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings*, 2002, vol. 1, pp. 65–69 vol.1.
- [2] V. P. Plessky and L. M. Reindl, 'Review on SAW RFID tags', *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 57, no. 3, pp. 654–668, Mar. 2010.
- [3] L. Zheng, S. Rodriguez, L. Zhang, B. Shao, and L.-R. Zheng, 'Design and implementation of a fully reconfigurable chipless RFID tag using Inkjet printing technology', in *2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2008, pp. 1524–1527.
- [4] L. Zhang, S. Rodriguez, H. Tenhunen, and L.-R. Zheng, 'An innovative fully printable RFID technology based on high speed time-domain reflections', in *Conference on High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis, 2006. HDP'06.*, 2006, pp. 166–170.
- [5] M. Pöpperl, A. Parr, C. Mandel, R. Jakoby, and M. Vossiek, 'Potential and Practical Limits of Time-Domain Reflectometry Chipless RFID', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 9, pp. 2968–2976, Sep. 2016.
- [6] S. Hu, Y. Zhou, C. L. Law, and W. Dou, 'Study of a Uiplanar Monopole Antenna for Passive Chipless UWB-RFID Localization System', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 2, pp. 271–278, Feb. 2010.
- [7] D. Girbau, A. Lázaro, and Á. Ramos, 'Time-coded chipless RFID tags: Design, characterization and application', in *2012 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 2012, pp. 12–17.
- [8] S. Shrestha, M. Balachandran, M. Agarwal, V. V. Phoha, and K. Varahramyan, 'A Chipless RFID Sensor System for Cyber Centric Monitoring Applications', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1303–1309, May 2009.
- [9] A. Ramos, A. Lazaro, D. Girbau, and R. Villarino, 'Time-Domain Measurement of Time-Coded UWB Chipless RFID Tags', *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 116, pp. 313–331, 2011.
- [10] A. Ramos, 'Application of Ultra-Wideband Technology to RFID and Wireless Sensors'.
- [11] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, and G. Swiegers, 'A Novel Chipless RFID System Based on Planar Multiresonators for Barcode Replacement', in *2008 IEEE International Conference on RFID*, 2008, pp. 289–296.
- [12] S. Preradovic and N. C. Karmakar, 'Design of fully printable planar chipless RFID transponder with 35-bit data capacity', in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, 2009, pp. 013–016.
- [13] S. Preradovic, S. Roy, and N. Karmakar, 'Fully printable multi-bit chipless RFID transponder on flexible laminate', in *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, 2009, pp. 2371–2374.
- [14] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, and G. F. Swiegers, 'Multiresonator-Based Chipless RFID System for Low-Cost Item Tracking', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1411–1419, May 2009.
- [15] C. M. Nijas *et al.*, 'Chipless RFID Tag Using Multiple Microstrip Open Stub Resonators', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 9, pp. 4429–4432, Sep. 2012.
- [16] R. Nair, E. Perret, and S. Tedjini, 'Chipless RFID based on group delay encoding', in *2011 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 2011, pp. 214–218.
- [17] S. Gupta, B. Nikfal, and C. Caloz, 'Chipless RFID System Based on Group Delay Engineered Dispersive Delay Structures', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1366–1368, 2011.
- [18] A. T. Blischak and M. Manteghi, 'Embedded Singularity Chipless RFID Tags', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 11, pp. 3961–3968, Nov. 2011.
- [19] R. Rezaiesarlak and M. Manteghi, 'Complex-Natural-Resonance-Based Design of Chipless RFID Tag for High-Density Data', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, pp. 898–904, Feb. 2014.
- [20] R. Rezaiesarlak and M. Manteghi, 'Design of Chipless RFID Tags Based on Characteristic Mode Theory (CMT)', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 2, pp. 711–718, Feb. 2015.

- [21] I. Jalaly and I. D. Robertson, 'RF barcodes using multiple frequency bands', in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, 2005, p. 4 pp.-.
- [22] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, 'A Fully Printable Chipless RFID Tag With Detuning Correction Technique', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 209–211, Apr. 2012.
- [23] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, 'Chipless RFID Tag Using Hybrid Coding Technique', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 12, pp. 3356–3364, Dec. 2011.
- [24] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, 'High-Capacity Chipless RFID Tag Insensitive to the Polarization', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4509–4515, Oct. 2012.
- [25] A. Vena, *Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage*. Grenoble, 2012.
- [26] A. Vena, A. A. Babar, L. Sydänheimo, M. M. Tentzeris, and L. Ukkonen, 'A Novel Near-Transparent ASK-Reconfigurable Inkjet-Printed Chipless RFID Tag', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 753–756, 2013.
- [27] A. El-Awamry, M. Khaliel, A. Fawky, M. El-Hadidy, and T. Kaiser, 'Novel notch modulation algorithm for enhancing the chipless RFID tags coding capacity', in *2015 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, 2015, pp. 25–31.
- [28] C. M. Nijas *et al.*, 'Low-Cost Multiple-Bit Encoded Chipless RFID Tag Using Stepped Impedance Resonator', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 9, pp. 4762–4770, Sep. 2014.
- [29] C.-F. Chen, T.-Y. Huang, C.-P. Chou, and R.-B. Wu, 'Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 1945–1952, May 2006.
- [30] M. A. Islam and N. C. Karmakar, 'Compact Printable Chipless RFID Systems', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 11, pp. 3785–3793, Nov. 2015.
- [31] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, 'A Depolarizing Chipless RFID Tag for Robust Detection and Its FCC Compliant UWB Reading System', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 8, pp. 2982–2994, Aug. 2013.
- [32] F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio, and G. Manara, 'A Robust Differential-Amplitude Codification for Chipless RFID', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, no. 12, pp. 832–834, Dec. 2015.
- [33] M. Khaliel, A. El-Awamry, A. Fawky, M. El-Hadidy, and T. Kaiser, 'A novel co/cross-polarizing chipless RFID tags for high coding capacity and robust detection', in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 159–160.
- [34] M. Pöpperl, J. Adametz, and M. Vossiek, 'Polarimetric Radar Barcode: A Novel Chipless RFID Concept With High Data Capacity and Ultimate Tag Robustness', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–9, 2016.
- [35] R. Rezaiesarlak and M. Manteghi, 'A Space-Time-Frequency Anticollision Algorithm for Identifying Chipless RFID Tags', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 3, pp. 1425–1432, Mar. 2014.
- [36] A. Ramos, E. Perret, O. Rance, S. Tedjini, A. Lázaro, and D. Girbau, 'Temporal Separation Detection for Chipless Depolarizing Frequency-Coded RFID', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2326–2337, Jul. 2016.
- [37] M. Garbati, R. Siragusa, E. Perret, and C. Halopé, 'Low cost low sampling noise UWB Chipless RFID reader', in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, pp. 1–4.
- [38] A. Ramos, D. Girbau, and A. Lázaro, 'Influence of materials in time-coded chipless RFID tags characterized using a low-cost UWB reader', in *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*, 2012, pp. 526–529.
- [39] M. Zomorodi and N. C. Karmakar, 'Chipless RFID Reader: Low-cost wideband printed dipole array antenna.', *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 57, no. 5, pp. 18–29, Oct. 2015.
- [40] A. Vena *et al.*, 'Design of Chipless RFID Tags Printed on Paper by Flexography', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 12, pp. 5868–5877, Dec. 2013.

- [41] B. Shao, Y. Amin, Q. Chen, R. Liu, and L. R. Zheng, 'Directly Printed Packaging-Paper-Based Chipless RFID Tag With Coplanar Resonator', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 325–328, 2013.
- [42] S. Kim, M. M. Tentzeris, A. Traille, H. Aubert, and A. Georgiadis, 'A dual-band retrodirective reflector array on paper utilizing Substrate Integrated Waveguide (SIW) and inkjet printing Technologies for Chipless RFID Tag and Sensor Applications', in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, pp. 2301–2302.
- [43] A. Vena, L. Sydänheimo, M. M. Tentzeris, and L. Ukkonen, 'A Fully Inkjet-Printed Wireless and Chipless Sensor for CO<sub>2</sub> and Temperature Detection', *IEEE Sens. J.*, vol. 15, no. 1, pp. 89–99, Jan. 2015.
- [44] S. Kim *et al.*, 'A novel dual-band retro-directive reflector array on paper utilizing Substrate Integrated Waveguide (SIW) and inkjet printing technologies for chipless RFID tag and sensor applications', in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–4.
- [45] Y. Feng, L. Xie, Q. Chen, and L. R. Zheng, 'Low-Cost Printed Chipless RFID Humidity Sensor Tag for Intelligent Packaging', *IEEE Sens. J.*, vol. 15, no. 6, pp. 3201–3208, Jun. 2015.
- [46] S. Kim, J. Cooper, M. M. Tentzeris, R. Herre, S. Gu, and T. Lasri, 'A novel inkjet-printed chipless RFID-based passive fluid sensor platform', in *2013 IEEE SENSORS*, 2013, pp. 1–4.
- [47] B. S. Cook *et al.*, 'RFID-Based Sensors for Zero-Power Autonomous Wireless Sensor Networks', *IEEE Sens. J.*, vol. 14, no. 8, pp. 2419–2431, Aug. 2014.
- [48] A. Lazaro, A. Ramos, D. Girbau, and R. Villarino, 'Signal Processing Techniques for Chipless UWB RFID Thermal Threshold Detector Detection', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 618–621, 2016.
- [49] E. Perret, *Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID*. John Wiley & Sons, 2014.
- [50] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, *Chipless RFID based on RF Encoding Particle: Realization, Coding and Reading System*. Elsevier, 2016.
- [51] *Chipless RFID - Design Procedure and Detection Techniques* | Reza Rezaiesarлак | Springer. .
- [52] S. Preradovic and N. C. Karmakar, *Multiresonator-Based Chipless RFID: Barcode of the Future*. Springer Science & Business Media, 2012.

# Chapitre 3 : Théorie des tags RFID sans puce

- 3.1. Réponse d'un tag sans puce
  - 3.1.1. Surface équivalente radar
  - 3.1.2. Matrice de diffusion polarimétrique
  - 3.1.3. Signature électromagnétique d'un tag RFID sans puce
- 3.2. Système de lecture
  - 3.2.1. L'équation du radar
  - 3.2.2. Calibration
- 3.3. Mécanismes de re-rayonnement d'un tag sans puce
  - 3.3.1. Mode de structure et mode d'antenne
  - 3.3.2. Similitude avec les antennes.
  - 3.3.3. Application pour la conception de REPs
- 3.4. Caractérisation des systèmes résonants
  - 3.4.1. Circuit RLC série
  - 3.4.2. Facteur de qualité
  - 3.4.3. Facteur d'amortissement
  - 3.4.4. Bande passante
  - 3.4.5. Résonateurs électromagnétiques
- 3.5. Séparation du tag et de son environnement
  - 3.5.1. Tag dépolarisant interrogé en polarisation croisée.
  - 3.5.2. Séparation temporelle
- 3.6. Conclusion

Ce chapitre regroupe un certain nombre de notions théoriques qui s'appliquent à la RFID sans puce. Ces notions sont issues de divers domaines telles que les radars, les antennes ou la RFID conventionnelle. Nous donnerons en premier lieu une définition précise de ce qu'est la « réponse d'un tag sans puce » et nous présenterons le système de lecture qui permet de la mesurer. Après avoir établi la définition physique de la réponse, nous examinerons les différentes composantes qui la constituent. La composante utile pour le codage est basée sur la nature résonante des éléments constitutifs du tag et nous spécifierons donc les grandeurs caractéristiques qui permettent d'analyser ces résonances. En dernier lieu, nous verrons que la nature résonante de la réponse permet la mise en œuvre de techniques pour améliorer la robustesse de lecture d'un tag sans puce. Ce chapitre présente une vision globale des phénomènes physiques mis en jeu pour l'interrogation d'un tag sans puce. Les notions abordées seront utilisées dans les chapitres suivants lors de la conception des tags RFID sans puce.

### 3.1 Réponse d'un tag RFID sans puce

La réponse d'un tag sans puce peut être décrite à l'aide de différentes grandeurs physiques suivant le type de codage utilisé. La surface équivalente radar (SER) est généralement utilisée lorsque l'information est portée uniquement par l'amplitude de la réponse. La SER est une grandeur scalaire, ce qui signifie qu'elle ne contient aucune information relative à la phase de la réponse du tag. De plus, elle dépend en général de la polarisation des antennes d'émission et de réception. Lorsque l'information est liée soit à la polarisation soit à la phase de l'onde réfléchie, on choisit en général de décrire la réponse par sa matrice de diffusion polarimétrique. Ces deux grandeurs, notamment la seconde, bien que classiquement utilisées dans le domaine des radars, ne sont pas très répandues dans le domaine des antennes et leur définition sera donc rappelée.

#### 3.1.1 Surface équivalente radar (SER)

Lorsqu'un tag sans puce est placé dans le faisceau d'un lecteur, il disperse une partie de l'énergie incidente dans toutes les directions. Ce phénomène est appelé *la diffusion*. La distribution spatiale du champ qui en découle dépend de la taille, de la forme et de la composition du tag ainsi que de la direction d'arrivée et de la nature de l'onde incidente. D'un point de vue physique, un tag est donc un *diffuseur* (ou *scatterer* en anglais). Dans le cas général, la direction du champ incident est différente de la direction d'observation. On parle alors de diffusion *bistatique*. Concrètement ces deux directions sont souvent identiques puisque l'antenne d'émission et l'antenne de réception du lecteur sont placées très proche l'une de l'autre, voire coïncident. On parle alors de diffusion *monostatique* ou de manière équivalente de *rétrodiffusion*. Ces définitions sont illustrées schématiquement sur la figure 3.1.

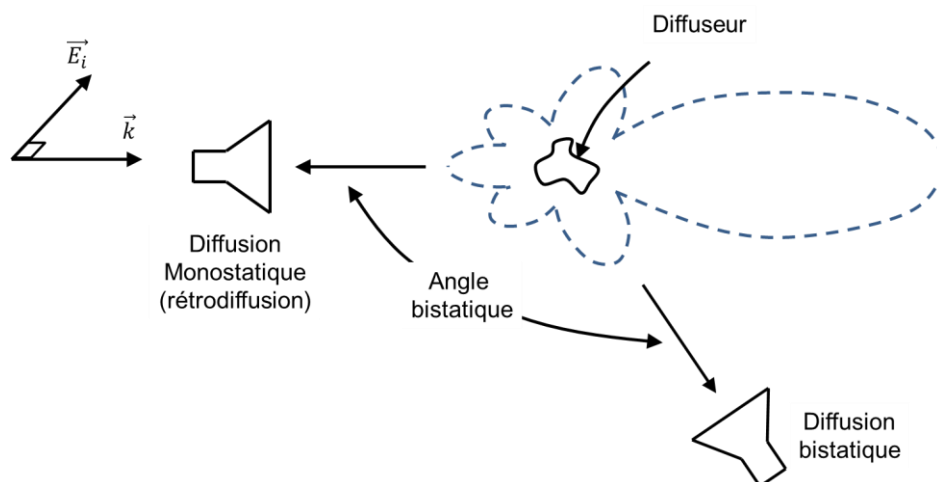


Figure 3.1 Diffusion monostatique et bistatique. Les antennes représentées sont celles utilisées en réception. La direction et la polarisation de l'onde incidente sont représentées respectivement par les vecteurs  $\vec{k}$  et  $\vec{E}_i$ .

Observer la distribution des champs autour du tag est une tâche complexe. Dans le cadre des radars on préfère souvent décrire les caractéristiques de l'écho à l'aide d'une surface fictive : la

*Surface Equivalente Radar* (SER) aussi appelée *Radar Cross Section* (RCS) en anglais [1]. La SER est une surface fictive qui n'a souvent aucun rapport avec la surface physique du tag.

Par définition, la SER est un paramètre de champ lointain qui relie deux densités de puissance, l'une mesurée au niveau du tag, et la seconde au niveau de l'antenne de réception, voir figure 3.2. On considère que le lecteur est suffisamment éloigné du tag, et que ce dernier est suffisamment petit pour que l'onde incidente et l'onde diffusée soient sphériques. Le tag exposé à une onde se comporte comme une antenne et capture une partie de la puissance de l'onde par l'intermédiaire d'une surface de capture effective,  $\sigma$ . La puissance capturée,  $P$ , est calculée comme le produit de la densité de puissance au niveau du tag,  $W^i$ , avec la surface de capture :

$$P = \sigma W^i \quad (3.1)$$

Pour la définition de la SER, il est supposé que le tag rayonne toute la puissance capturée de manière isotrope. Si la cible est petite comparée à la distance d'observation  $R$ , la densité de puissance diffusée,  $W^s$ , décroît avec  $R$  suivant :

$$W^s = \frac{P}{4\pi R^2} = \frac{\sigma W^i}{4\pi R^2} \quad (3.2)$$

Bien que l'onde rétrodiffusée soit mesurée à une grande distance du tag, aucune direction spécifique n'a été imposée. On exprime maintenant  $\sigma$  en fonction des autres grandeurs :

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{W^s}{W^i} \quad (3.3)$$

La surface de capture  $\sigma$  ainsi définie est la SER du tag. En pratique le tag est rarement isotrope, ce qui signifie que la SER varie en fonction de la direction de l'onde incidente et de la direction d'observation.

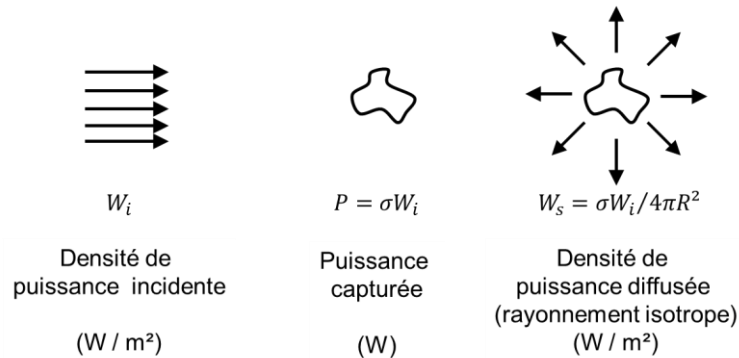


Figure 3.2 Densités de puissances mises en jeu pour la définition de la Surface Equivalente Radar.

Les densités de puissance de l'onde incidente et de l'onde diffusée peuvent être exprimées comme les produits des champs électriques et magnétiques :

$$\begin{aligned} W^i &= E^i \cdot H^i / 2 = Y_0 \cdot |E^i|^2 / 2 \\ W^s &= E^s \cdot H^s / 2 = Y_0 \cdot |E^s|^2 / 2 \end{aligned} \quad (3.4)$$

où  $E^i$  et  $H^i$  sont les intensités des champs électriques et magnétiques incidents,  $E^s$  et  $H^s$  sont les intensités des champs électriques et magnétiques diffusés et  $Y_0$  est l'admittance caractéristique du vide. Si  $E$  et  $H$  sont mesurés en volts par mètre et en ampères par mètre respectivement, la densité



de puissance s'exprime en watts par mètre carré. En injectant l'expression de  $W^i$  et  $W^S$  dans (3.3), on peut exprimer  $\sigma$  en fonction des champs :

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{|E^S|^2}{|E^i|^2} \quad (3.5)$$

La dépendance en  $R$  de l'expression (3.5) n'est qu'apparente. En effet dans la zone de champ lointain, l'intensité du champ diffusé décroît de façon inversement proportionnelle à  $R$ , ce qui conduit de manière implicite à un terme en  $R^2$  au dénominateur qui compense le terme en  $R^2$  du numérateur. En pratique, il faut donc respecter la condition de champ lointain pour mesurer la SER d'un tag sans puce.

Les valeurs typiques de SER obtenues pour différentes classes de cibles radar [2] sont présentées dans le tableau 3.1. Ces valeurs sont indicatives. Au sein d'une même classe, on peut en effet s'attendre à des variations de SER allant jusqu'à une vingtaine de décibels suivant la fréquence, l'angle d'incidence ou les caractéristiques spécifiques de la cible.

Tableau 3.1 Valeurs indicatives de la SER de différentes classes de cibles radar.

Cible	SER (m <sup>2</sup> )	SER (dBsm)
Navire de guerre	$5 \cdot 10^3$	37
Avion	$10^2$	20
Homme	$10^0$	0
Oiseau	$10^{-2}$	-20
Insecte	$10^{-5}$	-50
Tag RFID sans puce avec plan de masse (résonance)	$3 \cdot 10^{-2}$	-15
Tag RFID sans puce sans plan de masse (résonance)	$3 \cdot 10^{-4}$	-35

### 3.1.2 Matrice de diffusion polarimétrique

La SER en tant que grandeur scalaire ne donne pas l'ensemble des informations sur le pouvoir réfléchissant d'un objet. Au début des années soixante, la phase relative et le comportement polarimétrique de la SER de la cible ont été reconnus comme des sources d'informations supplémentaires pour répondre à des problématiques de caractérisation et de classification des cibles dans le domaine des radars [3].

La SER comme grandeur scalaire est fonction de la polarisation des ondes incidentes et transmises. Une description plus complète de l'interaction entre l'onde incidente et le tag est donnée par la matrice de diffusion polarimétrique aussi appelée matrice de Sinclair [4].

Une onde plane, polarisée de façon arbitraire peut toujours s'exprimer comme la superposition de deux ondes polarisés de façon rectilignes (horizontale et verticale par souci de simplicité). Le vecteur du champ électrique d'une onde monochromatique qui se propage par exemple suivant l'axe  $\vec{e}_z$ , s'exprime comme :

$$\vec{E}^i = \vec{E}_h^i + \vec{E}_v^i = (E_h^i \vec{e}_h + E_v^i \vec{e}_v) e^{j(\omega t + kz)} \quad (3.6)$$

La matrice de diffusion polarimétrique relie le champ électrique diffusé  $\vec{E}^s$  au niveau de l'antenne de réception au champ électrique incident  $\vec{E}^i$ , composante par composante. En utilisant la notation matricielle, la matrice de diffusion polarimétrique  $\mathcal{S}$  est définie de manière classique par :

$$\begin{bmatrix} E_h^s \\ E_v^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_h^i \\ E_v^i \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Les termes  $S_{hh}$  et  $S_{vv}$  sont des termes de *copolarisation* alors que les termes  $S_{hv}$  et  $S_{vh}$  sont des termes de *crosspolarisation*. Bien qu'elle soit souvent utilisée en pratique, la définition (3.7) dépend en amplitude et en phase de la distance  $R$  entre le tag et les antennes. Une manière de s'affranchir de cette dépendance est de factoriser le terme lié à la propagation de l'onde sphérique. On a alors une définition alternative  $\mathcal{S}'$  de la matrice de diffusion polarimétrique :

$$\begin{bmatrix} E_h^s \\ E_v^s \end{bmatrix} = \frac{e^{-jkR}}{2\sqrt{\pi}R} \cdot \begin{bmatrix} S_{hh}' & S_{hv}' \\ S_{vh}' & S_{vv}' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_h^i \\ E_v^i \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

De par leur nature complètement passive, les tags RFID sans puce sont réciproques. C'est-à-dire que pour une mesure de diffusion monostatique, la matrice de diffusion est symétrique, i.e.  $S_{hv} = S_{vh}$ . On notera également que les éléments de la matrice sont complexes, et qu'ils tiennent compte de tout changement de phase causé par la diffusion. Une fois que l'on a mesuré la matrice de diffusion d'un tag sans puce, il est possible de calculer l'amplitude et la polarisation de l'onde diffusée, quelle que soit la polarisation de l'onde incidente simplement en modifiant les composantes du vecteur  $\vec{E}^i$  dans (3.7). De plus, il est possible de prédire de manière théorique les variations de la matrice  $\mathcal{S}$  en fonction de l'orientation des antennes d'émission et de réception du lecteur [3]. Un exemple d'application sera donné dans le chapitre suivant.

La polarimétrie est très étudiée dans le domaine des radars. On pourra se référer aux travaux fondateurs de Sinclair [4] ou de Kennaugh [5] ainsi qu'à la thèse de Huynen [6] et plus récemment aux travaux de Boerner [7] ou de Cloude et Potier [8]. Récemment on voit apparaître également des applications intéressantes de la polarimétrie dans le domaine de la RFID sans puce [9], [10].

### 3.1.3 La signature électromagnétique d'un tag RFID sans puce

Suivant sa définition générale, « la signature » est l'ensemble des éléments qui permettent de caractériser la présence, le type, ou l'identité d'un objet par un système de lecture.

Un tag sans puce RFID peut être assimilé à une cible radar mais il présente néanmoins des spécificités qui sont directement liées au type d'applications visées. Pour des applications où le coût du tag à son importance, les tags RFID sans puce sont généralement planaires et leur surface ne doit pas dépasser la taille d'une carte de crédit car ils doivent pouvoir s'appliquer facilement sur des emballages. Cette contrainte majeure limite le niveau de la SER à des valeurs de l'ordre de -20 dBsm et les distances de lecture ne dépassent que rarement le mètre [11]. On s'intéresse donc dans la grande majorité des cas à la réponse du tag sous incidence normale, ce qui assure en général un couplage d'énergie optimal entre l'onde incidente et le tag. En pratique il est toutefois courant d'utiliser une configuration de mesure bistatique afin de limiter le couplage entre les antennes. Dans ce cas, des angles relativement faibles sont utilisés ( $\leq 20^\circ$ ) de manière à rester dans le lobe principal du diagramme de re-rayonnement du tag. En second lieu, comme nous l'avons vu, les recherches récentes ont montré que la densité de codage la plus élevée était obtenue à partir de tags codés en fréquence. Ceci implique que la signature d'un tag RFID sans puce doit donc être large bande.

Lorsque seule l'amplitude de la réponse porte l'information, nous désignerons par « signature électromagnétique du tag RFID sans puce » la représentation graphique de la SER en fonction de la fréquence. Lorsque la polarisation ou la phase auront une importance, la « signature électromagnétique du tag » désignera la représentation graphique (en amplitude et en phase) d'une des composantes de la matrice de diffusion en fonction de la fréquence. Suivant les cas, nous nous intéresserons plutôt à la composante de crosspolarisation  $S_{hv}$  ou aux composantes de copolarisation  $S_{hh}$  et  $S_{vv}$ . Sauf mention contraire, le tag sera considéré sous incidence normale.

La signature électromagnétique est une notion propre au tag. Elle est accessible facilement en simulation. Par exemple le logiciel de simulation « *CST microwave studio* » permet d'éclairer un tag à l'aide d'une onde plane et de positionner des sondes pour mesurer les champs à une distance donnée. CST laisse le choix soit de visualiser directement la SER (normalisée par rapport à la distance de lecture) soit de visualiser le champ réfléchi au niveau des sondes qui est proportionnel aux composantes de la matrice  $S$  telle que définie par (3.7). En revanche, la signature électromagnétique est plus difficilement accessible en mesure puisque c'est une grandeur intrinsèque au tag qui ne doit pas prendre en compte certains paramètres liés à la configuration tels que le gain des antennes ou les propriétés du canal de transmission. Dans la suite du chapitre, nous verrons qu'il est possible de modéliser un système de lecture pratique dans sa globalité à l'aide de l'équation du radar. Nous verrons également qu'une phase de calibration est nécessaire pour compenser les erreurs susceptibles d'apparaître en mesure et pour remonter à la signature électromagnétique.

## 3.2 Système de lecture

Le système de lecture d'un tag RFID sans puce est très similaire à un radar impulsif [12]. En condition de laboratoire, on utilise généralement un analyseur de réseau (VNA) connecté à l'antenne d'émission sur son port 1 et à l'antenne de réception sur son port 2. La quantité mesurée est le paramètre  $S_{21}$  du VNA qui correspond au rapport des ondes mesurées (amplitude et phase) au niveau des ports 1 et 2. Il est toutefois possible de considérer des lecteurs faibles coûts comme dans [12], mais qui ont généralement des dynamiques plus faibles.

### 3.2.1 L'équation du radar

L'équation du radar (en anglais *radar range equation*) permet d'évaluer les performances globales du système de lecture d'un tag RFID.

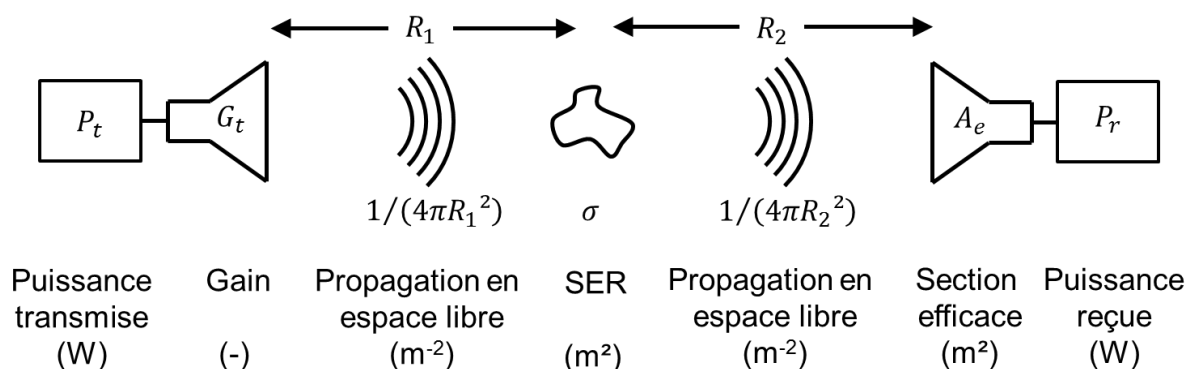


Figure 3.3 Bilan de puissance lors d'une liaison radar.

La formulation la plus simple de l'équation radar peut être établie à partir du bilan de puissance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. La figure 3.3 illustre le transfert de puissance provenant d'un émetteur à un tag et finalement à un récepteur. On considère que le radar d'émission délivre une puissance  $P_t$ , rayonnée par l'intermédiaire d'une antenne de gain  $G_t$ . A une distance  $R$  de l'antenne, la densité de puissance  $W^i$  est simplement la puissance transmise modifiée par le gain de l'antenne et divisée par un facteur  $4\pi R_1^2$  lié à l'atténuation de l'onde sphérique. La densité de puissance s'exprime alors comme:

$$W^i = P_t G_t / (4\pi R_1^2). \quad (3.9)$$

Le tag RFID sans puce intercepte une partie de la puissance incidente. Une fraction de cette puissance est ensuite rayonnée en direction de l'antenne de réception. Comme vu précédemment, la SER est définie comme la surface de projection qui serait requise pour intercepter et rayonner de manière isotrope une quantité de puissance équivalente. Ainsi nous pouvons considérer théoriquement que la cible capture la puissance  $P_i$ :

$$P_i = P_t G_t \sigma / (4\pi R_1^2), \quad (3.10)$$

qui est ensuite rayonnée de manière isotrope dans l'espace. La densité de puissance au niveau de l'antenne de réception est alors donnée par :

$$W^s = P_t G_t \sigma / (4\pi R_1^2 \cdot 4\pi R_2^2) \quad (3.11)$$

La puissance reçue par la charge de l'antenne de réception est simplement le produit de la densité de puissance au niveau de l'antenne par la section efficace de l'antenne,  $A_e$ . Cependant, il est souvent plus pratique de travailler avec le gain de l'antenne qui s'exprime en fonction de la section efficace à travers la relation (3.12) :

$$A_e = G_r \lambda^2 / 4\pi \quad (3.12)$$

De plus, si on suppose que la même antenne est utilisée en transmission et en réception, on a  $G_t = G_r = G$ , et  $R_1 = R_2$ . La puissance reçue est alors donnée par :

$$P_r = \sigma \frac{P_t G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (3.13)$$

C'est la forme la plus simple de l'équation radar qui ignore un certain nombre de facteurs tels que la polarisation des antennes d'émission et de réception. Néanmoins, cette relation est extrêmement précieuse pour faire une évaluation rapide des performances du système de lecture. Par exemple, la distance de lecture peut être calculée facilement en isolant la distance  $R$  dans (3.13) et en définissant un seuil de puissance minimum pour le signal de réception,  $P_{min}$ . La portée de détection maximum est alors donnée par :

$$R_{max} = \left[ \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{min}} \right]^{1/4}. \quad (3.14)$$

De plus l'équation du radar modélise le système de détection global. Et elle permet donc de prédire la valeur du module directement obtenue en mesure au niveau des paramètres  $S_{21}$  d'un analyseur de réseau. Par exemple pour une mesure monostatique :

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} = \sqrt{\sigma} \frac{G\lambda}{(2\sqrt{\pi})^3 R^2} \quad (3.15)$$

Cette équation est établie à partir d'un bilan de puissance et elle ne donne donc aucune information sur la phase du paramètre  $S_{21}$ . L'information sur la phase peut être obtenue mais cela nécessite de connaître un modèle détaillé du comportement des antennes.

### 3.2.2 Calibration

En pratique, la mesure de la signature électromagnétique d'un tag sans puce demande généralement une phase 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, en chambre anéchoïque), un niveau de l'ordre de -40 à -50 dBm (pour une puissance d'émission de 0 dBm) est observable. Cette réponse est liée au couplage direct entre les antennes et aux éventuelles réflexions des objets statiques dans l'environnement de mesure. Cette valeur est souvent comparable voire supérieure à la puissance qui est réfléchiée par le tag (-60 à -70 dBm pour une distance de l'ordre de 0.5 m). En l'absence de calibration, la réponse est donc noyée dans le bruit et aucune détection n'est possible. De plus, les identifiants des tags sont codés au niveau de la signature électromagnétique par l'intermédiaire de légères variations en amplitude ou en phase. Il ne faut donc pas que les effets filtrants des câbles et des antennes puissent corrompre l'intégrité de ces éléments distinctifs.

La méthode de calibration qui a été utilisée au cours de la thèse est décrite de façon détaillée et justifiée théoriquement dans [13]–[15]. Elle repose sur une mesure à vide (sans le tag),  $S_{21}^{empty}$ , et sur la mesure d'un élément de référence,  $S_{21}^{ref}$ , dont la SER,  $\sigma^{ref}$ , est connue par avance. Le tag dont on cherche à déterminer la signature est ensuite mesuré ( $S_{21}^m$ ). A partir de ces différents résultats de mesure, il est possible de déterminer la SER propre du tag  $\sigma$ , en utilisant l'équation :

$$\sigma = \left| \frac{S_{21}^m - S_{21}^{empty}}{S_{21}^{ref} - S_{21}^{empty}} \right|^2 \cdot \sigma^{ref} \quad (3.16)$$

La première étape (numérateur de (3.16)) consiste à retrancher le résultat de la mesure à vide  $S_{21}^{empty}$ , à celle mesurée pour le tag  $S_{21}^m$ . Cela revient d'une certaine manière à isoler la réponse du tag vis-à-vis de son environnement. La réponse ainsi obtenue est ensuite normalisée par rapport à la mesure de référence (fraction complète). Cela permet de supprimer la dépendance vis-à-vis de la distance de lecture et également de compenser l'effet filtrant des antennes. La fraction globale est ensuite multipliée par la SER théorique de la référence  $\sigma^{ref}$  pour rétablir l'amplitude de la réponse normalisée. Cette relation permet de remonter à la SER mesurée du tag. Une procédure similaire peut être mise place pour la mesure des composantes de la matrice de diffusion polarimétrique. En prenant l'exemple d'une mesure en crosspolarisation, l'équation à utiliser est alors :

$$S_{vh} = \frac{S_{21}^m - S_{21}^{empty}}{S_{21}^{ref} - S_{21}^{empty}} \cdot S_{vh}^{ref} \quad (3.17)$$

$S_{vh}$  et  $S_{vh}^{ref}$  sont les composantes en cross-polarisation de la matrice de diffusion polarimétrique pour le tag et l'élément de référence respectivement. Ils ne doivent pas être confondus avec le paramètre  $S_{21}$  de l'analyseur de réseau.

### 3.3 Mécanismes de re-rayonnement d'un tag sans puce

Lorsqu'un tag sans puce est illuminé par une onde électromagnétique incidente, des courants induits apparaissent à la surface des motifs conducteurs. Ces courants induits sont à l'origine du champ diffusé. Le diagramme de re-rayonnement du tag est déterminé par l'amplitude et la phase des courants induits. Il est toutefois possible de distinguer deux modes de diffusions de nature très différentes pour un tag RFID sans puce.

#### 3.3.1 Mode de structure et mode d'antenne

La première composante de la réponse du tag est appelé *mode de structure* (figure 3.4 a-c). Elle correspond d'une certaine manière à une réflexion spéculaire de l'onde sur la surface du tag. Si l'onde incidente est un pulse de durée limité avec une polarisation donnée, cette première partie de la réponse est une image du pulse incident (même durée et même polarisation). Comme les tags sans puce ont une structure planaire, la composante de la réponse liée au mode de structure suit en première approximation la loi de la réflexion de Snell-Descartes, c'est-à-dire qu'on retrouve un maximum de puissance dans la direction correspondant au symétrique de l'angle d'incidence par rapport à la normale. Le mode de structure apparait pour un tag sans puce mais c'est également le mode de diffusion principal de la plupart des objets environnants. Aussi la « réponse de l'environnement » partage généralement les mêmes caractéristiques que le pulse d'interrogation : réponse large bande, limitée dans le temps (durée du pulse) et avec la même polarisation.

Le second mode de diffusion qui apparait pour un tag RFID sans puce est appelé *mode d'antenne* (figure 3.4 d-f). Il est lié au fait que les tags comportent en général une structure capable de capter une partie de la puissance incidente puis de la guider dans une direction particulière par l'intermédiaire d'une ligne de transmission. Ce mécanisme s'illustre très facilement dans le cas des tags sans puce à codage temporel (antenne de réception et antenne d'émission reliées par un guide d'onde). Dans le cas des tags fréquentiels, le même type de comportement apparait mais il est exploité d'une manière différente. Pour certaines fréquences, on a une correspondance particulière entre la longueur électrique de la ligne et la longueur d'onde, ce qui donne lieu à un phénomène d'onde stationnaire au sein de la ligne. Ces ondes stationnaires sont caractéristiques d'une résonance. La puissance n'est plus simplement guidée par la structure mais elle est stockée au niveau du champ proche du tag. L'énergie est re-rayonnée dans tout l'espace suivant un processus qui s'étale dans le temps et qui dépend du facteur de qualité de la structure. La distribution des courants induits le long de la ligne de transmission détermine les caractéristiques de rayonnement du tag telles que le diagramme de rayonnement ou la polarisation de l'onde émise.

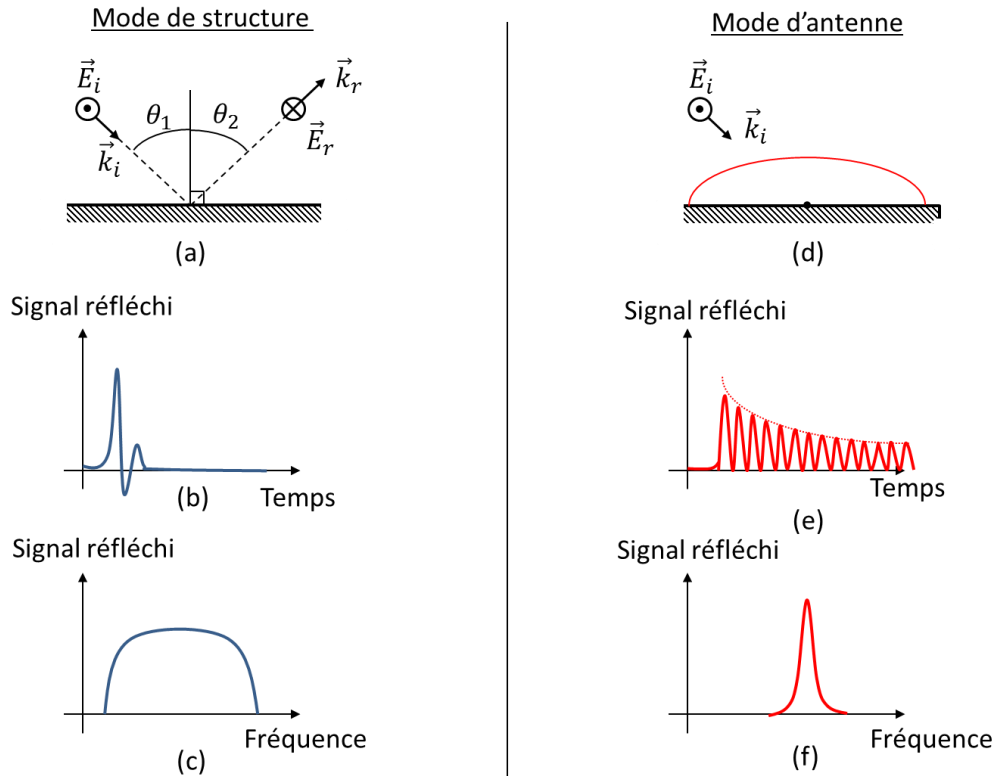


Figure 3.4 Différence entre le mode de structure et le mode d'antenne pour un tag RFID sans puce codé en fréquence. La composante de la réponse liée au mode de structure (a-c) est une image du pulse incident. Elle suit la loi de la réflexion de Snell-Descartes et conserve la même polarisation que le pulse incident (a). La réponse est limitée dans le temps (b) et large bande (c). Dans le cas du mode d'antenne (d-f), la polarisation et le diagramme de rayonnement (d) sont déterminés par la distribution de courants le long de la ligne. La réponse est résonante, elle s'étale dans le temps (e) et présente un pic sélectif en fréquence (f).

La réponse électromagnétique totale d'un tag RFID sans puce est la somme des champs liés au mode d'antenne et de structure. Il est important de noter que dans la grande majorité des cas, seul le mode d'antenne est utilisé pour coder l'information. Ceci est vrai à la fois pour les tags temporels (temps de propagation le long de la ligne utilisé pour coder l'information) et pour les tags fréquentiels (résonance).

### 3.3.2 Analogie avec les antennes.

Les modes de structure et d'antenne ont été mis en évidence pour la première fois lors de la caractérisation d'antennes utilisées en tant que diffuseur. Comme dans le cas d'un tag RFID sans puce, le mode de structure apparaît car l'antenne a une forme, une taille et un matériau donné. Ce mode est complètement indépendant du fait que l'antenne ait été spécifiquement conçue pour acheminer l'énergie RF jusqu'à une charge terminale. Par opposition, le mode d'antenne correspond à la fraction de la puissance qui est captée par l'antenne, qui est ensuite guidée vers la charge terminale, réfléchi sous l'effet d'une désadaptation d'impédance entre la charge et la ligne et finalement re-rayonnée par l'antenne (figure 3.5).

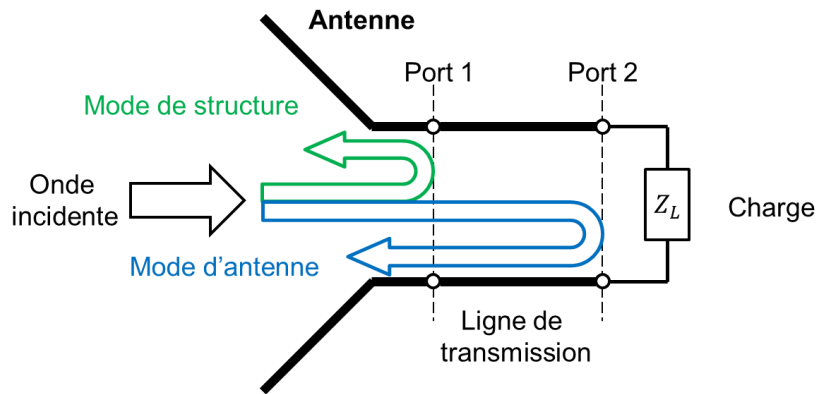


Figure. 3.5 Antenne utilisée comme diffuseur. Les deux modes de re-rayonnement sont représentés schématiquement par une flèche verte (mode de structure) et une flèche bleue (mode d'antenne).

Dans le cas d'une antenne, il est assez facile d'isoler la contribution de chacun de ces deux modes en faisant varier la charge terminale de l'antenne. Il existe différentes définitions de ces modes suivant la charge de référence utilisée pour la caractérisation [16]–[18]. La définition la plus répandue et également la plus naturelle est celle donnée par Green [18]. Green estime que le mode de structure est obtenu lorsqu'un transfert de puissance maximum a lieu entre l'antenne et la charge, ce qui revient à utiliser une charge adaptée conjuguée ( $Z_L = Z_A^*$ ) aux bornes de l'antenne. Dans ce cas le champ diffusé est noté  $E_s(Z_A^*)$ . Le champ diffusé pour une charge quelconque  $E_s(Z_L)$  peut être exprimée par rapport à  $E_s(Z_A^*)$  grâce à la relation :

$$E_s(Z_L) = E_s(Z_A^*) + I(Z_A^*) \cdot \Gamma_A^* \cdot E_r \quad (3.18)$$

où  $\Gamma_A^*$  est un coefficient de réflexion modifié défini par :

$$\Gamma_A^* = \frac{Z_A^* - Z_L}{Z_A^* + Z_L} \quad (3.19)$$

Dans (3.18) on a :

$E_s(Z_A^*)$  : Champ électrique diffusé par l'antenne pour une charge adaptée conjuguée.

$I(Z_A^*)$  : Courant induit par l'onde incidente au niveau du port 2 pour une charge adaptée conjuguée.

$Z_A$  : Impédance de l'antenne au niveau du port 2.

$E_r$  : Champ électrique rayonné par l'antenne lorsqu'elle est excitée par un courant unitaire. Ce terme est dimensionné comme un champ électrique divisé par un courant.

Le terme constant  $E_s(Z_A^*)$  de l'équation (3.18) a été appelé le *mode de structure* et il apparaît du fait que bien que l'antenne soit adaptée conjuguée, il y a toujours un courant induit sur la structure qui donne lieu à un champ diffusé. Le second terme de l'équation (3.18) a été appelé le *mode d'antenne* du champ diffusé car il est déterminé uniquement à partir des propriétés de rayonnement de l'antenne et disparaît lorsque l'antenne est adaptée conjuguée.

Pour un tag RFID sans puce et en particulier pour l'approche par particule élémentaire de codage (REP) qui a été introduite dans le chapitre précédent, il est souvent plus difficile de caractériser précisément le mode d'antenne et le mode de structure car ces dispositifs ne comportent pas de ports à proprement parler.



Il est admis depuis longtemps qu'il existe une relation quantitative entre le gain d'une antenne et la SER de l'antenne due uniquement à ses propriétés de re-rayonnement. Un cas d'étude simplifiée qui ne prend pas en compte le mode de structure a été proposé par Appel-Hansen [19]. L'idée est de considérer une antenne pour laquelle toute l'énergie diffusée provient de l'énergie collectée par l'ouverture, qui se propage à travers une ligne de transmission sans perte et est re-rayonnée par l'effet d'une réflexion totale sur la charge terminale de l'antenne. Par rapport à l'équation (3.18), cela revient donc à considérer la condition particulière:  $E_s(Z_A^*) = 0$  et  $|\Gamma_A^*| = 1$ . Dans ce cas, la SER considérée est liée uniquement au mode d'antenne (i.e. le terme  $I(Z_A^*) \cdot E_r$  dans l'équation (3.18)) et sera notée  $\sigma_a$ .

Supposons qu'une antenne avec une section efficace  $A_e$  soit illuminée par une onde plane incidente de densité de puissance  $W^i$ . La puissance collectée par l'antenne et envoyée vers la charge est simplement donnée par :

$$P_r = W^i \cdot A_e \quad (3.20)$$

Si l'antenne est terminée par une charge purement réactive, il y a une réflexion totale et la puissance re-rayonnée est égale à la puissance reçue. Pour une antenne de gain  $G$ , la densité de puissance re-rayonnée à une distance  $R$  est donnée par :

$$W^r = P_r G / (4\pi R^2) = W^i A_e G / (4\pi R^2) \quad (3.21)$$

La définition de la SER, exprimée en terme de densités de puissances est donné par (3.3). En remplaçant  $W^r$  dans (3.3) par l'expression (3.21), on obtient l'expression de la SER en fonction des caractéristiques de l'antenne :

$$\sigma_a = A_e G \quad (3.22)$$

qui peut être exprimée uniquement en fonction du gain en utilisant la relation classique :

$$A_e = G \lambda^2 / 4\pi \quad (3.12)$$

De telle sorte que :

$$\sqrt{\sigma_a} = \frac{G \cdot \lambda}{2\sqrt{\pi}} \quad (3.23)$$

Ce résultat a le mérite d'être simple mais il ne prend en compte qu'une partie de l'énergie diffusée par l'antenne. La diffusion liée au mode de structure a été ignorée.

### 3.3.3 Application pour la conception de REPs

Les équations (3.18) et (3.23) acquièrent un intérêt particulier lorsque le tag est conçu suivant l'approche par particule élémentaire de codage (REP) [20]. En effet, cette approche consiste à utiliser un élément résonant qui assure à lui seul la fonction d'antenne de réception, de filtre et d'antenne d'émission. De par les fonctions que doivent assurer ces éléments, il paraît clair qu'une antenne résonante utilisée en tant que diffuseur est un bon candidat comme structure de départ pour ce type de réalisation.

Examinons certaines caractéristiques recherchées pour une antenne utilisée dans le cadre de la conception par REP. D'abord, on a vu que le mode utilisé pour le codage était le mode d'antenne. Le mode de structure qui apparaît dans (3.18) peut alors être vu comme un bruit additif qui dépend de la configuration de mesure et qui est susceptible de perturber la détection. Par conséquent, il est

souhaitable que les antennes utilisées présentent un mode de structure faible ce qui est par exemple le cas des antennes microstrips. D'après (3.23), le champ diffusé associé au mode d'antenne est directement proportionnel au gain de l'antenne. Ce résultat permet d'estimer le niveau de la SER du tag en fonction de l'antenne utilisée. De plus, la connaissance du gain en fonction de l'angle d'incidence permet également de prévoir le diagramme de re-rayonnement du tag. D'un point de vue applicatif, une antenne directive n'est pas forcément souhaitable puisque le niveau de SER de l'antenne dépend alors fortement de l'angle d'incidence et de l'angle d'observation.

L'équation (3.18) fournit également une information sur le type de charge à considérer pour maximiser la composante liée au mode d'antenne. En effet, si on considère une charge purement réactive, il est clair que  $|\Gamma_A^*| = 1$ , de telle sorte que toute la puissance guidée est réfléchiée au niveau de la charge. La puissance est éventuellement stockée dans la charge mais aucune puissance n'est dissipée. Ce résultat est obtenu également pour le cas particulier d'une antenne court-circuitée ( $Z_L = 0$ ) ou en circuit ouvert ( $Z_L = +\infty$ ).

Pour une particule élémentaire de codage, la notion de charge est moins claire que pour une antenne classique car il n'est pas possible de définir un port de façon unique. Dans la plupart des cas cependant, les particules élémentaires de codage s'inspirent de structures d'antennes planaires classiques (figure 3.6. a-c) pour lesquelles il est possible de réaliser des conditions de charges particulières sans avoir recours à un élément localisé. Par exemple, un dipôle (figure 3.6. a) peut être utilisé comme un REP à condition de relier les bornes du dipôle par un court-circuit. Contrairement à ce qu'on pourrait attendre d'après (3.23), le diagramme de rayonnement de ce type de diffuseur est différent de celui d'un dipôle utilisé en émission du fait d'un mode de structure important [21]. De manière similaire, une ligne CPS a des pertes de rayonnement élevées lorsqu'une des extrémités est en circuit ouvert et peut donc être assimilée à une antenne. Une telle ligne peut être utilisée en tant que REP (figure 3.6. b) à condition de court-circuiter l'autre extrémité. Ce cas sera étudié en détail dans le chapitre suivant. Une antenne patch microstrip rectangulaire (figure 3.6. c) peut être également utilisée en tant que REP en considérant un circuit ouvert au niveau du port. Il est possible d'utiliser un accès de longueur nulle pour obtenir un dispositif plus compact. Dans ce cas, le diagramme de re-rayonnement du REP est très proche du diagramme de rayonnement du patch du fait des modes de structures très faibles pour les structures microstrip. L'équation (3.23) est alors un modèle pertinent du comportement du patch utilisé en tant que REP.

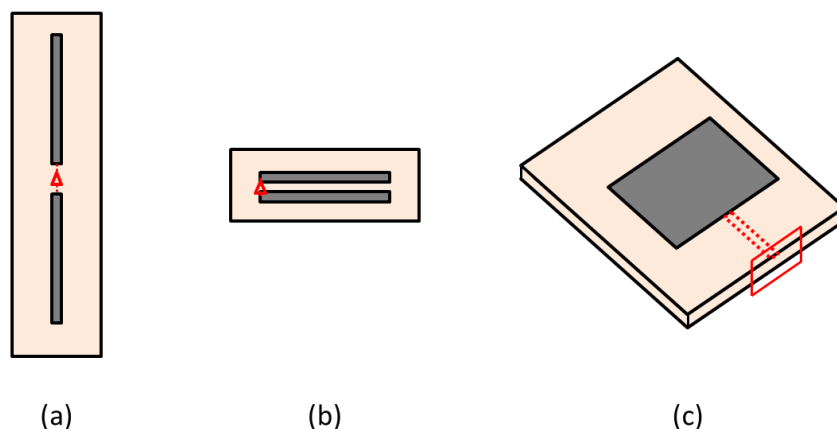


Figure 3.6 Exemple de structures d'antennes utilisées pour la conception de REPs. (a) Dipôle ; pour le REP, les bornes du dipôle sont connectées entre elles par un court-circuit. (b) Ligne CPS ; pour le REP (résonateur en C), l'une des extrémités de la ligne est court-circuitée. (c) Antenne patch

rectangulaire ; pour le REP on considère une terminaison en circuit ouvert. Il est également possible d'utiliser un accès de longueur nulle.

Le parallèle entre les structures d'antennes et les diffuseurs résonants associés permet d'utiliser les résultats classiques des antennes pour la première étape de la conception. Par exemple, pour un REP basé sur un dipôle microstrip, il est possible de déterminer la fréquence de résonance en se référant aux relations classiques de la littérature [22]. De même, l'équation (3.23) permet d'expliquer certains comportements des diffuseurs grâce aux caractéristiques des antennes associées. En reprenant l'exemple du dipôle microstrip, il est par exemple possible de prévoir l'évolution de la SER en fonction des pertes diélectriques du substrat de manière analytique. Le gain peut être exprimé en fonction de l'efficacité de radiation  $e_r$  et de la directivité  $D$  de l'antenne patch :

$$G = e_r \cdot D \quad (3.24)$$

A la résonance, l'antenne se comporte comme un circuit RLC parallèle [23] et l'efficacité de rayonnement peut s'exprimer en fonction du facteur de qualité associé au rayonnement,  $Q_r$ , par rapport au facteur de qualité total,  $Q_{tot}$ , par :

$$e_r = \frac{Q_{tot}}{Q_r} \quad (3.25)$$

Pour un patch, le champ est concentré au niveau de la cavité formée par le plan de masse et la face métallique supérieure de l'antenne, aussi les pertes sont dominées par les pertes diélectriques. En première approximation, le facteur de qualité totale peut donc s'exprimer comme :

$$\frac{1}{Q_{tot}} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_d} \quad (3.26)$$

où  $Q_d$  est le facteur de qualité du diélectrique. Or il est connu pour les patchs [22] que :

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.28)$$

Les équations (3.23)-(2.28) permettent d'exprimer la SER de la particule élémentaire en fonction des pertes du substrat :

$$\sqrt{\sigma} = \frac{1}{1 + Q_r \cdot \tan \delta} \cdot D \lambda / (2\sqrt{\pi}) \quad (3.29)$$

Nous avons réalisé une série de simulation d'un dipôle microstrip résonant à 3.92 GHz en faisant varier la tangente de perte du substrat. Le patch est orienté à 45° (figure 3.7) et la mesure est réalisée en crosspolarisation afin de s'affranchir au maximum de la composante de la réponse liée au mode de structure (les polarisations des antennes d'émission et de réception sont indiquées par des flèches sur la figure 3.7). La réponse simulée correspond au champ réfléchi pour une sonde située à une distance de 1 m de la cible. L'amplitude des pics de la réponse est comparée avec celle prédite par le modèle établi à partir des propriétés de l'antenne patch (équation 3.29). Le terme  $D \lambda / (2\sqrt{\pi})$  est obtenu par identification avec la simulation pour le cas où il n'y a pas de pertes diélectriques ( $\tan \delta = 0$ ). On observe une corrélation parfaite entre les résultats de simulation et la prédiction théorique.

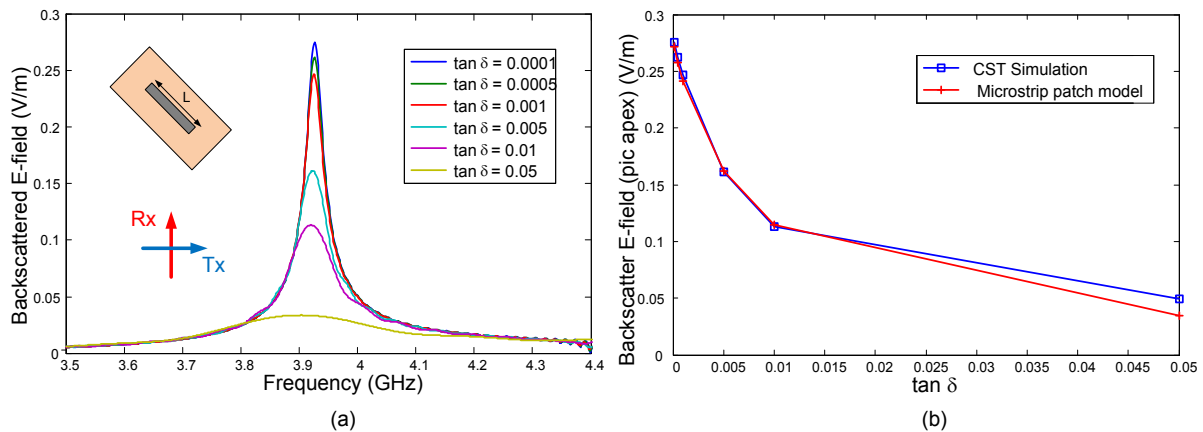


Figure 3.7 Résultats de simulation (CST) d'un REP patch microstrip en forme de dipôle de longueur  $L = 20 \text{ mm}$  et de largeur  $W = 2 \text{ mm}$ . Le substrat utilisé en simulation a une épaisseur  $t = 0.8 \text{ mm}$  et une permittivité de  $\epsilon_r = 3.38$  qui correspond à celle du RO4003. On fait varier en simulation les pertes diélectriques du substrat et le résultat simulé est comparé avec celui prédit en théorique. (a) Réponse du tag simulé au voisinage de la résonance (crosspolarisation). (b) Comparaison de l'amplitude du pic simulé avec l'amplitude calculée d'après l'équation (3.29).

Cette étude relativement simple montre clairement l'intérêt d'établir un modèle à base d'antenne pour la conception d'un REP. Les caractéristiques classiques des antennes peuvent alors être exploitées pour établir le lien avec l'amplitude de la SER obtenue. Il est à noter que, contrairement à des antennes classiques, les REP n'ont pas pour but d'acheminer l'énergie vers une charge particulière puisque idéalement, toute la puissance est re-rayonnée. Aussi, les emplacements des ports « fictifs » pour un REP sont arbitraires et peuvent être positionnés à l'endroit qui conviendra le mieux pour l'analyse de la structure.

### 3.4 Caractérisation des systèmes résonants

Une des spécificités d'un tag RFID sans puce par rapport à une cible radar conventionnelle est le régime de diffusion mis en jeu. La diffusion est caractérisée par trois régimes différents suivant le rapport entre la longueur d'onde  $\lambda$  et la taille caractéristique de la cible  $L$ . Les trois régimes sont la région de Rayleigh, la région de résonance et la région optique qui correspondent respectivement à  $\lambda \gg L$ ,  $\lambda \propto L$ , et  $\lambda \ll L$ . Dans le cadre de la RFID chipless avec codage fréquentiel, l'information est codée directement au niveau de la géométrie du tag métallique par l'intermédiaire de motifs résonants. Contrairement à ce qui est fait de manière conventionnelle dans le domaine des radars, les questions abordées ont trait à des résonances importantes. Il convient par conséquent de définir précisément les caractéristiques des systèmes résonants : la fréquence de résonance, le facteur de qualité, qui peut être relié au facteur d'amortissement et à la bande passante pour des résonances importantes. Les définitions de ces grandeurs seront données d'un point de vue énergétique (général), mais seront illustrées pour le cas d'un circuit RLC série ce qui permettra une étude simple. Les circuits RLC sont utilisés de façon très classique pour modéliser la réponse d'un tag résonant en RFID sans puce.

#### 3.4.1 Circuit RLC série

A des fréquences proches de la résonance, un résonateur micro-onde peut habituellement être modélisé par un circuit équivalent à éléments discrets de type RLC, et nous allons donc étudier quelques propriétés de ces circuits. Lorsqu'on a une résonance, comme dans le cas du premier mode du dipôle, le circuit RLC série est le modèle adéquat. Dans le cas d'une antirésonance, comme dans le cas du premier mode du patch, on utilise le circuit équivalent RLC parallèle. L'étude d'un circuit RLC série est très similaire à celui d'un circuit parallèle et nous n'aborderons que la configuration série. L'étude d'un circuit parallèle appliqué à des résonateurs électromagnétiques est menée dans [24], [25]. Ces dernières références abordent également le cas des résonateurs électromagnétiques distribués.

Nous étudions ici la réponse harmonique du circuit résonant RLC série qui est représenté sur la figure 3.8.

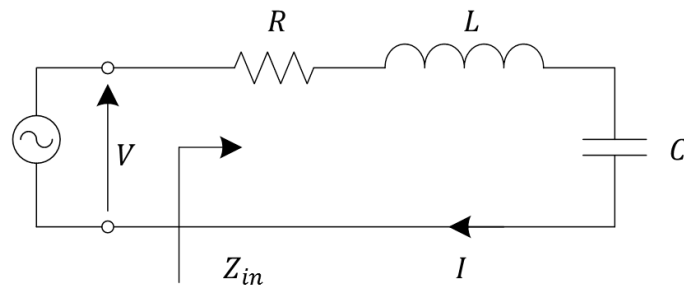


Figure 3.8 Circuit RLC série.

L'impédance d'entrée d'un tel circuit est :

$$Z_{in} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}, \quad (3.30)$$

et la puissance complexe délivrée au résonateur est :

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}Z_{in}|I|^2 = \frac{1}{2}Z_{in}\left|\frac{V}{Z_{in}}\right|^2 \\ &= \frac{1}{2}|I|^2\left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}\right) \end{aligned} \quad (3.31)$$

La puissance dissipée par la résistance est :

$$P_{loss} = \frac{1}{2}R \cdot |I|^2, \quad (3.32)$$

L'énergie magnétique moyenne stockée par l'inductance  $L$  est :

$$W_m = \frac{1}{4}L \cdot |I|^2 \quad (3.33)$$

L'énergie électrique moyenne stockée par la capacité  $C$  est :

$$W_e = \frac{1}{4}C \cdot |V_c|^2 = \frac{1}{4}\frac{1}{\omega^2 C} |I|^2 \quad (3.34)$$

où  $V_c$  est la tension appliquée aux bornes de la capacité. Ainsi la puissance complexe de (3.31) peut s'écrire sous la forme :

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (3.35)$$

Et l'impédance d'entrée (3.30) se réécrit sous la forme :

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2} \quad (3.36)$$

Bien qu'établie à partir du circuit RLC série, cette équation est valide pour tout circuit résonant ayant un port unique, à condition de pouvoir définir correctement le courant terminal  $I$ . D'après cette définition, la résonance correspond à une impédance d'entrée purement résistive. Dans le cas du circuit RLC, d'après (3.36) et (3.32), l'impédance d'entrée est donnée par :

$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{\frac{1}{2}|I|^2} = R, \quad (3.37)$$

qui est purement réelle.

A partir de (3.33), (3.34), la condition de résonance  $W_m = W_e$  permet de calculer la fréquence de résonance du circuit :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.38)$$

### 3.4.2 Facteur de qualité

Un paramètre important qui caractérise la sélectivité en fréquence et les performances générales pour un circuit résonant est le facteur de qualité,  $Q$ . Une définition générale de  $Q$  qui s'applique à tous les systèmes résonants est :

$$Q = \omega_0 \frac{W}{P_{loss}} \quad (3.39)$$

où  $W$  représente l'énergie moyenne stockée par le système et  $P_{loss}$ , l'énergie perdue par seconde. L'énergie moyenne stockée par le système est répartie entre le champ électrique et magnétique, ce qui donne :

$$Q = \omega_0 \frac{W_m + W_e}{P_{loss}} \quad (3.40)$$

Ainsi,  $Q$  peut être vu comme une mesure des pertes d'un circuit résonant.

Dans le cas du circuit RLC série, les pertes du résonateur sont représentées par la résistance  $R$ . Le coefficient de qualité  $Q_0$  de la structure totale est obtenu en considérant le circuit résonant série de la figure 3.8.  $Q_0$  peut être exprimé à l'aide des paramètres du circuit à partir des équations (3.40) et (3.32)-(3.34) et de la condition de résonance  $W_m = W_e$  :

$$Q_0 = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (3.41)$$

ce qui montre que de manière générale  $Q$  augmente lorsque les pertes diminuent.

Contrairement aux résonateurs utilisés par exemple pour la réalisation de filtres, les pertes de radiation sont souhaitables dans le cas de la RFID sans puce puisqu'elles traduisent la capacité du tag à rayonner. Il est souvent intéressant de séparer les différentes sources de pertes au niveau du circuit RLC équivalent par des résistances différentes placées en série. Les types de pertes généralement rencontrés sont les pertes par radiation  $R_r$  (désirées), les pertes diélectriques  $R_d$  et les pertes de conduction  $R_c$ . Il est possible d'associer un facteur de qualité à chacune de ces pertes :

$$Q_r = \frac{\omega_0 L}{R_r} \quad Q_d = \frac{\omega_0 L}{R_d} \quad Q_c = \frac{\omega_0 L}{R_c} \quad (3.42)$$

A partir des définitions (3.41) et (3.42), on voit que le facteur de qualité total de la structure est donné par :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c}, \quad (3.43)$$

D'une manière générale, pour un tag sans puce, on voit que la présence des pertes diélectriques et de pertes de conduction font chuter le facteur de qualité global de la structure sans pour autant améliorer la capacité du tag à rayonner. C'est un problème majeur pour les tags imprimés sur des substrats faible coût tel que le papier car les pertes diélectriques sont très importantes. Dans ce cas, le facteur de qualité globale n'est plus dominé par  $Q_r$  (associé au rayonnement) mais par les pertes diélectriques du substrat.

### 3.4.3 Facteur d'amortissement

Un autre paramètre important en rapport avec les circuits résonnants est le facteur d'amortissement,  $\xi$ . Ce paramètre mesure le taux de diminution des oscillations lorsque la source est supprimée. Pour un circuit ayant un facteur de qualité élevé,  $\xi$  peut être évalué à l'aide de  $Q$  en utilisant la méthode de perturbation. Lorsque des pertes sont présentes, l'énergie stockée dans le circuit résonnant décroît de façon proportionnelle à l'énergie moyenne présente à chaque instant (puisque  $P_{Loss} \propto II^*$  et  $W \propto II^*$ , on a  $P_L \propto W$ ), de telle manière que :

$$\frac{dW}{dt} = -2\xi W \quad (3.44)$$

Ce qui peut se mettre sous la forme :

$$W = W_0 e^{-2\xi t} \quad (3.45)$$

où  $W_0$  est l'énergie présente dans le système à  $t = 0$ . Le taux de diminution de  $W$  doit être égal à la puissance perdue, de telle sorte que :

$$-\frac{dW}{dt} = 2\xi W = P_L \quad (3.46)$$

Par suite, en utilisant la définition de  $Q$  (3.39) on a :

$$\xi = \frac{P_L}{2W} = \frac{\omega_0}{2} \frac{P_L}{\omega_0 W} = \frac{\omega_0}{2Q_0} \quad (3.47)$$

Le facteur d'amortissement est inversement proportionnel au facteur de qualité  $Q$ . A la place de (3.45), on peut donc écrire :

$$W = W_0 e^{-\omega_0 t / Q_0} \quad (3.48)$$

Cette relation est intéressante dans le cadre de la RFID sans puce car elle permet d'évaluer le facteur de qualité d'un résonateur à partir de sa réponse temporelle (à condition d'avoir une résonance unique). Il est cependant plus facile d'utiliser une forme linéarisée de (3.48) :

$$\ln(W) = \ln(W_0) - \omega_0 t / Q_0 \quad (3.49)$$

Généralement, les tags sans puce comportent plusieurs résonances et il n'est donc pas possible d'utiliser (3.49) directement. La méthode utilisée pendant la thèse pour évaluer le(s) facteur(s) de qualité des résonateurs est basée sur l'identification paramétrique de la réponse fréquentielle avec celle d'un filtre passe-bande du second ordre (circuit RLC). La représentation fréquentielle permet en effet de séparer plus facilement les résonances (pics disjoints), que la représentation temporelle.

### 3.4.4 Bande passante

Un autre paramètre caractéristique de la résonance est la bande passante à mi-hauteur que nous noterons BW (pour *bandwidth* en anglais). On peut considérer le comportement de l'impédance d'entrée du circuit résonant au voisinage de sa fréquence de résonance :  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ . L'impédance d'entrée peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{aligned} Z_{in}(\omega) &= R + j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) \\ &= R + j\omega L \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2}\right), \end{aligned} \quad (3.50)$$

Maintenant,  $\omega^2 - \omega_0^2 = (\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0) = \Delta\omega(2\omega - \Delta\omega) \simeq 2\omega\Delta\omega$  pour de faibles valeurs de  $\Delta\omega$ . On peut donc effectuer un développement limité à l'ordre 1 de l'impédance au voisinage de la résonance :

$$Z_{in}(\omega_0 + \Delta\omega) \simeq R + j2L\Delta\omega = R + j \frac{2RQ_0\Delta\omega}{\omega_0} \quad (3.51)$$

La figure 3.9 représente la variation du module de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour un circuit RLC série.

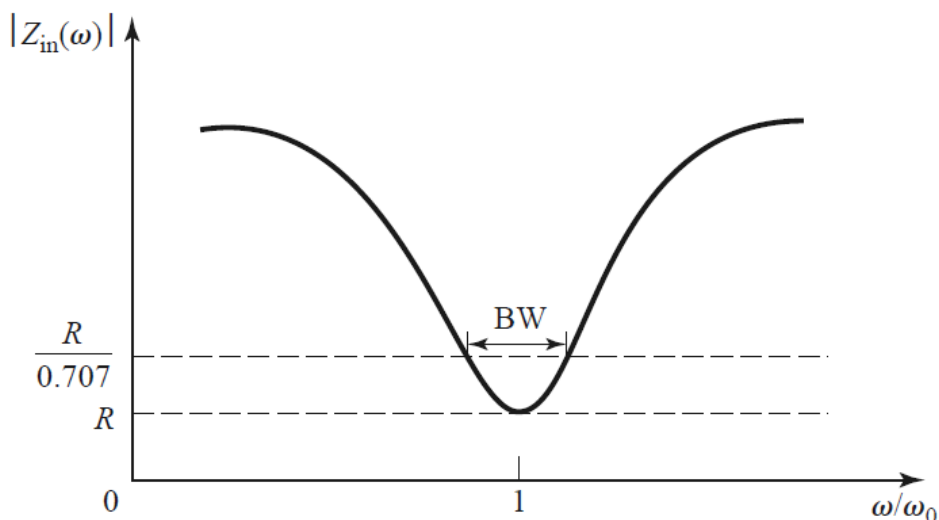


Figure 3.9 module de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.



En utilisant l'expression en tension de (3.31) on voit que la puissance moyenne réelle délivrée au circuit est la moitié de la puissance délivrée à la résonance pour la condition d'impédance  $|Z_{in}|^2 = 2R^2$ . Si la BW est définie comme la bande passante fractionnelle, la borne supérieure de la bande est obtenue pour  $\Delta\omega/\omega_0 = BW/2$ . En utilisant cette relation dans (3.51) ainsi que la condition d'impédance, on trouve :

$$|R + jRQ_0BW|^2 = 2R^2, \quad (3.52)$$

Ce qui se simplifie par :

$$BW = \frac{1}{Q_0}. \quad (3.53)$$

Cette relation a un intérêt pour les tags sans puce puisqu'elle permet d'évaluer l'occupation fréquentielle d'un pic et par suite de définir la taille des fenêtres fréquentielles à utiliser pour le codage en fréquence.

### 3.4.5 Résonateurs électromagnétiques

Nous avons défini les caractéristiques principales des résonateurs. Les circuits résonants sont très utilisés pour la réalisation de composants RF tels que des oscillateurs, des amplificateurs, des filtres fréquentiels etc. La différence principale entre ces applications circuit et l'utilisation de diffuseurs résonants dans le cadre de la RFID est principalement liée au fait que dans le premier cas, les résonateurs font partie intégrante d'un système RF plus complexe et sont excités grâce à des techniques dédiées telles que le couplage inductif avec une ligne d'alimentation. Dans le cadre de la RFID sans puce, le tag est excité par une onde plane et l'amplitude de la SER dépend fortement de l'aptitude du résonateur à intercepter l'énergie émise par l'antenne d'émission. Le facteur de qualité  $Q_r$  associé aux pertes par rayonnement a donc une importance fondamentale dans le cadre de la RFID sans puce alors qu'il est généralement considéré comme un terme de pertes pures pour les circuits résonants embarqués dans des systèmes RF. Il est toutefois intéressant de passer en revue les différentes technologies utilisées pour réaliser des résonateurs dans les autres domaines en fonction de la gamme de fréquences de l'application. Le tableau 3.2 donne une classification rapide des technologies abordées dans [24] avec leur gamme de fréquences et les valeurs indicatives des facteurs de qualité associés.

Table 3.2. Comparaison entre plusieurs technologies pour des circuits résonants et leurs coefficients de qualité.

Plage fréquentielle	> 100 MHz	100 MHz – 1000 MHz	> 1000 MHz	
Technologies	Circuits à éléments localisés (RLC)	Circuits résonants basés sur des lignes de transmission	Cavités micro-ondes	Résonateurs diélectriques
Q typique	-	De plusieurs centaines jusqu'à environ 10 000. Résonateurs microstrip : entre 200 et 600.	Cavité rectangulaire : @7 000 MHz; $Q \approx 12\ 000$ .	De 100 à plusieurs centaines.
Remarques	Trop de pertes pour	A des fréquences supérieures à 1000 MHz, les résonateurs à	-	Tailles réduites (de l'ordre du

	des fréq. plus élevées	base de ligne de transmission ont des valeurs de Q relativement faibles et il devient préférable d'utiliser des cavités		dixième) comparées à des cavités de même fréquence.
--	---------------------------	--	--	---

Sur la plage de fréquences utilisées en RFID sans puce (UWB, de 3.1 GHz à 10.6 GHz), il apparaît assez clairement que les cavités résonantes ont les valeurs de Q les plus élevées et qu'elles seraient les plus souhaitables d'un point de vue performance. Cependant, il paraît difficilement envisageable d'utiliser une cavité tout en gardant un tag faible coût potentiellement imprimable. Bien que présentant des facteurs de qualités généralement plus faibles, des technologies telles que les circuits résonants basés sur des lignes de transmission ou les résonateurs microstrips sont planaires et de ce fait plus facilement adaptables en tant que REPs.

Une étude sur des résonateurs microstrips (dipôles couplés) a été menée durant la thèse. L'objectif était de voir dans quelle mesure il était possible de faire varier le facteur de qualité pour une technologie donnée en jouant sur le facteur de forme du résonateur. Un diffuseur de base qui comporte cinq dipôles microstrips de dimensions identiques avec un espacement uniforme est utilisé comme cas de référence, gcD pour *gap-coupled dipoles* sur la figure 3.10. La largeur des dipôles est de 2 mm et l'espacement entre les dipôles est de 0.5 mm. Les dipôles sont positionnés sur un substrat de type RO4003 ( $\epsilon_r = 3.38$ ) d'épaisseur 0.8 mm comportant un plan de masse. Des simulations ont été effectuées pour différentes longueurs des dipôles du gcD afin de prendre en compte l'impact de la fréquence de résonance sur le facteur de qualité, courbe rouge sur la figure 3.11. En faisant varier la taille ou la forme des différents dipôles au sein du même REP, nous pensons qu'il était possible de modifier le facteur de qualité pour obtenir une réponse plus large bande que dans le cas uniforme. Des résonateurs de forme variables ont été simulés, voir figure 3.10, et le facteur de qualité correspondant a été extrait par identification de la réponse avec celle d'un résonateur du second ordre (circuit RLC série). Dans tous les cas, les dipôles sont orientés à 45° et la mesure est faite en crosspolarisation afin de limiter la contribution du mode de structure. Afin de prendre en compte l'influence de la fréquence de résonance, le facteur de qualité est représenté en fonction de la fréquence figure 3.11. On voit que pour la technologie microstrip, la valeur du facteur de qualité dépend de la fréquence de résonance du REP mais finalement assez peu du facteur de forme.

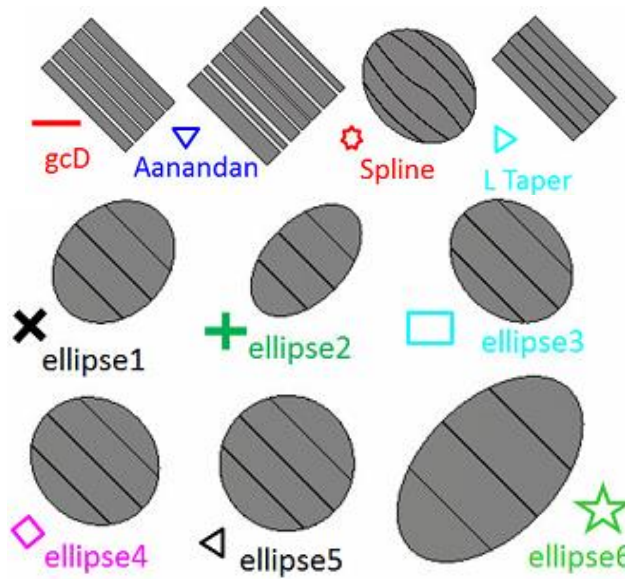


Figure 3.10. Formes des résonateurs microstrips simulés pour étudier l'influence de la forme sur le coefficient de qualité

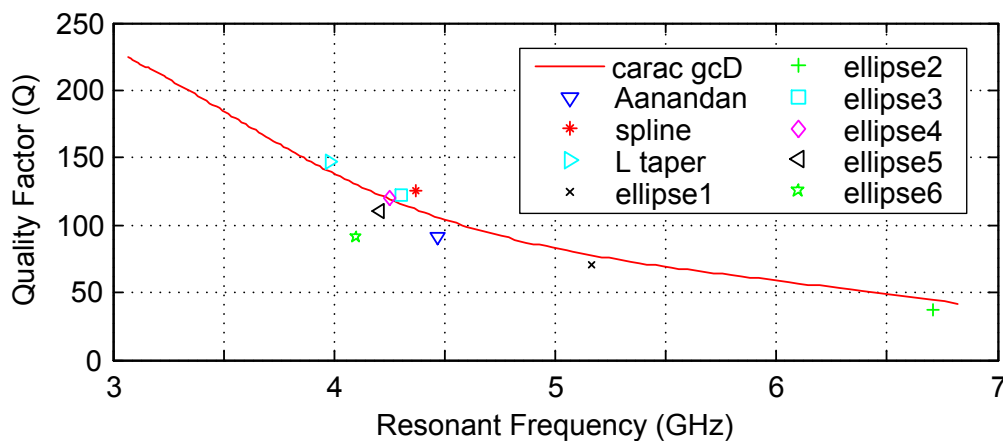


Figure 3.11. Facteur de qualité en fonction de la fréquence de résonance pour des résonateurs microstrip de différentes formes.

### 3.5 Séparation du tag et de son environnement

On a vu en début de chapitre que la réponse d'un tag sans puce était généralement faible devant celle de l'environnement et qu'une procédure de calibration (mesure à vide et mesure de référence) était nécessaire afin de mesurer la signature du tag. Il existe toutefois des techniques qui permettent d'améliorer la robustesse de lecture du tag par rapport à son environnement. Ces méthodes reposent sur l'exploitation des caractéristiques spécifiques du mode d'antenne du tag qui est celui utilisé dans la grande majorité des cas pour le codage de l'identifiant. Il est remarquable que ces techniques permettent également en général de séparer la contribution de la réponse du tag liée au mode d'antenne de celle liée au mode de structure.

#### 3.5.1 Tag dépolarisant interrogé en polarisation croisée.

La première approche s'appuie sur le fait de pouvoir contrôler la polarisation de la réponse du tag. Pour le mode d'antenne, une partie de la puissance capturée par le tag est guidée au sein de la structure. En jouant sur la forme et l'orientation du motif métallique, il est possible de donner aux courants induits une direction particulière. A titre d'exemple, la répartition des courants de surface induits sur un dipôle orienté à  $45^\circ$  et illuminé par une onde plane polarisée verticalement est représentée figure 3.12. Il est connu dans le domaine des antennes que le champ lointain rayonné par une antenne (diagramme de rayonnement et polarisation) peut être calculé comme la transformée de Fourier de la distribution de courants sur la structure. Pour le cas du dipôle représenté figure 3.12, la polarisation de l'onde réfléchi par le mode d'antenne (indiquée par une flèche noire sur la figure 3.12) suit la direction principale du dipôle. Bien que le dipôle ait été excité par l'intermédiaire d'une onde plane polarisée verticalement, l'onde réfléchi comporte donc deux composantes, l'une polarisée verticalement (flèche bleu sur la figure 3.12) et l'autre polarisée horizontalement (flèche rouge sur la figure). En utilisant une antenne de réception polarisée horizontalement, il est possible de ne sélectionner que la composante horizontale de la réponse du dipôle.

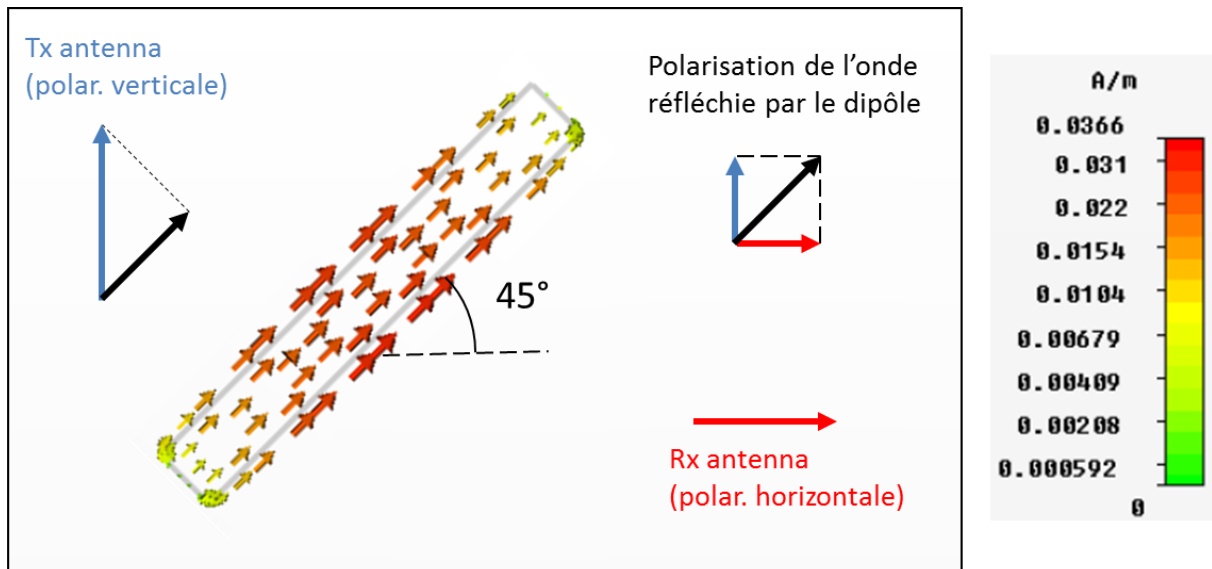


Figure. 3.12 Répartition des courants de surface pour un dipôle illuminé par une onde incidente polarisée verticalement. Le champ réfléchi par le dipôle est polarisé suivant la direction principale du dipôle. Il comporte donc une composante polarisée verticalement et une composante polarisée horizontalement.

Ce type de comportement est commun aux objets résonants mais n'apparaît pas pour des objets classiques pour lesquels l'onde réfléchi a habituellement la même polarisation que l'onde incidente, voir figure 3.13. Aussi, en associant un tag résonant orienté convenablement à une lecture en polarisation croisée, il est possible d'isoler la réponse du tag par rapport à celle de son environnement. Un exemple d'application de cette approche est la mise en œuvre de tags sans puce pouvant être décodés alors qu'ils sont placés sur des objets métalliques tels que des boîtes de conserve [13].

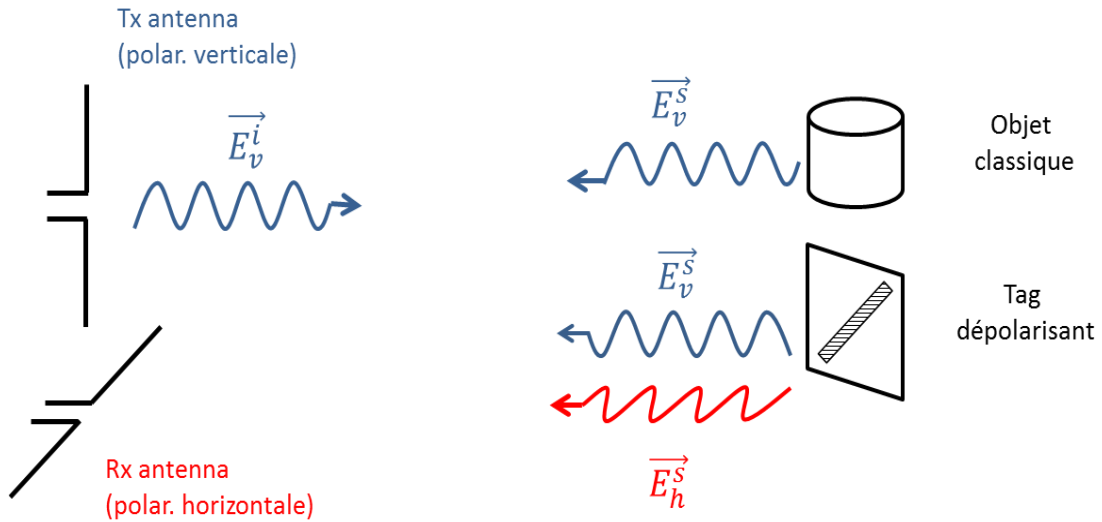


Figure 3.13 Tag dépolarisant positionné au voisinage d'un objet classique. Si le tag est mesuré en copolarisation, la réponse de l'objet vient s'ajouter à celle du tag, ce qui peut mener à des erreurs de lecture. En crosspolarisation, seule la composante horizontale du tag est détectée, ce qui permet d'isoler la réponse du tag par rapport à celle de l'objet environnant.

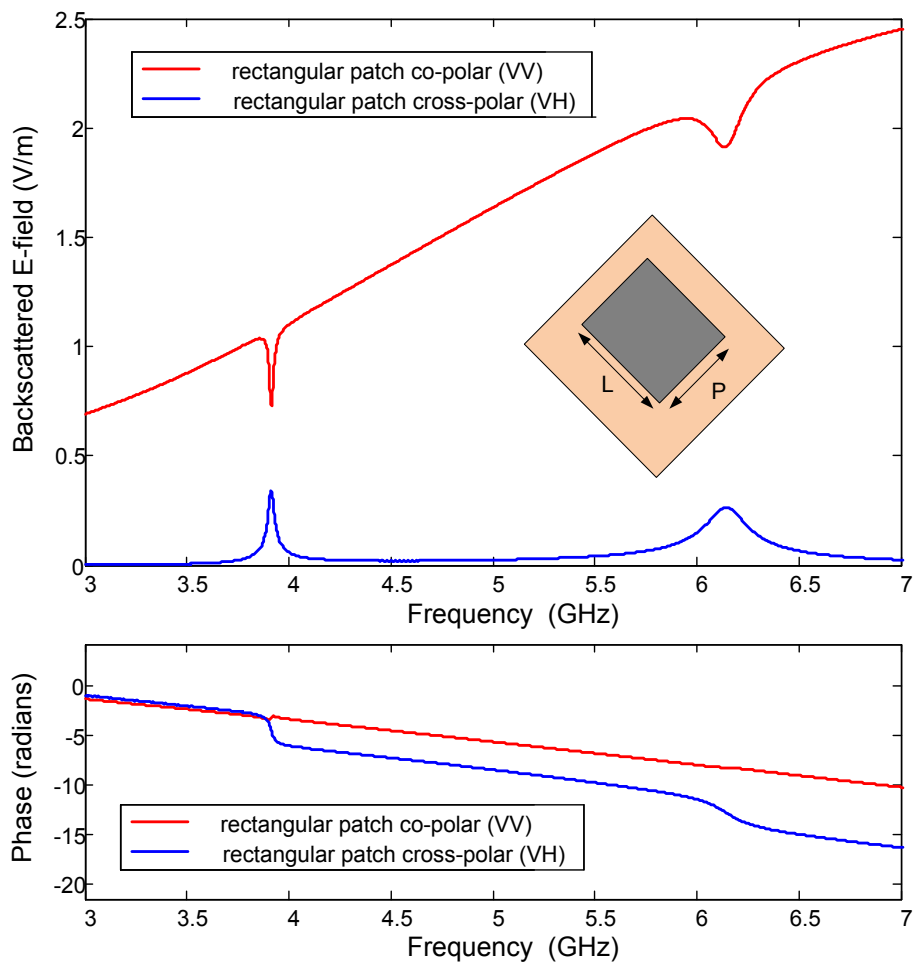


Figure 3.14 Signature électromagnétique d'un patch microstrip rectangulaire en copolarisation et en crosspolarisation.

Comme nous l'avons vu précédemment, la réponse totale du tag est la sommation complexe entre la composante du champ liée au mode de structure (large bande, pas exploitée pour le codage) et de celle liée au mode d'antenne (résonante, polarisée suivant une direction spécifique). En utilisant le même procédé que précédemment il est possible de séparer ces deux mode afin d'isoler uniquement le mode de structure utilisé pour coder l'information.

A titre d'exemple la figure 3.14 représente la réponse en copolarisation et en crosspolarisation d'un patch microtrip rectangulaire orienté à 45°. Les dimensions latérales du patch sont  $L = 20\text{ mm}$  et  $P = 12\text{ mm}$ . Le patch est réalisé à partir d'un substrat de type RO4003 ( $\epsilon_r = 3.38$ ) d'épaisseur  $t = 0.8\text{ mm}$  et comportant un plan de masse. En copolarisation la réponse du patch est la somme du mode de structure (principalement la réponse large bande du plan de masse) avec la réponse résonante du mode d'antenne. Aux fréquences de résonance du patch (déterminées par la taille des dimensions latérales  $L$  et  $P$ ), ces deux composantes sont en opposition de phase et on voit apparaitre des creux au niveau de la réponse globale. La profondeur des creux est relativement faible par rapport au niveau moyen de la réponse. En crosspolarisation, seule la réponse résonante (mode d'antenne) est visible au niveau de la signature. La hauteur des pics est comparable à la profondeur des creux mais la différence principale est que la taille des pics est bien supérieure aux parties non résonantes de la réponse. Il existe un décalage d'une dizaine de MHz entre les fréquences des pics et des creux associés. Ce décalage s'explique simplement par le fait que la présence d'un creux est liée la sommation entre le signal résonant et une autre composante. Le maximum de la somme apparait alors à une fréquence différente du maximum de la composante résonante.

A partir de cet exemple, on voit qu'il est nettement plus facile d'identifier les caractéristiques des résonances à partir de la réponse en crosspolarisation puisque il s'agit de figures de résonance classiques.

### 3.5.2 Séparation temporelle

Lorsqu'on examine directement la réponse spectrale d'un tag RFID sans puce, il est parfois difficile d'identifier la résonance si celle-ci est faible devant la réponse du substrat. L'exemple de la signature d'un résonateur CPS sans plan de masse en forme de boucle (ligne CPS court-circuité à chacune de ses extrémités)[26] est représenté figure 3.15 pour une mesure en copolarisation. Ce tag résonne entre 6.5 et 7 GHz mais il est difficile d'établir précisément la fréquence de résonance.

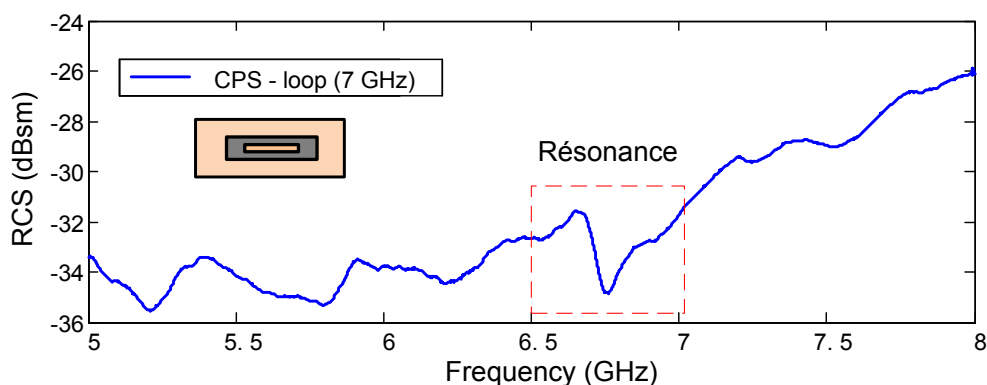


Figure 3.15 Réponse d'un résonateur CPS en forme de boucle. L'amplitude de la résonance est faible par rapport à la composante du mode de structure. Il est délicat de récupérer l'information liée à la fréquence de résonance.

Il est toutefois possible de déterminer de façon précise la fréquence de résonance naturelle du résonateur par une approche temporelle. Comme introduit précédemment, le champ total rétrodiffusé par un tag sans puce est la sommation complexe du mode d'antenne et du mode de structure. La contribution du mode d'antenne s'étend dans le temps (résonance) alors que la contribution du mode de structure a une durée limitée comparable à celle du pulse incident. On peut par conséquent distinguer deux régions différentes au niveau de la réponse temporelle du tag. Le « early time » de la réponse est composé de la sommation entre la contribution du mode de structure et du mode d'antenne. Etant donné la nature spéculaire de la réflexion sur le substrat, le « early-time » est très dépendant d'une variation des angles d'incidence ou d'observation. La région du « late-time » a lieu après l'extinction de la réflexion spéculaire. La réponse est composée uniquement des résonances naturelles du tag. La théorie associée à la méthode de développement en singularité (*Singularity Expansion Method* ou SEM en anglais) [27], [28] a montré que dans cette région, la réponse d'un diffuseur quelconque (en termes de champs) peut être décrite à l'aide d'une somme de sinusoides amorties :

$$r(t) = \sum_{i=1}^N a_n e^{-\xi_n t} \cos(\omega_n t + \phi_n), \quad t > T_L \quad (3.54)$$

où  $a_n$  and  $\phi_n$  sont l'amplitude et la phase et du  $n^{\text{ième}}$  mode qui dépendent des angles d'incidence et d'observation (angles d'aspect) et de la forme de l'excitation.  $\xi_n$  et  $\omega_n$  sont respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du  $n^{\text{ième}}$  mode. La quantité  $\xi_n + j\omega_n$  est généralement appelé la résonance naturelle complexe du  $n^{\text{ième}}$  mode.

$T_L$  est le début du « late-time ». Un résultat majeur de la théorie de la SEM est d'avoir montré que les résonances naturelles d'une cible radar quelconque ne dépendent ni de la forme de l'onde incidente ni des angles d'aspect (incidence/ observation). L'ensemble des fréquences naturelles est unique pour une cible spécifique et fournit une base intéressante pour faire de l'identification de cible dans le domaine des radars [29], [30]. Dans le cadre de la RFID sans puce, des diffuseurs simples tels que le résonateur en forme de boucle ou le résonateur en forme de C peuvent être assimilés à un centre de diffusion unique, et la sommation (3.54) se réduit à un seul terme. Dans ce cas, la fréquence naturelle de résonance décrite par la théorie de la SEM correspond à la fréquence de résonance associée au mode d'antenne.

Afin d'illustrer l'intérêt de cette approche dans le cadre de la RFID sans puce, on peut visualiser le spectrogramme du résonateur en forme de boucle (Figure 3.16) calculé à partir de la réponse mesurée. Le spectrogramme est obtenue soit à partir de la réponse temporelle, soit à partir de la réponse fréquentielle en appliquant la transformée de Fourier locale (*Short Time Fourier Transform* ou STFT en anglais) [28]. Ici la fonction locale (en temps et en fréquence) utilisée comme base de décomposition est un chirp, car sa forme est assez proche de celle du pulse incident après déformation par les antennes.

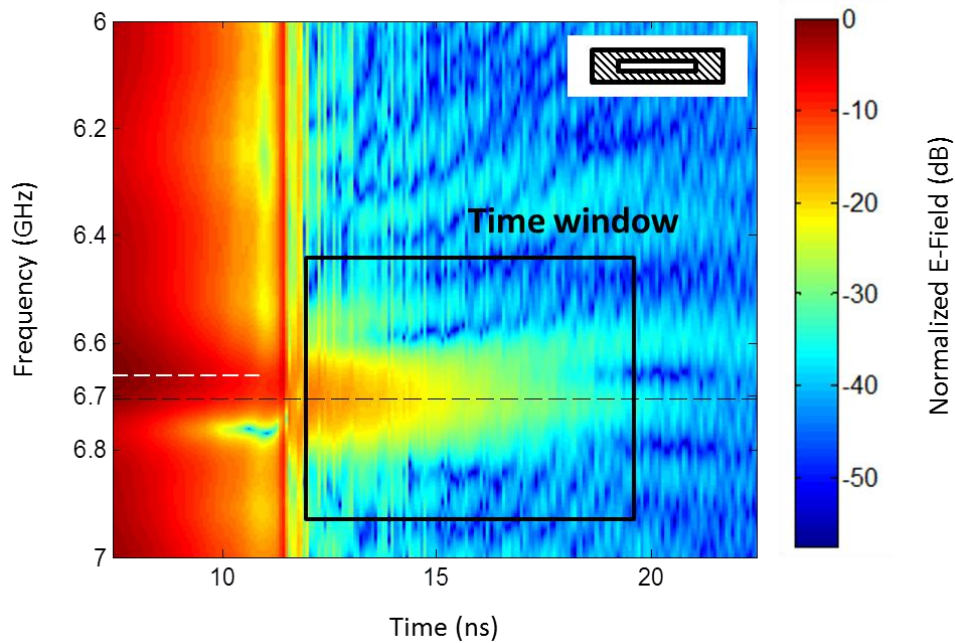


Figure 3.16 Spectrogramme obtenu à partir de la mesure d'un tag CPS en forme de boucle. Le « early-time » correspond à la zone inférieure à 12 ns. Le « late-time » s'étend de 12 à 20 ns et ne contient que les composantes résonantes de la réponse.

La réflexion spéculaire due au substrat diélectrique est observable dans la région inférieure à 12 ns. La résonance dure plus longtemps que la réflexion spéculaire (jusqu'à 20 ns). Pendant la première partie de la réponse (« early-time »), la réponse du résonateur est comparable à celle du substrat diélectrique et un décalage de la fréquence de résonance (repérée par des pointillées blanc sur le spectrogramme) est observé à cause de cette contribution additionnelle. Une méthode pour déterminer la résonance naturelle est d'isoler la partie résonante (« late-time ») de la partie spéculaire (« early-time ») en appliquant un fenêtrage temporel (et fréquentiel) au signal [31]. La fenêtre temporelle est représentée par un rectangle noir sur le spectrogramme. Elle est choisie de manière à conserver uniquement la partie résonante du signal. De cette façon, la fréquence de résonance naturelle peut être récupérée. Il est possible de repasser dans le domaine fréquentiel ou temporel en appliquant la STFT inverse mais l'amplitude des pics obtenus ne correspond pas à l'amplitude initiale étant donné qu'une partie de la puissance contenue dans la réponse a été éliminée par le fenêtrage. Un exemple d'application de cette méthode d'extraction pour des tags RFID sans puce incluant une discussion à propos du type et de la taille des fenêtres utilisées est donné dans [31].

### 3.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en lumière les caractéristiques principales de la réponse des tags RFID sans puce. Il est toutefois utile de rappeler brièvement les principaux résultats présentés dans ce chapitre.

- Quelle est la grandeur mesurée ?



Dans le cas où seule l'amplitude importe, on utilise plutôt la SER pour caractériser la réponse d'un tag sans puce. Si on souhaite avoir une information sur la phase ou sur le comportement polarimétrique du tag, on utilise la matrice de diffusion polarimétrique. Pour des tags fréquentiels, la signature électromagnétique est la représentation d'une de ces grandeurs en fonction de la fréquence. Dans la plupart des cas, une étape de calibration est nécessaire pour déterminer ces quantités lors de la mesure.

- De quoi est composée cette réponse ?

La réponse d'un tag sans puce est composée de deux contributions de natures différentes. Il y a d'abord le mode de structure, généralement large bande et limité dans le temps qui n'est pas utilisé pour le codage. La seconde composante est le mode d'antenne qui est sélectif en fréquence et qui s'étend dans le temps. Ce dernier mode est celui utilisé pour coder l'information pour un tag fréquentiel.

- Comment caractériser la réponse ?

L'utilisation de résonateurs fait apparaître des pics au niveau de la signature du tag. Ces pics sont caractérisés par leur fréquence et leur facteur de qualité. Pour de fortes résonances, il est possible de relier le facteur de qualité à d'autres grandeurs telles que le facteur d'amortissement ou la bande passante.

- Comment isoler la réponse dans un environnement bruité ?

La nature résonante du mode d'antenne permet d'isoler la partie utile de la réponse du tag de son environnement. Il est possible d'utiliser un tag dépolarisant associé à une lecture en polarisation croisée et également de séparer temporellement les composantes de la réponse.

Les différentes notions théoriques abordées dans ce chapitre seront utilisées dans les chapitres suivant pour la conception de tags sans puce. Le chapitre 4 montrera en particulier qu'en jouant sur le comportement polarimétrique des résonateurs il est possible de contrôler l'amplitude de la réponse du tag.

### Références du chapitre 3

- [1] E. F. Knott, J. Shaeffer, and M. Tuley, *Radar Cross Section, Second Edition*. SciTech Publishing, 2004.
- [2] M. I. Skolnik, *Radar Handbook, Third Edition*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill Professional, 2008.
- [3] S. Riegger and W. Wiesbeck, "Wide-band polarimetry and complex radar cross section signatures," *Proc. IEEE*, vol. 77, no. 5, pp. 649–658, May 1989.
- [4] G. Sinclair, "The Transmission and Reception of Elliptically Polarized Waves," *Proc. IRE*, vol. 38, no. 2, pp. 148–151, Feb. 1950.
- [5] E. M. Kennaugh, "Polarization properties of radar reflections," The Ohio State University, 1952.
- [6] J. R. Huynen, "Phenomenological theory of radar targets," Dissertation, TU Delft, Delft University of Technology, 1970.
- [7] W. M. Boerner, M. El-Arini, C.-Y. Chan, and P. Mastoris, "Polarization dependence in electromagnetic inverse problems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 29, no. 2, pp. 262–271, Mar. 1981.
- [8] S. R. Cloude and E. Pottier, "A review of target decomposition theorems in radar polarimetry," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 34, no. 2, pp. 498–518, Mar. 1996.
- [9] O. Rance, R. Siragusa, P. Lemaître-Auger, and E. Perret, "Toward RCS Magnitude Level Coding for Chipless RFID," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2315–2325, Jul. 2016.
- [10] M. Pöpperl, J. Adametz, and M. Vossiek, "Polarimetric Radar Barcode: A Novel Chipless RFID Concept With High Data Capacity and Ultimate Tag Robustness," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–9, 2016.
- [11] E. Perret, *Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID*. John Wiley & Sons, 2014.
- [12] M. Garbati, A. Ramos, R. Siragusa, E. Perret, and C. Halopé, "Chipless RFID reading system independent of polarization," in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2016, pp. 1–3.
- [13] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "A Depolarizing Chipless RFID Tag for Robust Detection and Its FCC Compliant UWB Reading System," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 8, pp. 2982–2994, Aug. 2013.
- [14] W. Wiesbeck and D. Kahny, "Single reference, three target calibration and error correction for monostatic, polarimetric free space measurements," *Proc. IEEE*, vol. 79, no. 10, pp. 1551–1558, Oct. 1991.
- [15] W. Wiesbeck and S. Riegger, "A complete error model for free space polarimetric measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 8, pp. 1105–1111, Aug. 1991.
- [16] R. C. Hansen, "Relationships between antennas as scatterers and as radiators," *Proc. IEEE*, vol. 77, no. 5, pp. 659–662, May 1989.
- [17] R. F. Harrington, "Theory of loaded scatterers," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 111, no. 4, pp. 617–623, Apr. 1964.
- [18] R. B. Green, "The general theory of antenna scattering," The Ohio State University, 1963.
- [19] J. Appel-Hansen, "Accurate determination of gain and radiation patterns by radar cross-section measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 27, no. 5, pp. 640–646, Sep. 1979.
- [20] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "Design rules for chipless RFID tags based on multiple scatterers," *Ann. Telecommun. - Ann. Télécommunications*, vol. 68, no. 7–8, pp. 361–374, Feb. 2013.
- [21] R. C. Hansen, "Antenna mode and structural mode RCS: DIPOLE," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 6–10, Jan. 1990.
- [22] D. R. Jackson, "Microstrip Antennas," in *Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition*, McGraw-Hill Professional, 2009.
- [23] *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*, 3 edition. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2005.
- [24] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. Wiley, 2001.
- [25] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2012.
- [26] O. Rance, R. Siragusa, P. Lemaître-Auger, and E. Perret, "Contactless Characterization of Coplanar Stripline Discontinuities by RCS Measurement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [27] C. E. Baum and B. K. Singaraju, "The singularity and eigenmode expansion methods with application to equivalent circuits and related topics," presented at the Acoustic, Electromagnetic and Elastic Wave Scattering - Focus on the T-Matrix Approach, 1980, pp. 431–452.
- [28] R. Rezaiesarлак and M. Manteghi, *Chipless RFID: Design Procedure and Detection Techniques*. Springer, 2014.
- [29] C. E. Baum, E. J. Rothwell, K. M. Chen, and D. P. Nyquist, "The singularity expansion method and its application to target identification," *Proc. IEEE*, vol. 79, no. 10, pp. 1481–1492, Oct. 1991.
- [30] C. E. Baum, "Combining Polarimetry with SEM in Radar Backscattering for Target Identification," in *2006 3rd International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, 2006, pp. 11–14.

- [31] A. Ramos, E. Perret, O. Rance, S. Tedjini, A. Lázaro, and D. Girbau, "Temporal Separation Detection for Chipless Depolarizing Frequency-Coded RFID," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2326–2337, Jul. 2016.

# Chapitre 4 : Le codage en amplitude.

## 4.1 Introduction du codage en amplitude.

- 4.1.1 Codage hybride
- 4.1.2 Principe du codage en amplitude
- 4.1.3 Problématiques liées au codage en amplitude

## 4.2 Tag sans plan de masse

- 4.2.1 Conception du tag
  - 4.2.1.1 Contrôle de l'amplitude – résonateur unique
  - 4.2.1.2 Contrôle de l'amplitude – effet des couplages
- 4.2.2 Résultats de mesure
  - 4.2.2.1 Effet de la distance de lecture
  - 4.2.2.2 Tag appliqué sur un objet
  - 4.2.2.3 Tag masqué par un diélectrique
  - 4.2.2.4 Mesure en environnement réel
- 4.2.3 Méthode de compensation

## 4.3 Tag avec plan de masse

- 4.3.1 Conception du tag
  - 4.3.1.1 Modèle paramétrique
  - 4.3.1.2 Contrôle de l'amplitude
    - 4.3.1.2.1 Modification de la géométrie
    - 4.3.1.2.2 Addition de résonateurs identiques
    - 4.3.1.2.3 Différence de polarisation
- 4.3.2 Résultats de mesure
  - 4.3.2.1 Contribution du plan de masse
  - 4.3.2.2 Effet de la distance de lecture
  - 4.3.2.3 Effet de l'objet
  - 4.3.2.4 Mesure d'identifiants aléatoires
- 4.3.3 Capacité de codage

## 4.1 Introduction

Le codage de l'information est une problématique majeure en RFID sans puce. En effet, la capacité de codage demeure encore faible par rapport aux technologies d'identification actuelles que sont le code à barres et la RFID conventionnelle. Augmenter les capacités de codage des tags est la condition qui permettra d'imposer la technologie sans puce comme une réelle alternative. Un travail important a été mis en œuvre ces dernières années pour pouvoir augmenter significativement la capacité de codage, et certains tags permettent actuellement de dépasser la cinquantaine de bits[1], et ainsi d'égaliser la capacité de codage des codes à barres EAN13. Cependant, on constate que le marché des tags comportant peu d'information reste extrêmement limité. A titre d'exemple, on estime que pour pénétrer le marché de masse, la capacité de mémoire des tags doit être au minimum de 128 bits[2], ce qui correspond à la quantité d'information nécessaire pour pouvoir implémenter un code EPC (*Electronic Product Code*), ce dernier étant le standard mondial de référence. De plus, pour un usage industriel, la taille du tag ne doit pas dépasser celle d'une carte de crédit ( $8.5\text{ cm} \times 5.4\text{ cm}$ ). L'objectif de 128 bits correspond alors à une densité de codage surfacique de  $2.8\text{ bits} / \text{cm}^2$ .

Le codage en amplitude est une méthode de codage hybride qui s'inscrit directement dans cette problématique d'augmentation de la quantité d'information codée par le tag. L'idée générale est de coder l'information au niveau de la fréquence mais également au niveau de l'amplitude de la réponse. En augmentant le nombre de bit codé par résonateur, cette approche peut permettre d'atteindre des densités de codage plus élevées. En dehors des considérations sur le codage, l'amplitude du RCS est en soi un facteur important dans le cadre de la RFID sans puce puisqu'il détermine la distance de lecture du système global.

Le codage en amplitude constitue également une étape intermédiaire importante pour aborder la synthèse de RCS. En effet, la méthode choisie pour la synthèse revient à décomposer la signature de l'objectif sur une base de résonateurs. Il est donc nécessaire de pouvoir faire un certain nombre d'opérations sur les éléments de la base. L'opération la plus importante est incontestablement la multiplication par un scalaire, ce qui revient physiquement à changer l'amplitude des éléments. Il est donc nécessaire de développer des techniques pratiques pour contrôler l'amplitude de chacun de ces éléments séparément. Cette problématique est au cœur du codage en amplitude, et les techniques développées dans ce chapitre seront réutilisées dans le chapitre suivant qui porte sur la synthèse de RCS.

Ce chapitre permet également de mettre en évidence les difficultés soulevées par des tags où l'on contrôle l'amplitude liée à chaque résonateur, à la fois au niveau de la conception mais également au niveau de la mesure. L'amplitude du RCS est un paramètre sensible qui dépend de la nature de l'excitation (type de pulse, orientation, polarisation de l'onde incidente), ainsi que de paramètres liés directement à la configuration de mesure, par exemple la distance tag-lecteur ou encore les propriétés du canal de transmission.

### 4.1.1 Codage hybride

A l'origine, la plupart des techniques de codage évoquées en RFID sans puce utilisaient une seule grandeur physique et uniquement deux états possibles correspondant typiquement à l'absence ou à la présence d'un résonateur[3], [4]. L'exemple le plus traditionnel est le codage en fréquence pour lequel chaque bit codé correspond à la présence ou l'absence d'un pic à une fréquence donnée du spectre. Ce type de codage est représenté schématiquement figure 4.1-a. Chaque pic étant associé à un résonateur physique, on a donc une efficacité de codage de 1 bit par résonateur. Bien que peu performant, ce codage a l'avantage d'être simple et robuste en raison du fort contraste entre les deux états possibles de chaque symbole. Pour des raisons d'encombrement, on ne peut cependant incorporer qu'un nombre limité de résonateurs dans un tag de la taille d'une carte de crédit et il n'est donc pas possible d'atteindre 128 avec ce type de codage. Pour cette approche, une capacité maximum d'environ 20 bit peut être obtenue pour un tag optimisé [5].

Une augmentation importante de la capacité de codage peut être obtenue si chaque résonateur code plusieurs états différents. Divers exemples d'exploitation de cette idée ont été donnés dans le chapitre 2. Le cas le plus simple est celui où la grandeur physique utilisée pour le codage peut prendre plusieurs valeurs différentes. La grandeur variable doit être associée à un paramètre géométrique du résonateur.

Il est généralement admis dans le milieu de la RFID sans puce que la meilleure densité de codage est obtenue pour un codage fréquentiel (*Frequency Position Coding*, en anglais qui sera abrégé par FP) du même type que celui présenté figure 3.1-b. Dans le cas du codage fréquentiel, la fréquence d'apparition du pic est liée à une des longueurs du résonateur. Pour une longueur variable, on peut considérer que le pic peut prendre des valeurs discrètes correspondant à  $F_0 + k \cdot \delta F$ , où  $\delta F$  est la résolution fréquentielle. La résolution fréquentielle  $\delta F$  caractérise le plus petit espacement en fréquence que l'on est capable de distinguer entre deux pics successifs en mesure. En pratique,  $\delta F$  dépend de la sélectivité du résonateur, de la précision de conception mais également des conditions d'applications. En effet, les perturbations liées à l'environnement lors de la lecture peuvent avoir une influence importante sur la réponse et il est nécessaire de déterminer la

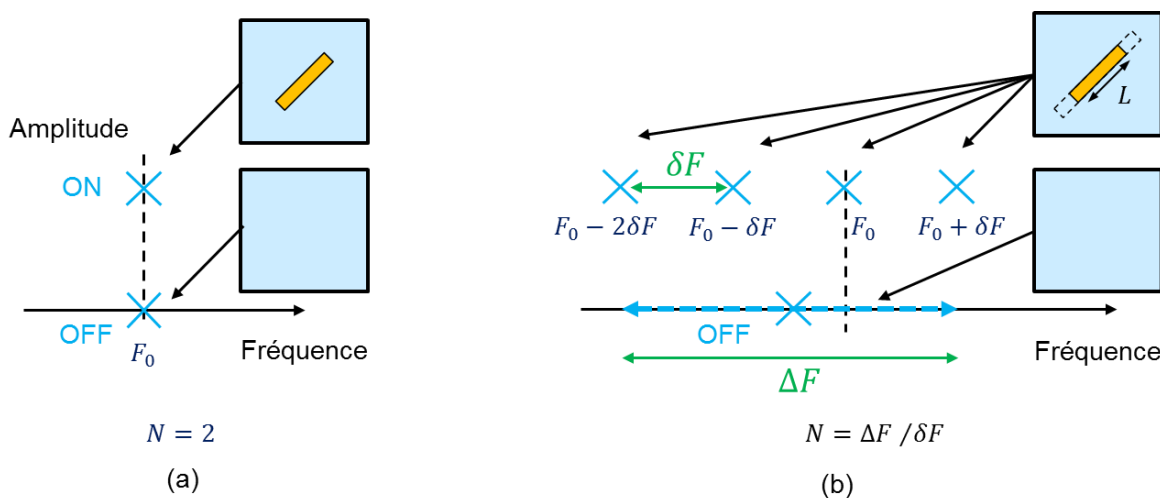


Figure 4.1 Codage en fréquence. (a) Codage par présence / absence. (b) codage en position de fréquence et de présence.

résolution dans des conditions réalistes.

Si l'on dispose d'une plage de fréquence  $\Delta F$  pour le codage, le nombre d'états différents que peut coder le résonateur est  $N = \Delta F / \delta F$ . L'efficacité de codage dans ce cas est alors de  $\log_2(N)$  bits par résonateurs.

Pour augmenter davantage le nombre d'états codé par chaque résonateur, une autre approche appelée *le codage hybride* peut être adoptée. Le codage hybride consiste à combiner plusieurs grandeurs physiques différentes pour coder l'information. Chaque grandeur doit être contrôlée par des paramètres géométriques indépendants pour tirer le bénéfice maximum de cette approche. Comme le codage fréquentiel est à la fois facile à mettre en place et performant en termes de capacité de codage, il a souvent été associé à une seconde grandeur physique. Dans la littérature on trouve plusieurs exemples: FP- phase [6], FP-vitesse de groupe [7], [8], FP-angle [9], FP-bande passante [10], FP – amplitude [11], [12]. Ces différentes approches sont comparées en termes de nombre de bits par résonateurs, de densité de codage et d'efficacité spectrale dans le tableau 4.1.

Les valeurs de densités de codage surfacique données dans le tableau 4.1 sont celles annoncées par les articles correspondant. La densité surfacique est souvent calculée de façon « optimiste » à partir des dimensions d'un résonateur unique. Cela ne reflète pas nécessairement la capacité de codage du tag final lorsque plusieurs résonateurs sont réunis. Lorsqu'on augmente le nombre de résonateurs, des phénomènes de couplages apparaissent et peuvent détériorer l'efficacité annoncée. Dans la littérature, il n'existe pas, pour le moment, de codage hybride qui utiliserait trois grandeurs physiques différentes.

Tableau 4.1. Comparaison de différentes implémentations de codage hybride en RFID sans puce.

Grandeurs physiques utilisées pour le codage		Types de résonateur	Efficacité de codage (bit / résonateur )	Densité surfacique de codage (bit / cm <sup>2</sup> )	Plage de fréquence de fonctionnement (GHz)
Fréquence - phase	[6]	Résonateur en C	4.6	2.86	2.5 - 7.5
Fréquence - angle	[9]	<i>Stepped impedance</i>	3	0.52	1.8 -2.2
Fréquence – bande passante	[10]	Dipole, rect. ring, rect. patch	4	3.6	2 - 5
<b>Fréquence-amplitude</b>	<b>Etude actuel</b>	<b>Résonateur en C (sans plan de masse)</b>	<b>3</b>	<b>1.25</b>	<b>2.5 – 6.5</b>
<b>Fréquence-amplitude</b>	<b>Etude actuelle</b>	<b>Dipôles microstrips couplés (plan de masse)</b>	<b>6</b>	<b>1.1</b>	<b>3.1 - 7</b>

### 4.1.2 Principe du codage en amplitude

Au cours de la thèse, nous avons examiné en détail la possibilité de coder de l'information en utilisant à la fois des informations liées à la fréquence et à l'amplitude de chaque pic de résonance. Le principe de base du codage fréquentiel est utilisé de telle sorte que chaque résonateur puisse prendre plusieurs valeurs possibles de fréquence. En plus de cela, une approche similaire est utilisée pour l'amplitude du RCS, de telle sorte que les résonateurs puissent coder plusieurs niveaux d'amplitude différents. Le RCS du tag est donc quantifié, à la fois en fréquence et en amplitude, comme dans le cas d'une conversion analogique-numérique en traitement du signal. Le principe de base du codage hybride fréquence-amplitude est représenté schématiquement figure 4.2.

Comme pour le codage en fréquence, le nombre d'états différents codés sur l'amplitude dépend de l'étendue d'amplitude totale  $\Delta\sigma$  sur laquelle on est capable de faire varier et de mesurer la présence du résonateur, ainsi que de la résolution d'amplitude  $\delta\sigma$ , qui caractérise l'écart minimum pour lequel on peut distinguer deux pics en mesure. Le nombre d'états codés par l'amplitude est donné par  $M = \Delta\sigma/\delta\sigma$ . Si les paramètres géométriques utilisés pour le contrôle de l'amplitude et de la fréquence sont indépendants, on peut considérer que le nombre total d'état pour un résonateur est :

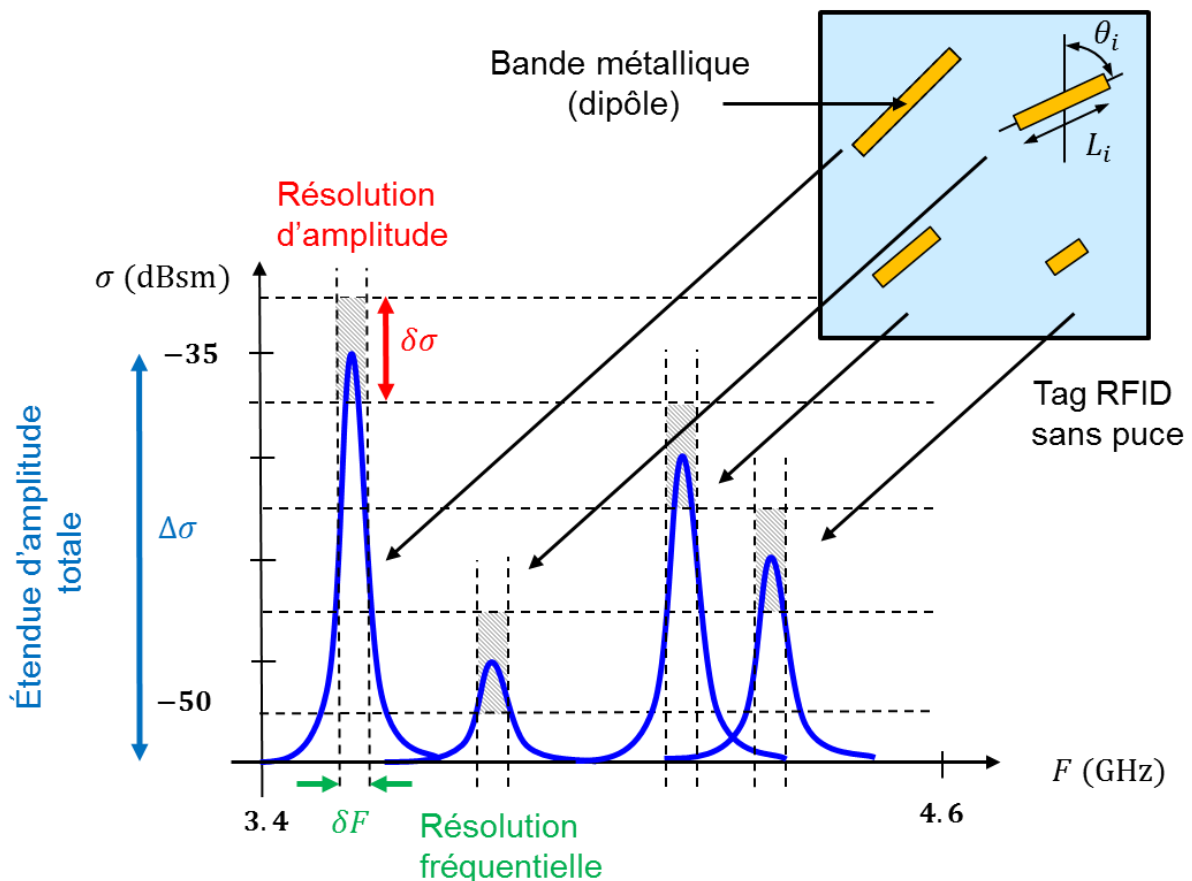


Figure 4.2. Principe du codage hybride fréquence-amplitude. Chaque résonateur (symbolisé ici par un dipôle) est associé à un pic au niveau du spectre. L'information est codée à la fois sur la fréquence d'apparition du pic ainsi que sur son niveau d'amplitude.



$$N_t = N \cdot M = \frac{\Delta F}{\delta F} \cdot \frac{\Delta \sigma}{\delta \sigma} \quad (4.1)$$

Ceci permet d'envisager des capacités de codage importantes sans augmentation significative de la surface occupée par le tag.

Le principe du codage hybride en amplitude a été introduit dans [11] pour améliorer la densité de codage de diffuseurs résonants ayant des facteurs de qualité faible, ce qui limite l'efficacité du codage en fréquence. Ce cas de figure apparaît par exemple pour des tags imprimés sur des substrats ayant de fortes pertes tels que le papier. La plage d'amplitude obtenue à partir de cette méthode est relativement faible (3 dB) et peut se révéler insuffisante pour des applications pratiques. Il existe également quelques exemples de capteurs sans puce basés sur des variations d'amplitude qui ont été rapportés dans la littérature [13], [14] mais les applications sont éloignées de nos préoccupations et les études limitées.

### 4.1.3 Difficultés liées au codage en amplitude

La mise en œuvre d'un tag sans puce codé en amplitude pose un certain nombre de problèmes techniques spécifiques pour la conception et pour la mesure.

La première question à se poser au moment de la conception est celle du contrôle de l'amplitude de chaque résonateur du tag. Cette question est centrale pour le codage en amplitude et doit aussi être résolue pour la synthèse de RCS. Si la conception s'appuie sur un modèle physique du résonateur, il est nécessaire de prendre en compte les propriétés de rayonnement du diffuseur pour déterminer le niveau d'amplitude du RCS. Cette problématique est rarement abordée en RFID sans puce puisque le contrôle de la fréquence de résonance suffit pour le codage dans la majorité des cas. La question de l'amplitude du RCS est alors négligée bien qu'ayant un intérêt dans le cadre général car elle est directement liée à la distance de lecture.

Le codage en amplitude pose également des problèmes pratiques lors de la mesure. En effet, nous avons vu dans la partie précédente que l'amplitude de la réponse n'était pas un paramètre intrinsèque du tag comme peuvent l'être la fréquence de résonance ou le coefficient de qualité. Au contraire, l'amplitude dépend de la nature de l'excitation et de la configuration de mesure (distance tag – lecteur, objet sur lequel est positionné le tag). L'amplitude est, de plus, une grandeur qui est très sensible à des perturbations extérieures comme par exemple à la présence d'un objet inconnu au voisinage du tag, ou les trajets multiples. Il est donc nécessaire dans un premier temps d'étudier la faisabilité de cette approche à partir de la mesure et en particulier d'évaluer la résolution d'amplitude suffisante pour discerner deux pics de niveaux différents en présence de bruit. Il faut également mettre en place des méthodes de compensation pour limiter la dépendance de l'amplitude vis-à-vis de la configuration de mesure. On verra qu'il est utile d'ajouter des éléments de calibration au sein du tag afin de faire une mesure différentielle.

Par la suite, nous allons faire deux études complètes de tags codés en amplitude allant de la conception jusqu'à la mesure. Le premier tag est un tag sans plan de masse, ce qui le rend compatible avec des technologies d'impression mais également très sensible à la nature de l'objet sur lequel il est appliqué. Ce premier tag sera lu en copolarisation et par conséquent l'influence de l'environnement est importante. Pour ce type de mesure, une calibration basée sur la mesure d'un élément de référence et d'une mesure à vide est nécessaire. Le second tag possède un plan de masse ce qui permet à la fois des résonances avec des coefficients de qualité plus importants et une

meilleure isolation du tag par rapport à l'objet sur lequel il est appliqué. Ce tag sera lu en crosspolarisation pour limiter l'influence de l'environnement. Dans ce cas, on peut s'affranchir de l'étape de calibration, ce qui présente un avantage applicatif.

## 4.2 Tag sans plan de masse

### 4.2.1 Conception du tag

L'approche de conception par particule élémentaire de codage (*RF Encoding Particules* en anglais, abrégé par REP) [15], est utilisée et la particule élémentaire choisie pour le codage est le dipôle en forme de C étudié depuis quelques années [5], [6]. La première étape de la conception est d'établir une relation entre les paramètres géométriques du diffuseur isolé et sa signature électromagnétique. Pour ce faire, deux modèles complémentaires du diffuseur peuvent être utilisés. Afin d'atteindre une capacité de codage importante, il est nécessaire d'utiliser plusieurs diffuseurs au sein du même tag. La deuxième étape est d'intégrer ces différents résonateurs et de prendre en compte les effets du couplage associé à la configuration choisie. Nous verrons en particulier comment les couplages peuvent être utilisés pour augmenter le niveau d'amplitude des diffuseurs et éventuellement augmenter l'intervalle total d'amplitude disponible pour le codage,  $\Delta\sigma$ .

Dans [6], le dipôle en C a été identifié parmi d'autres résonateurs monocouche comme étant un bon compromis en termes de facteur de qualité ( $Q = 65$ ), de niveau de RCS (-30 dB) et de plage de fréquence (2.5 GHz to 7.5 GHz), tout en ayant une taille réduite ( $L \simeq \lambda/4$ ). Le résonateur en C est représenté figure 4.3-a avec les paramètres géométriques qui lui sont associés.

Un modèle du résonateur a été introduit pour la première fois dans [6]. Le dipôle en C peut être vu comme une ligne de transmission CPS (coplanar stripline) dont une des terminaisons est connectée à un court-circuit (SC) et l'autre à circuit ouvert (OC) comme illustré figure 4.3-b. Cette structure se comporte comme un résonateur quart d'onde. Les effets de bord qui apparaissent au

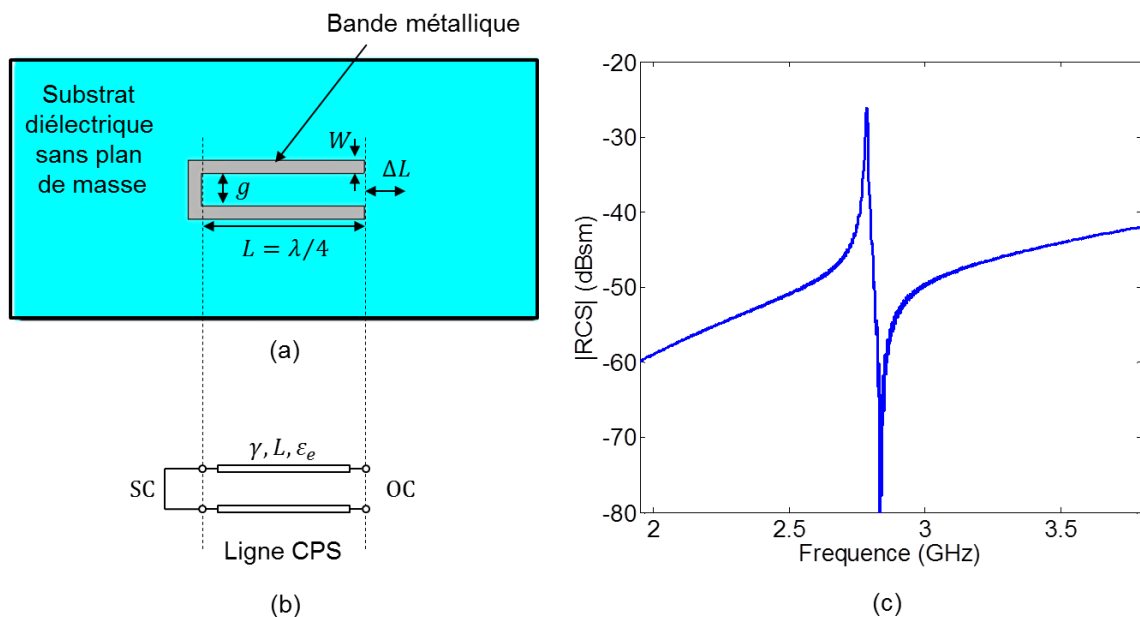


Figure 4.3. Représentation schématique du résonateur en C. (a) Paramètres géométriques associés à la structure. (b) Circuit équivalent à base de ligne de transmission. (c) RCS au voisinage de la fréquence de résonance. Le résonateur en C se comporte comme un résonateur quart d'onde.

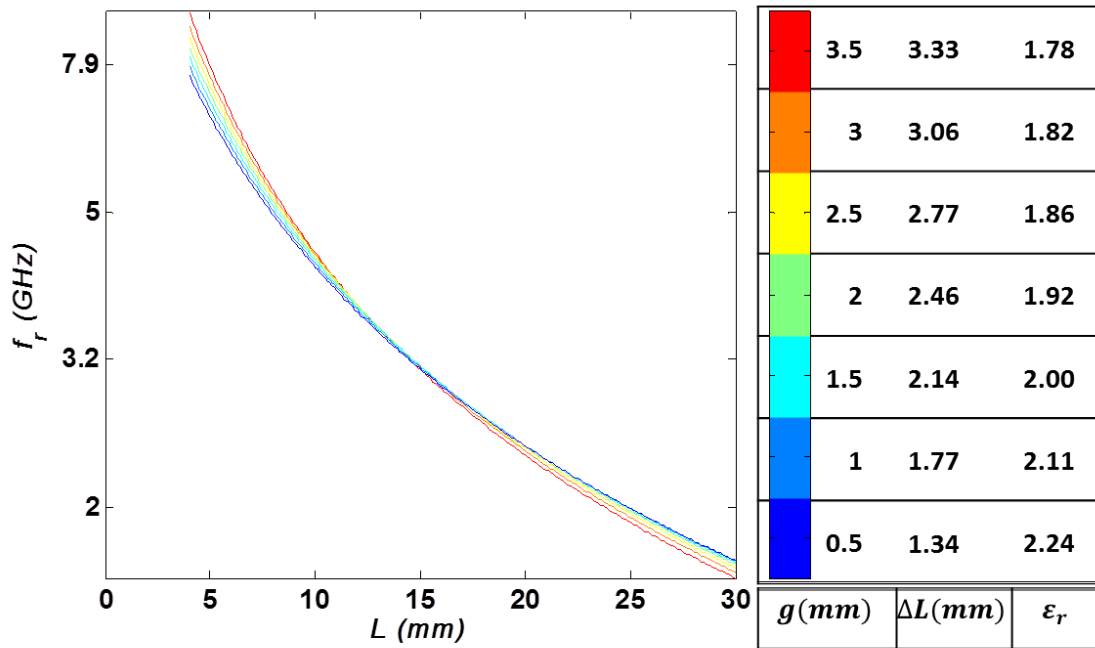


Figure 4.4. Calcul de la fréquence de résonance  $f_r$  (échelle logarithmique) en fonction de la longueur des bandes métalliques  $L$  pour différentes valeurs de gap  $g$ . La permittivité effective calculée pour les différentes valeurs de  $g$  est indiquée dans le tableau de droite. Le calcul est effectué pour un substrat de type Fr4 d'épaisseur  $h = 0.8 \text{ mm}$  et de permittivité  $\epsilon = 4.6$ . La largeur des bandes métalliques est  $W = 1 \text{ mm}$  et leur épaisseur est  $t = 0.08 \text{ mm}$ .

niveau de la ligne ouverte modifie la fréquence de résonance, ce qui peut être pris en compte en introduisant une longueur de ligne supplémentaire  $\Delta L$  qui est fonction de la géométrie transverse. En première approximation, on peut considérer que  $\Delta L$  ne dépend pas de la fréquence. Sous cette hypothèse,  $\Delta L$  peut être rapidement évaluée par l'intermédiaire d'une simulation électromagnétique.

La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{4(L + \Delta L) \cdot \sqrt{\epsilon_e}} \quad (4.2)$$

où la permittivité effective,  $\epsilon_e$ , est calculée d'après les formules de la ligne CPS équivalente [16] et dépend donc de la valeur du gap  $g$ , de la largeur  $W$  et de l'épaisseur  $t$  de la bande métallique, mais également de l'épaisseur et de la permittivité du substrat. L'équation (4.2) permet de tracer le graphique de l'évolution de la fréquence de résonance  $f_r$  en fonction de la longueur  $L$  pour différentes valeurs de  $g$ , voir figure 4.4. La longueur supplémentaire  $\Delta L$  est obtenue par identification de (4.2) avec la fréquence de résonance obtenue en simulation pour une configuration géométrique donnée. Ce type d'abaque s'avère utile pour la conception car il permet de régler simplement la fréquence de résonance en fonction des paramètres géométriques du résonateur.

A titre d'exemple on peut choisir de concevoir un résonateur en C résonant à 3.5 GHz (cas de référence utilisé dans la section suivante). On utilise un substrat diélectrique en FR4 d'épaisseur  $h = 0.8 \text{ mm}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.6$ , ce qui correspond aux abaques de la figure 4.4. On utilise des bandes métalliques de largeur  $W = 1 \text{ mm}$  et d'épaisseur  $t = 0.08 \text{ mm}$  ce qui correspond aux dimensions utilisées dans [6]. On choisit arbitrairement une valeur de gap  $g = 0.5 \text{ mm}$ . Cette

valeur garantie une bonne précision pour une réalisation par gravure chimique (tolérances de l'ordre de  $10 \mu m$  pour la largeur de la fente). Cette valeur permet d'envisager également une fabrication par impression d'encre conductrice. La permittivité effective  $\epsilon_e$  de la ligne CPS est calculée d'après [16] pour ces dimensions géométriques. Une simulation électromagnétique unique est réalisée pour déterminer le terme  $\Delta L$  de l'équation (4.2). L'équation (4.2) permet alors de tracer l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la longueur des bandes métalliques (figure 4.4). Une fois la courbe tracée, on choisit la fréquence de résonance voulue (3.5 GHz) et on se reporte à la longueur de ligne correspondante. Dans le cas présent, une longueur  $L = 12.7 mm$  permet d'obtenir une fréquence de résonance  $f_r = 3.5 GHz$ .

#### 4.2.1.1 Contrôle de l'amplitude – résonateur unique

Le modèle précédent permet de régler la fréquence de résonance d'un diffuseur unique en ajustant sa longueur  $L$ . Cependant, il ne donne aucune information sur ses caractéristiques de rayonnement en champs lointain. Un modèle complémentaire peut être adapté de [17] pour faire le lien entre le niveau d'amplitude du RCS et la valeur du gap  $g$ . Si  $g$  est petit devant la longueur d'onde guidée  $\lambda$ , et que les effets de bord sont négligés, la structure peut être assimilée à une cavité de même géométrie qui comporterait un mur magnétique au niveau de la terminaison en circuit ouvert. Le premier mode de résonance de ce type de cavité est obtenue pour  $L = \lambda/4$  ; ce qui est en accord avec le résultat obtenu pour le modèle de la ligne de transmission. Le système de coordonnées utilisé pour la description des champs dans la cavité est représenté figure 4.5. Pour une cavité, le champ électrique présent entre les deux bandes métalliques pour  $-\lambda/8 \leq z \leq \lambda/8$  est donné de manière théorique par :

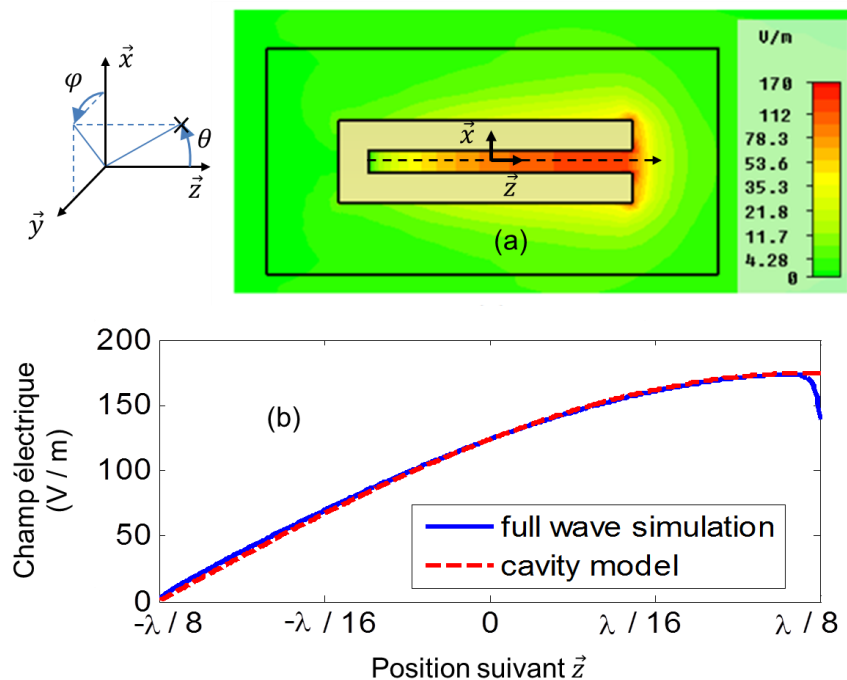


Figure 4.5. Intensité du champ électrique présent entre les deux bandes métalliques. (a) système de coordonnées et résultats obtenus par simulation. (b) Comparaison entre la simulation (intensité du champ le long de la ligne pointillée) et la prédiction théorique (équation 4.3).

$$\vec{E}_s = jI\eta_0 \sin[2\pi(z/\lambda + 1/8)] \vec{x} \quad (4.3)$$

où  $\eta_0$  est l'impédance caractéristique du vide et  $I$  est le courant total qui parcourt la partie coudée du C (partie où le courant circule suivant l'axe  $\vec{x}$ ). Pour valider le modèle de la cavité, cette distribution est comparée aux champs obtenus par simulation électromagnétique à la résonance. L'intensité des champs simulés est représentée graphiquement figure 4.5-a. La distribution théorique du champ normalisé prédite par le modèle (4.3) est comparée avec les résultats obtenus par simulation électromagnétique figure 4.5-b. On observe une bonne concordance entre ces résultats bien qu'une différence apparaisse au niveau de la terminaison en circuit ouvert pour  $z > 0.12 \lambda$ . Cette différence est liée aux effets de bord qui sont pris en compte en simulation comme on peut l'observer sur la figure 4.5-a.

Pour de faibles valeurs de  $g$ , le modèle de la cavité permet de prévoir la densité de courant électrique à la surface du conducteur pour le premier mode :

$$\vec{J}(r) = \begin{cases} \pm I \cdot \cos[2\pi(z/\lambda + 1/8)] \vec{x} \\ I \vec{z} \end{cases} \quad (4.4)$$

La partie coudée du C est supposée de faible longueur électrique ( $g < \lambda/50$ ) de telle sorte que son comportement est similaire à celui d'un dipôle infinitésimal. Cela se traduit par une distribution de courant constante. Pour un dipôle plus long (par exemple un dipôle court :  $< \lambda/10$ ), la distribution de courant dans la partie coudée n'est pas constante, ce qui conduit à des résultats différents. Les courants de sens opposés dans les longs brins métalliques (orientés suivant  $\vec{z}$ ) indiquent une faible valeur de crosspolarisation. La polarisation de l'antenne doit donc être alignée avec la direction du courant au niveau de la partie coudée ( $\vec{x}$ ) pour assurer une réponse maximum du résonateur.

La prédiction théorique est comparée avec le résultat d'une simulation électromagnétique figure 4.6. La simulation montre que la densité de courant est concentrée sur les faces intérieures du résonateur (coté fente). Le parcours intérieur utilisé pour la projection de la densité de courant est représenté par des flèches noires sur la figure 4.6-a. Les valeurs obtenues le long du parcours

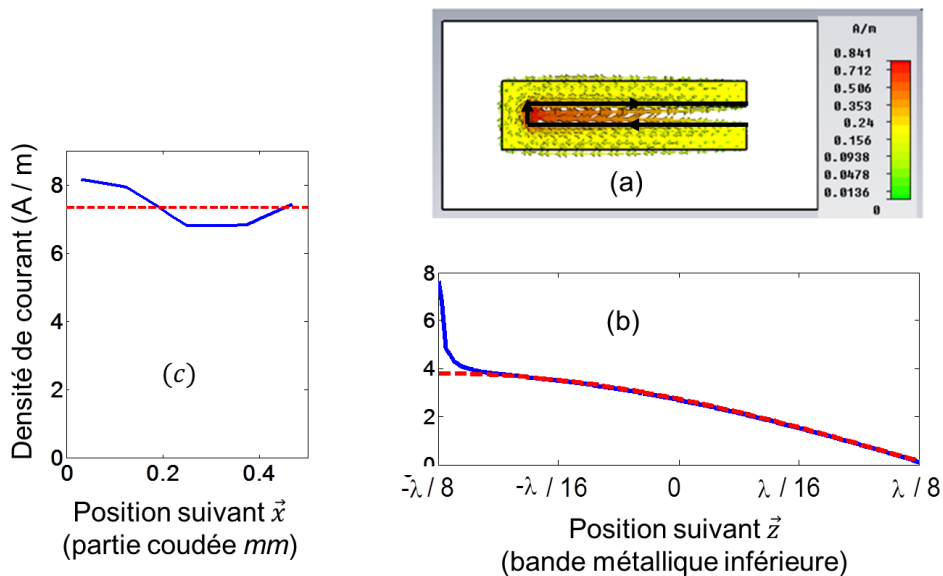


Figure 4.6. Densité de courant le long du parcours intérieur à la résonance. Comparaison entre les résultats prédits par le modèle de la cavité et ceux obtenus par simulation (CST Microwave Studio 2012). (a) Parcours intérieur. (b) Bras inférieure. (c) Partie coudée.

intérieur sont comparées avec la prédiction du modèle et donnent une bonne concordance pour de faibles valeurs de gap  $g$ . Pour  $x > 2\text{mm}$ , on retrouve bien la distribution sinusoïdale attendue le long de la bande métallique inférieure (figure 4.6-b). Un résultat similaire est obtenu pour la bande métallique supérieure. Une augmentation soudaine de la densité de courant peut être observée pour  $x < 2\text{mm}$ . Cela est lié à des effets de bord (coin à angle droit) et à l'épaisseur des bandes métalliques. Le parcours de calcul est pris au milieu de l'épaisseur de la bande mais des valeurs de densité plus élevées sont observées lorsqu'on se rapproche du substrat. On peut aussi noter que la densité de puissance de la partie courte du dipôle orientée suivant  $\vec{x}$  (figure 5-c) n'est pas exactement constante et admet des maxima au niveau des coins. Une variation relative de 11% (comparée à la valeur moyenne) est observée.

La transformée de Fourier de la distribution de courant (4.4) permet de calculer la valeur du champ lointain en fonction de l'angle d'observation [17], on a :

$$\|\vec{E}_{ff}\|^2 = \frac{\eta_0^2 (gI)^2}{4\lambda^2 r^2} \text{sinc}^2(\alpha_1) \text{sinc}^2(\alpha_2),$$

Avec

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \pi(g/\lambda) \sin \theta \sin \varphi, \\ \alpha_2 &= \pi(g/\lambda) \sin \theta \cos \varphi, \end{aligned}$$

(4.5)

où  $r$  est la distance par rapport au point d'observation et  $\theta$  et  $\varphi$  sont les angles d'élévation et d'azimut liés à la direction d'observation comme indiqués figure 4.5-a. L'équation (4.5) montre la dépendance de l'intensité du champ par rapport à la longueur  $g$  à la résonance. Lorsque  $g$  est petit devant la longueur d'onde,  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  tendent vers zéro et le résonateur se comporte comme un diffuseur isotrope. Dans ce cas, l'alignement entre le lecteur et le tag n'est donc pas un paramètre critique lors de la mesure.

Le niveau d'amplitude du RCS pour une fréquence de résonance de 3.5 GHz a été extrait pour différentes valeurs de gap  $g$  à partir d'une série de simulations électromagnétiques. Le résultat est comparé à la prédiction du modèle de la cavité (équation 4.5) figure 4.7. On observe une grande différence en ce qui concerne l'influence de  $g$  lorsqu'on compare le RCS obtenu par simulation et celui obtenu à partir du modèle de la cavité. Cela s'explique par la différence entre la structure idéalisée proposée dans [17] et le diffuseur réel : présence du substrat, largeur des bandes métalliques comparable à la valeur du gap ou encore l'épaisseur des bandes qui est bien plus faible que la valeur du gap. Cependant, un comportement qualitatif similaire est observé : la valeur du RCS est sensible principalement à la valeur de  $g$ . De plus, la distribution de courant au niveau du coude du C dépend du rapport  $g/\lambda$  (relativement constant dans le cas d'un dipôle infinitésimal ou variable pour un dipôle court). Par analogie avec (4.5), on considère que le RCS du dipôle en C varie en fonction de  $g$  suivant le modèle  $\sigma = a \cdot g^b$ . Les paramètres  $a$  et  $b$  du modèle sont ajustés afin d'avoir la meilleure correspondance au sens des moindres carrés avec le lieu des maximums. Lorsque  $g$  appartient à la région du dipôle infinitésimal ( $g < \lambda/50$ , i.e.  $g < L/12.5$  puisque  $\lambda \approx 4L$ ), on obtient  $a = 0.11\text{ m}^2$  et  $b = 0.5$ . Ces valeurs correspondent à la courbe « fit infinitesimal dipole » en bleu pointillé sur la figure 4.7 et on voit qu'il y a une très bonne corrélation entre ce nouveau modèle et les résultats de simulation dans la région du dipôle infinitésimal (figure 4.7 (a)). Lorsque  $g$  appartient à la région du « petit dipôle » ( $g < \lambda/10$ , i.e.  $g < L/2.5$ ), les valeurs obtenues sont  $a = 0.0075\text{ m}^2$  et  $b = 0.16$ . Il y a à nouveau un bon accord entre le modèle (courbe vert pointillé sur la figure 4.7) et les résultats de simulation pour la région du dipôle court (figure 4.7 (b)). On montre ainsi qu'en modifiant l'influence de  $g$  dans l'expression (4.5), il est possible d'étendre le domaine de validé de

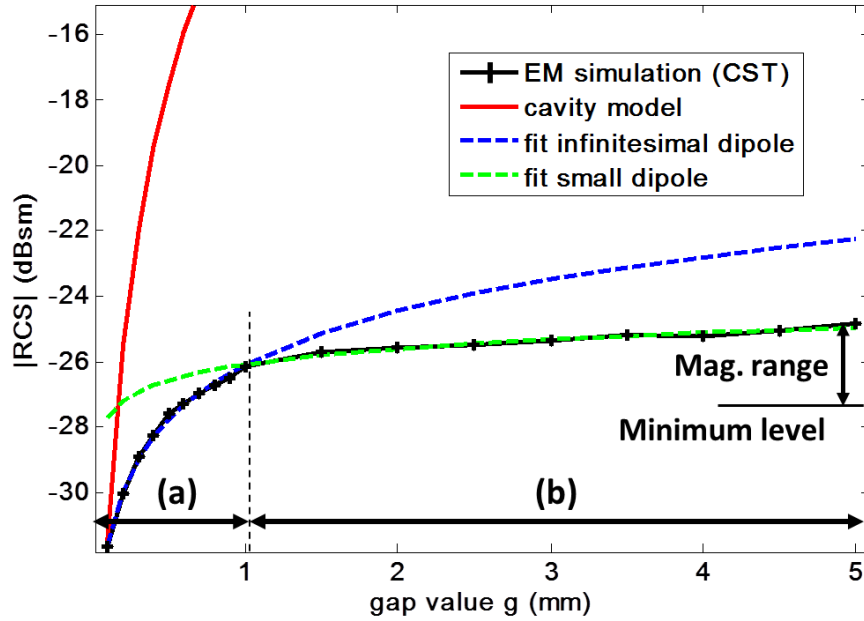


Figure 4.7. Niveau d'amplitude du RCS à la fréquence de résonance 3.5 GHz en fonction de la valeur du gap  $g$ . (a) Région du « dipôle infinitésimal » ( $g < \lambda/50$ ). (b) Région du « petit dipôle » ( $g < \lambda/10$ ).  $L = 12.7 \text{ mm}$ ,  $W = 1 \text{ mm}$ . Les simulations sont réalisées pour un substrat de type Fr4 d'épaisseur  $h = 0.8 \text{ mm}$  et de permittivité  $\varepsilon = 4.6$ .

cette dernière pour pouvoir modéliser également des structures en C avec des écartements  $g$  bien supérieurs à ceux considérés dans le modèle de la cavité.

Un diagramme similaire peut être obtenu pour des valeurs de  $L$  différentes à partir de trois simulations uniquement ( $g < L/12.5$ ,  $g = L/12.5$ , et  $g > L/12.5$ ), ce qui peut être utilisé avantageusement pour la conception.

Le facteur de qualité  $Q_r$  (puissance rayonnée dans l'espace) du diffuseur théorique a été étudié dans [17], pour  $g$  petit devant la longueur d'onde ( $g < \lambda/50$ ), et il est donné par :

$$\frac{1}{Q_r} \simeq \left(\frac{g}{\lambda}\right)^2 \quad (4.6)$$

Comme il a été vu dans le chapitre précédent (3.43), en présence de pertes, le facteur de qualité total  $Q_t$  est généralement plus faible [18] et le facteur de qualité globale peut être exprimé en fonction du facteur de qualité associé aux pertes diélectriques  $Q_d$  et du facteur de qualité associé aux pertes du conducteur  $Q_c$ .

Pour la suite, nous considérons une plage de variation de  $g$  entre  $0.5 \text{ mm}$  et  $5 \text{ mm}$ , ce qui est compatible avec un procédé de réalisation par impression. Pour l'exemple précédent ( $L = 12.7 \text{ mm}$ ,  $W = 1 \text{ mm}$ ), l'intervalle d'amplitude correspondant est de 2.75 dB (voir figure 4.7) pour un résonateur unitaire, ce qui n'est malheureusement pas suffisant pour mettre en place un codage en amplitude. Dans la section suivante nous allons chercher à obtenir un intervalle plus large en utilisant les effets du couplage.

### 4.2.1.2 Contrôle de l'amplitude – effet des couplages

Pour augmenter la capacité de codage, plusieurs diffuseurs sont intégrés ensemble au sein du tag. Pour cette étude, cinq dipôles en C sont disposés en colonne dans un tag de dimension  $30\text{ mm} \times 50\text{ mm}$ , voir figure 4.8. Cela génère d'importants couplages et la réponse globale du tag pour chaque fréquence de résonance peut varier sensiblement par rapport à la réponse des résonateurs isolés.

Dans [19], les auteurs comparent l'effet des couplages en fonction de la configuration pour mettre en place un codage en fréquence. Ils ont comparé le RCS de cinq résonateurs ayant des gaps de même valeur et un espacement  $p = 2\text{ mm}$  constant, disposés en ligne ou en colonne. Un décalage maximum de la fréquence de résonance de 1.5% (30 MHz) comparé à la caractéristique d'un résonateur isolé a été observé. Cela peut être interprété comme une longueur de ligne supplémentaire  $\Delta L_c$  lié aux couplages et qui est simplement compensée en ajustant la longueur des résonateurs. Pour un code différent, i.e. une faible variation de la longueur de chacun des résonateurs  $L_i$ , les couplages restent similaires et conservent d'une configuration à l'autre globalement la même valeur  $\Delta L_c$ . Ainsi, on observe un décalage fréquentiel négligeable.

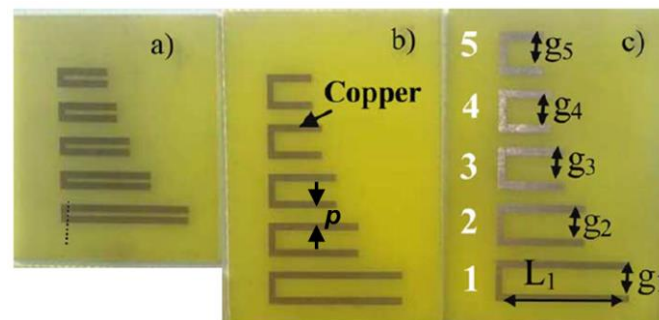


Figure 4.8. Tags réalisés : (a) tag 1, (b) tag 3, (c) tag 4. Chaque tag est composé de 5 dipôles en C ayant une valeur de gap  $g$  identique. Le tag occupe une surface maximum de  $30\text{mm} \times 50\text{mm}$ . Les diffuseurs sont conçus pour résonner à 2.5, 3.5, 4.5, et 5.5 GHz. Un substrat de type Fr4 d'épaisseur  $h = 0.8\text{ mm}$  et de permittivité  $\epsilon = 4.6$  est utilisé.

Tableau 4.2. Valeur des paramètres pour les tags réalisés

$mm$	Tag1	Tag2	Tag3	Tag4	$f_r$ GHz
$g$	0.5	1.5	2.5	3.5	
$L_1$	18.4	18.9	19.1	19.1	2.5
$L_2$	12.7	12.7	12.5	12.1	3.5
$L_3$	9.7	9.4	9.2	8.9	4.5
$L_4$	7.8	7.4	7.1	6.7	5.5
$L_5$	6.4	6.1	5.7	5.4	6.5



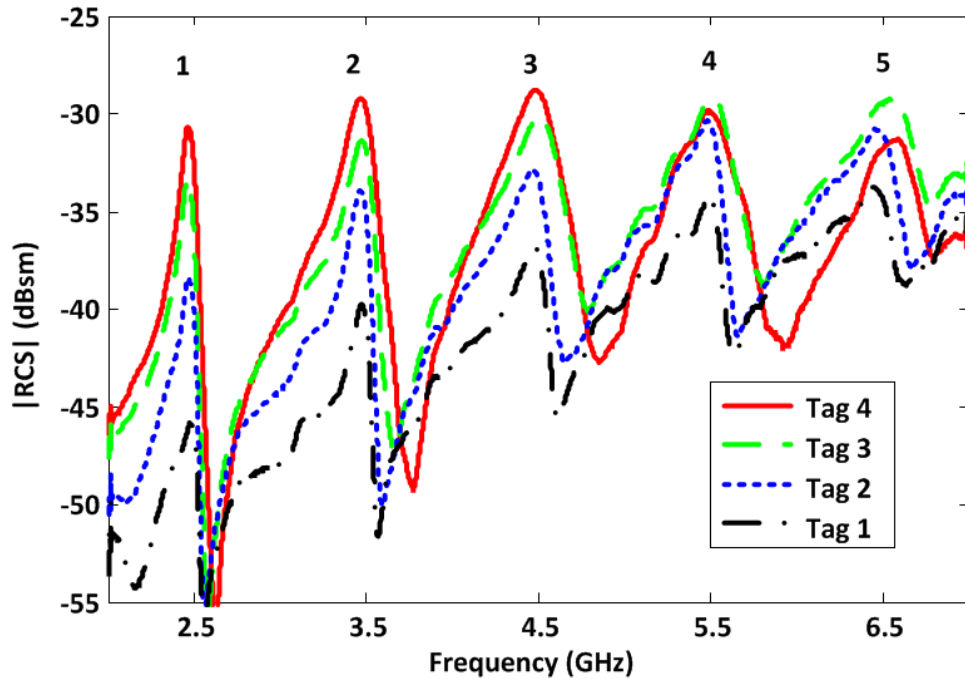


Figure 4.9. Signature électromagnétique des tags réalisés. Chaque tag montre un niveau de RCS différent qui est réglé en ajustant la valeur du gap  $g$ .

Une étude paramétrique a été réalisée pour déterminer la sensibilité de l'amplitude des pics à la valeur des gaps en présence des couplages. Les configurations verticales et horizontales ont été testées mais la configuration verticale est celle qui montre la plus forte variabilité. Pour une configuration verticale, une variation importante a été observée lorsque la valeur des gaps de tous les résonateurs était gardée identique. Quatre tags montrant différentes valeurs d'amplitude ont été réalisés et mesurés pour illustrer ce phénomène. Les résultats sont présentés sur la figure 4.9 ; la configuration de mesure sera détaillée plus tard dans cette partie. Les valeurs des paramètres sont données dans le tableau 4.2. Les tags sont réalisés sur un substrat en FR4 de permittivité  $\epsilon = 4.6$  et d'épaisseur  $h = 0.8 \text{ mm}$ . Les tags sont conçus pour avoir des fréquences de résonance identiques à 2.5 GHz, 3.5 GHz, 4.5 GHz, 5.5 GHz et 6.5 GHz.

La variation de la taille des gaps  $g$  induit un décalage de la fréquence qui est compensé en ajustant la valeur de  $L$  (voir tableau 4.2). De cette manière, un décalage fréquentiel inférieur à 50 MHz est obtenu d'un tag à l'autre. L'espacement entre les diffuseurs est gardé constant ( $p = 2 \text{ mm}$ ). Les trois premiers pics (figure 4.9) montrent la variation d'amplitude la plus significative (respectivement 15.2, 10.6 et 8.1 dB pour les pics 1, 2 et 3) et peuvent être utilisés pour le codage en amplitude.

Une seconde étude a été réalisée lorsque la valeur du gap  $g_i$  d'un seul résonateur est modifiée. On fait varier la valeur  $g_2$  correspondant au gap du deuxième diffuseur de 0.5 mm à 3.5 mm. Les autres paramètres géométriques sont gardés constants et correspondent à ceux du tag 2 (voir tableau 4.2). Les amplitudes des pics correspondants sont reportées sur le graphique de la figure 4.10. L'intervalle d'amplitude obtenu pour le second pic (celui pour lequel  $g_2$  varie) est  $\Delta\sigma = 1.7 \text{ dB}$ , ce qui n'est pas plus important que lorsque le résonateur est isolé. Il est intéressant de constater que les diffuseurs environnants exhibent une sensibilité comparable à celle du résonateur variable. Cela montre que les résonateurs sont fortement couplés.

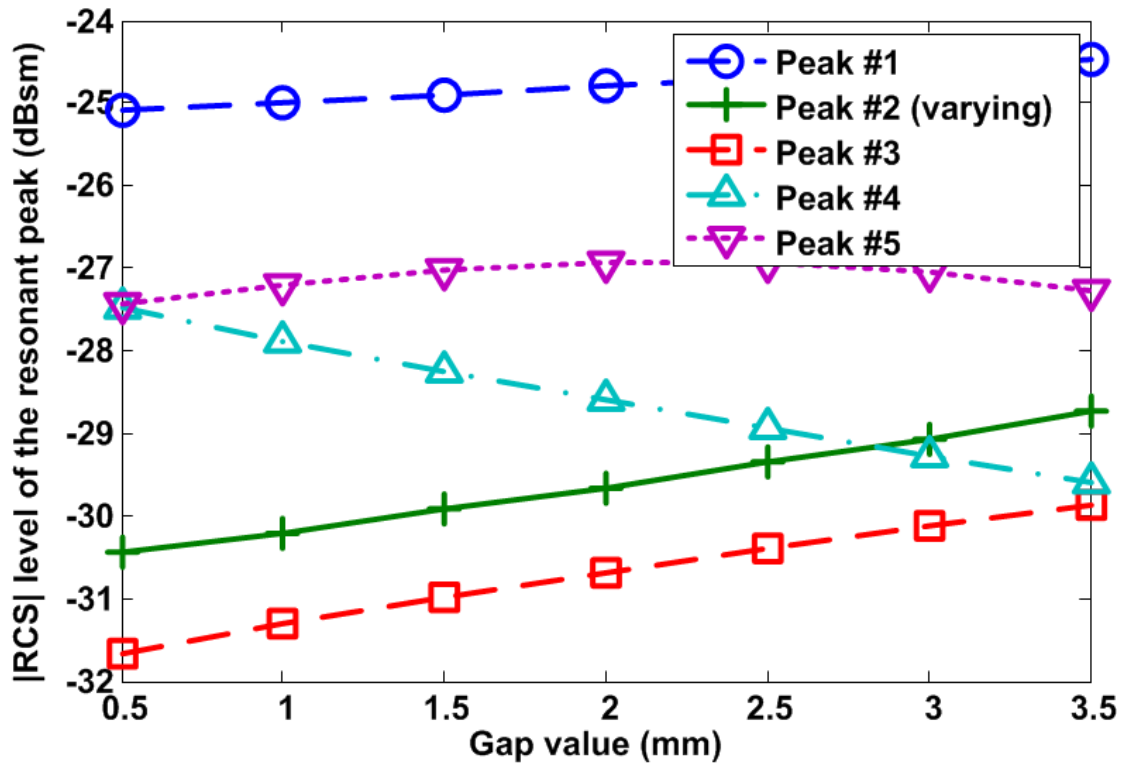


Figure 4.10. Variation du niveau d'amplitude du RCS des cinq pics en fonction de  $g_2$ . Ce résultat montre qu'il existe un couplage important entre les différents résonateurs.

Ce couplage fort implique deux difficultés majeures en pratiques pour la conception. Premièrement, il n'existe pas de modèle précis pour décrire les effets du couplage entre de telles structures et la conception doit donc s'appuyer sur des techniques empiriques. On note toutefois qu'un modèle de couplage pour des résonateurs similaires a été proposé dans [20] mais avec un succès limité. Deuxièmement, en raison du couplage, le niveau d'amplitude du RCS des pics ne peut pas être réglé indépendamment d'un résonateur à l'autre. Pour obtenir des niveaux d'amplitude bien marqués avec des variations de l'ordre de 3dB entre deux niveaux consécutifs, il est nécessaire que tous les résonateurs aient la même valeur de gap. Cela constitue une limitation importante pour la capacité de codage additionnelle offerte par le contrôle de l'amplitude pour cette structure.

Etant donné les difficultés liées au couplage important entre les résonateurs, nous limiterons notre design au cas des gaps identiques. Pour le tag initial [6], c'est-à-dire sans le codage en amplitude, 6 positions fréquentielles différentes sont considérées pour chaque résonateur ce qui donne une capacité de codage totale de  $\log_2(6^5) = 13 \text{ bit}$ . Si nous envisageons quatre niveaux d'amplitude différents, une augmentation de 2 bits est obtenue avec le codage en amplitude, ce qui donne une capacité totale de 15 bits pour un tag de dimension  $3 \text{ cm} \times 4 \text{ cm}$ . On peut facilement imaginer que des conceptions basées sur d'autres types de résonateurs pourraient atteindre des capacités de codages plus importantes. En effet, dans le cas hypothétique où l'amplitude de chaque résonateur peut être réglée de manière indépendante avec une étendue d'amplitude comparable, cela donnerait une capacité de codage de  $\ln_2(6^5 \times 4^5) = 23 \text{ bits}$ , ce qui illustre le gain potentiel offert par un codage en amplitude.

Nous allons désormais nous intéresser à montrer comment il est possible de retrouver l'information sur l'amplitude en pratique. Ce design, bien que non optimal, reste toutefois pertinent pour évaluer la faisabilité de l'approche dans des conditions proches de celle en applicatif. Pour ce faire, il est nécessaire de déterminer la résolution d'amplitude minimum qui peut être mesurée. L'intervalle significatif d'amplitude des premiers pics permettra cette évaluation sur une bande de fréquence de 2.5 à 4.5 GHz.

#### 4.2.2 Résultats de mesure

Le niveau d'amplitude du RCS est connu pour être particulièrement sensible aux perturbations extérieures. L'objectif est d'évaluer en pratique la variation d'amplitude minimum du RCS qui peut être détectée en mesure. Pour ce faire, différents facteurs qui peuvent modifier l'amplitude du RCS du tag sont étudiés. Les tags conçus dans la section précédente sont mesurés en chambre anéchoïque, pour différentes distances de manière à estimer la précision de la mesure. La résolution d'amplitude nécessaire pour discriminer deux niveaux consécutifs est déduite de cette étude pratique. L'influence de l'objet sur lequel le tag est positionné est prise en compte de même que l'éventuelle présence d'obstacle entre le tag et le lecteur. Finalement, le tag sera mesuré en environnement réel. Cette étude est conduite à l'aide d'appareils de laboratoire ce qui permet de déterminer des valeurs de référence, valeurs également les plus favorables (vers lesquelles les lecteurs du commerce devront tendre dans un futur proche) [21].

##### 4.2.2.1 Effet de la distance de lecture

La définition théorique du RCS ne dépend pas de la distance entre le tag et l'antenne [22]. Cependant, en pratique, la quantité mesurée n'est pas directement le RCS mais la puissance réfléchie au niveau de l'antenne du lecteur, qui dépend fortement de la configuration de mesure. Une manière classique pour obtenir la valeur exacte du RCS est de procéder à une mesure de calibration. Une configuration de mesure similaire à celle de [6] est mise en place (figure 4.11). Les mesures sont réalisées dans le domaine fréquentiel avec un analyseur de réseau (VNA) N52221 dans une

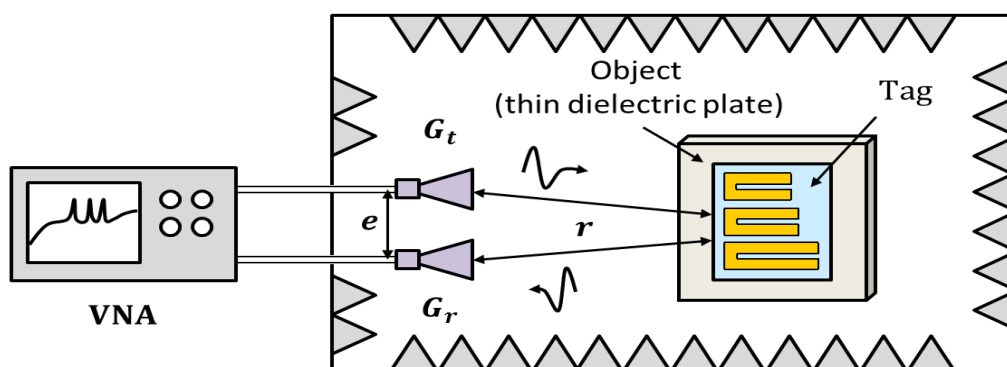


Figure 4.11. Configuration de la mesure bistatique. Les mesures sont réalisées en chambre anéchoïque

configuration bistatique avec deux antennes polarisées verticalement. La puissance délivrée par le VNA est 0 dBm dans la bande de fréquence 2-8 GHz. Les deux antennes cornets utilisées ont un gain de 12 dBi dans la bande de fréquence d'intérêt. L'espacement entre les antennes est  $e = 30 \text{ cm}$ . Les quantités mesurées correspondent au paramètre  $S_{21}$  du VNA. Le tag est placé à une distance minimum de 60 cm des antennes. Une mesure d'isolation est réalisée en absence de tag ( $S_{iso}$ ) pour caractériser le couplage entre les antennes d'émission et de réception. Une mesure de référence est également réalisée ( $S_{ref}$ ) avec une plaque métallique rectangulaire dont le RCS est connu ( $\sigma_{ref}$ ). Il est ainsi possible d'extraire la valeur exacte du RCS à partir de l'équation (3.16).

Les courbes représentées sur la figure 4.12 correspondent aux RCS calculés avec (4.16) pour les tags 1 à 4 positionnés à une distance  $r = 60 \text{ cm}$  du lecteur. L'extraction du RCS a été également réalisée pour les tags positionnés à 70 et 80 cm. Les écarts obtenus au niveau des pics sont représentés par des barres d'erreurs en violet sur la figure 4.12. Un écart maximum de 2.1 dB est observé pour le premier pic du tag numéro 1, qui correspond à la plus petite valeur d'amplitude (-45 dB), et qui est donc plus sensible au bruit. Dans les autres cas, la variabilité de la mesure est inférieure à 1.4 dB. Ainsi, on peut affirmer que la résolution d'amplitude en dB doit être supérieure à 2.1 dB afin d'être capable de différencier l'amplitude de chaque pic pour une distance de 80 cm. Lorsqu'on augmente la distance, le facteur d'atténuation lié à la propagation en espace libre augmente et une puissance plus faible est réfléchiée au niveau des antennes. Le rapport signal sur bruit a donc tendance à diminuer et une résolution fréquentielle plus élevée sera donc certainement nécessaire pour  $r > 80 \text{ cm}$ . Une piste d'amélioration pour ce type de codage est de considérer une résolution d'amplitude variable en fonction du niveau d'amplitude, voire de la fréquence.

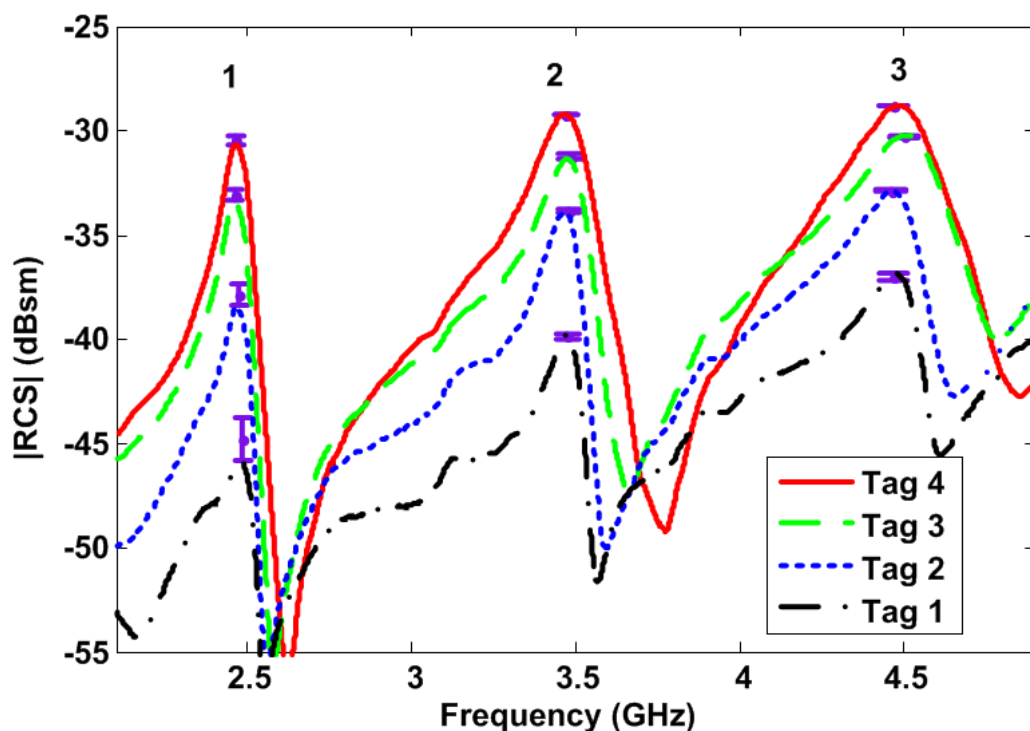


Figure 4.12. Niveau d'amplitude des trois premiers pics mesurés à une distance  $r = 60 \text{ cm}$ . Les niveaux des pics mesurés pour  $r = 70 \text{ cm}$  et  $r = 80 \text{ cm}$  sont indiqués par des barres d'erreurs. Un écart maximum de 2.1 dB est observé pour le premier pic du tag n°1.

#### 4.2.2.2 Tag appliqué sur un objet.

En pratique, le tag est appliqué sur un objet inconnu qui a sa propre signature électromagnétique. Le champ réfléchi total  $\vec{E}_t(f)$  est donc la somme de deux composantes :  $\vec{E}_t(f) = \vec{E}_r(f) + \vec{E}_o(f)$  où  $\vec{E}_r(f)$  est la réponse du tag et  $\vec{E}_o(f)$  est à la réponse de l'objet. Ces deux composantes sont fonctions de la fréquence. Pour des objets du quotidien,  $\vec{E}_o(f)$  est généralement la conséquence d'une réflexion spéculaire de l'onde incidente sur le l'objet, et on a donc une réponse large bande, limitée dans le temps. Dans un premier temps, on suppose qu'il n y a pas d'interaction entre le tag et l'objet; autrement dit qu'une modification des caractéristiques de l'objet modifie uniquement  $\vec{E}_o(f)$  sans affecter  $\vec{E}_r(f)$ . Les effets d'une éventuelle interaction seront examinés dans un second temps. La contribution de l'objet considérée comme inconnue introduit donc une composante additionnelle quelconque qui peut mener à une détection erronée de l'identifiant. Pour éliminer cette contribution, il est possible de réaliser une mesure différentielle.

On considère deux tags différents. Ces tags sont successivement appliqués sur le même objet et le champ rétrodiffusé correspondant est mesuré. Le champ rétrodiffusé par le  $n^{\text{ième}}$  tag est noté  $\vec{E}_{ti}$ . On note  $\Delta E_{ij}$ , la différence entre les champs réfléchis par deux tags différents :

$$\Delta E_{ij} = |\vec{E}_{ti} - \vec{E}_{tj}| = |\vec{E}_{ri} - \vec{E}_{rj}| \quad (4.7)$$

Cette grandeur différentielle ne présente plus de dépendance directe en  $\vec{E}_o$ .et permet d'évaluer l'influence de l'interaction entre l'objet et le tag (la variation du terme  $\vec{E}_r(f)$ ) en pratique. Nous verrons par la suite que pour des objets simples tels que de fines plaques de diélectriques, il est possible de mettre en place une méthode de compensation qui permet d'isoler le terme  $\vec{E}_r(f)$ . La résolution d'amplitude peut donc être évaluée uniquement à partir des variations de  $\vec{E}_r(f)$  et non pas de la réponse totale (objet +tag)  $\vec{E}_t(f)$ .

Pour des tags sans plan de masse, l'interaction entre le tag et l'objet peut modifier de manière significative la réponse du tag lui-même ( $\vec{E}_r$  dans les équations précédentes). On rencontre principalement deux effets. D'abord, l'objet peut modifier la permittivité effective du tag. Si la permittivité et l'épaisseur de l'objet sont connues, la permittivité effective  $\varepsilon_r'$  associée au résonateur peut être calculée analytiquement de manière similaire à une ligne CPS avec un substrat multicouche[16]. En utilisant  $\varepsilon_r'$  dans (4.2) à la place de  $\varepsilon_r$  on obtient la nouvelle fréquence de résonance  $f_r'$ , du résonateur :

$$f_r' = \frac{c}{4(L + \Delta L)\sqrt{\varepsilon_e'}} \quad (4.8)$$

Il est dès lors possible d'exprimer  $f_r'$  en fonction de  $f_r$  :

$$f_r' = \frac{\sqrt{\varepsilon_e}}{\sqrt{\varepsilon_e'}} \cdot f_r \quad (4.9)$$

D'où il apparait clairement que la fréquence de résonance est décalée d'un facteur  $\sqrt{\varepsilon_e}/\sqrt{\varepsilon_e'}$ . Ce phénomène a été étudié dans [23] et une technique de compensation basée sur la présence d'un résonateur de référence a été proposée. Ce résonateur de référence est présent sur chaque tag, autrement dit, il n'est pas utilisé pour le codage car identique d'un tag à l'autre.

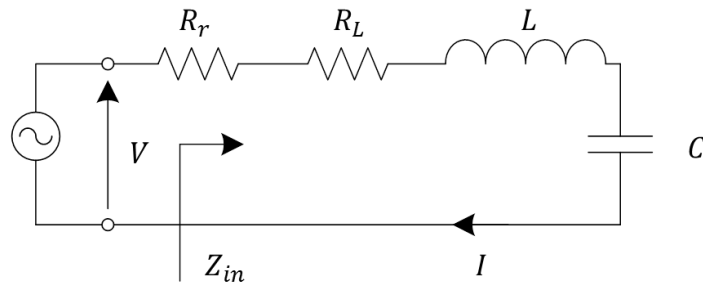


Figure 4.13. Circuit RLC série équivalent d'un diffuseur résonant en présence de pertes.

Deuxièmement, la présence de l'objet introduit des pertes diélectriques supplémentaires qui peuvent modifier le facteur de qualité des résonateurs comme on peut le voir d'après (3.43). Pour un résonateur, il existe une relation directe entre la puissance rayonnée et le facteur de qualité. Supposons par exemple que le résonateur se comporte comme une antenne résonante utilisée en tant que diffuseur. Comme on l'a vu dans le chapitre précédent, en ne considérant que le mode d'antenne, on a la relation (3.23) :

$$\sqrt{\sigma} = G\lambda/2\sqrt{\pi} \quad (3.23)$$

où le gain peut être exprimé en fonction de l'efficacité de radiation  $e_r$  et de la directivité  $D$  de l'antenne équivalente :

$$G = e_r \cdot D \quad (4.10)$$

Autour de la résonance, l'antenne peut être modélisée par un circuit RLC série équivalent [24] comme représenté sur la figure 4.13 où  $R_r$  est la résistance associée au rayonnement et  $R_L$  la résistance associée aux pertes. L'efficacité de rayonnement correspondant au circuit de la figure 4.13 est donné par :

$$e_r = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (4.11)$$

Il est possible de définir un facteur de qualité pour chaque source de perte. En utilisant les relations du circuit RLC série présentées dans le chapitre précédent, équation (3.42), on a :

$$Q_r = \frac{\omega_0 L}{R_r} \quad Q_t = \frac{\omega_0 L}{R_L + R_r}, \quad (3.42)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$G = \frac{Q_t}{Q_r} \cdot D \quad (4.12)$$

Soit au final :

$$\sqrt{\sigma} = \frac{Q_t}{Q_r} \cdot D\lambda/2\sqrt{\pi} \quad (4.13)$$

Bien que cela ne soit pas une représentation parfaitement rigoureuse du diffuseur puisque le mode de structure a été négligé, on voit bien que la présence du diélectrique implique une variation du niveau d'amplitude du RCS, en raison des pertes supplémentaires.

La présence de l'objet peut également modifier l'intensité des couplages qui existent entre les résonateurs d'un même tag. La modification des couplages entre les résonateurs entraîne d'autres effets comme des modifications du diagramme de re-rayonnement ou une variation d'amplitude des pics. L'absence de modèle analytique pour les couplages rend ces effets plus difficiles à caractériser. Une résolution d'amplitude suffisante doit donc être déterminée afin de tenir compte de ces éventuels effets perturbateurs.

Comme évoqué précédemment, la résolution d'amplitude nécessaire pour différencier deux niveaux d'amplitude successifs sera évaluée en pratique à partir de la grandeur différentielle  $\Delta E_{ij}$ . Pour vérifier que la grandeur différentielle  $\Delta E_{ij}$ , équation (4.7), présente des variations plus faibles

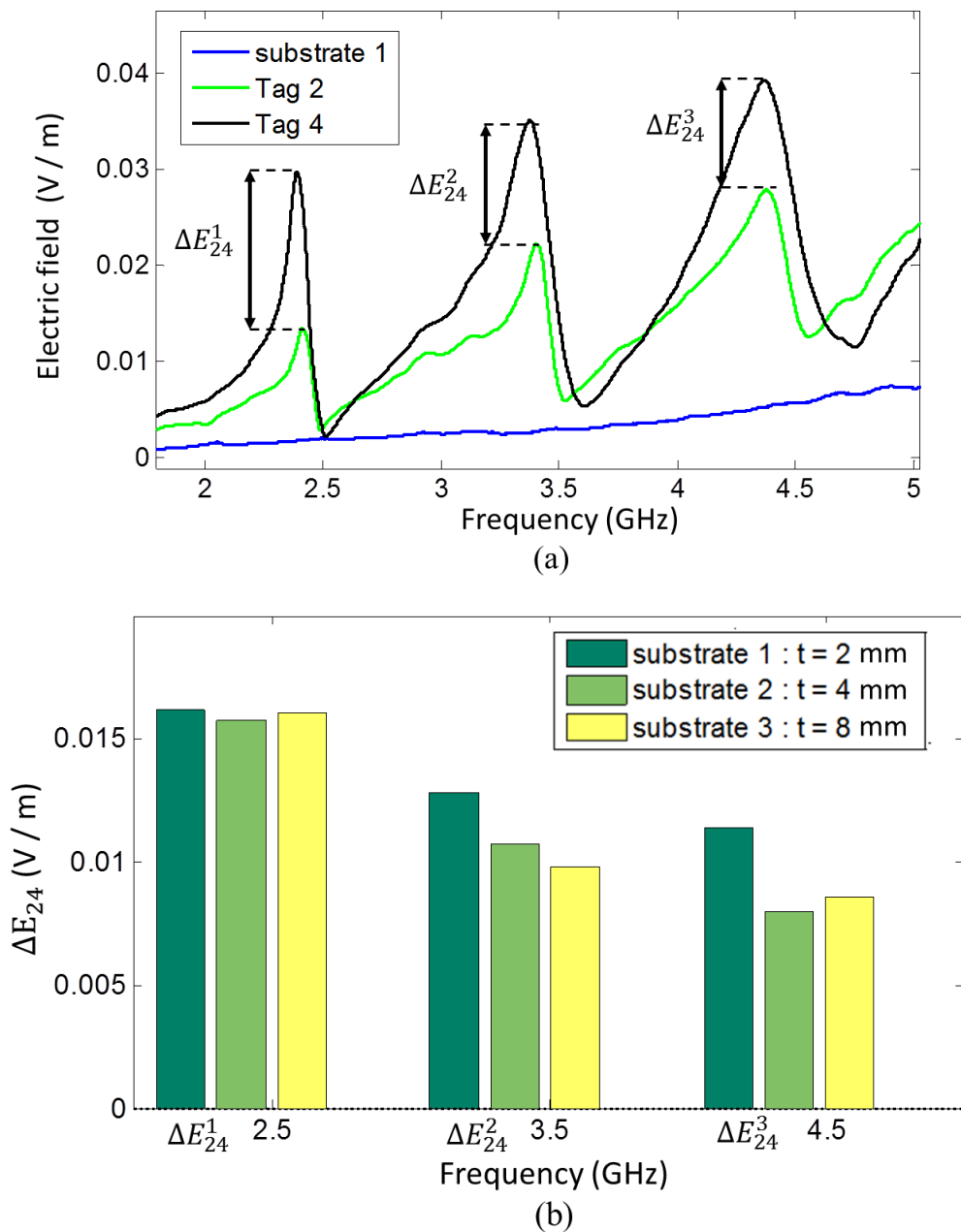


Figure 4.14. (a) Mesure différentielle des champs réfléchis  $\Delta E$  par les tags 2 et 4 appliqués à la surface du diélectrique  $t = 2 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 3$ . (b) Variation de  $\Delta E$  en fonction de l'épaisseur des substrats de même permittivité ( $\epsilon_r = 3$ ).

que celles de la réponse totale (tag + objet), des mesures de tags appliqués sur différents objets ont été réalisées. Les objets sont constitués de plaques de diélectrique de dimension  $45\text{ mm} \times 55\text{ mm}$  et d'épaisseur variable  $t = 2\text{ mm}$ ,  $4\text{ mm}$ , et  $8\text{ mm}$ , numérotés de 1 à 3 respectivement. La permittivité relative de la plaque est  $\varepsilon_r = 3$ . A titre d'exemple, les tags 2 et 4 sont successivement appliqués à la surface des plaques et le champ rétrodiffusé correspondant est mesuré. La présence de plusieurs résonateurs au niveau du tag permet de vérifier l'invariance relative de  $\Delta E_{24}$  sur une bande de fréquence de 2.5 GHz à 4.5 GHz et pour différentes les valeurs d'amplitude. La figure 4.14-a montre la réponse du champ électrique rétrodiffusé par les tags 2 et 4 positionnés sur le substrat n°1. La valeur  $\Delta E_{24}^i$  indiquée par une double flèche sur la figure 4.14-a représente la différence entre les champs re-rayonnés des deux tags pour le  $i^{\text{ème}}$  pic. Les valeurs de  $\Delta E_{24}^i$  obtenues pour les trois plaques de diélectriques sont comparées figure 4.14-b. La fréquence de résonance des pics est décalée du fait de la variation d'épaisseur des plaques. La valeur est presque constante pour le premier pic. Une variation de 0.2 % et 0.3 % de l'amplitude totale est obtenue pour les pics 2 et 3. Cela peut être lié soit aux imprécisions de la mesure soit à l'interaction entre le tag et le substrat. La variation relative peut être exprimée en dB (3.1 dB et 1.9 dB pour les pics 2 et 3, respectivement) pour déterminer une résolution d'amplitude équivalente en dB qui prenne en compte la présence de l'objet. La résolution nécessaire est évaluée à 3.5 dB. C'est une valeur supérieure à la résolution de 2.1 dB obtenue dans la section précédente, ce qui est logique si l'on considère l'objet comme un bruit additionnel. En suivant cette analogie, en considérant un objet avec un RCS plus élevé, le rapport signal sur bruit va décroître et une résolution d'amplitude plus importante sera nécessaire. Une condition limite au-delà de laquelle les mesures sont délicates est d'avoir le RCS de l'objet égal à celui du tag. Si la contribution de l'objet est trop importante comparé au RCS du tag, le rapport signal sur bruit sera proche de zéro et il ne sera plus possible de faire une mesure du tag (codage fréquentiel ou en amplitude). Dans ce cas, il est nécessaire d'inclure l'objet dans l'environnement pour la mesure à vide  $S_{iso}$  lors de la phase de calibration. Des méthodes de détections plus élaborées basée sur la séparation temporelle entre le tag et l'objet peuvent aussi être mise en place [25].

Pour des objets ayant un faible RCS (valeur de RCS comparable à celui des plaques diélectriques décrites dans cette section), une résolution de 3.5 dB est considérée suffisante pour différencier des niveaux d'amplitude successifs. Comme l'intervalle d'amplitude des tags réalisé est de 15.1 dB, 4 niveaux d'amplitude peuvent être établis, ce qui correspond à une capacité de codage additionnelle de 2 bits.

#### 4.2.2.3 Tag masqué par un diélectrique

Un cas d'application intéressant est celui où un objet marqué par un tag est placé à l'intérieur d'un emballage, par exemple une boîte en carton ou une enveloppe. Dans ce cas, il n'y a pas de ligne de vision directe entre le lecteur et le tag. L'obstacle atténue le signal ce qui peut mener à des erreurs de niveaux de détections. De manière similaire à la section précédente, une mesure relative peut être réalisée pour éviter ce type d'erreurs. Des mesures de tags masqués successivement par deux plaques de diélectriques différentes (dénnotées par les chiffres 1 et 2) d'épaisseur  $t_1 = 0.83\text{ mm}$  et  $t_2 = 0.68\text{ mm}$ , de permittivité  $\varepsilon_1 = 5.1$  and  $\varepsilon_2 = 2.7$  et de tangentes de pertes  $\delta_1 = 0.18$  and  $\delta_2 = 0.02$  ont été réalisées. La distance entre les tags et le lecteur est de 60 cm et les plaques diélectriques ont été appliquées directement sur le tag de manière à modifier également la permittivité effective de la ligne CPS. Les résultats de mesure des champs rétrodiffusés sont présentés figure 4.15. Un comportement similaire à celui d'un tag appliqué sur un diélectrique est



observé. La variation de permittivité liée à la présence du diélectrique au voisinage du tag induit un décalage fréquentiel de 450 MHz et 140 MHz pour les diélectriques 1 et 2 respectivement. Si la plaque de diélectrique ne touche pas directement le tag, on n’observe pas de décalage fréquentiel. Le facteur de qualité de la résonance est plus faible lorsque le tag est appliqué derrière le diélectrique 1 étant donné les pertes supérieures.

Une comparaison de la grandeur différentielle  $\Delta E_{34}$  pour le cas sans masque et lorsque les tags sont masqués par les diélectriques 1 et 2 est réalisée dans le Tableau 4.3. Comme pour la section précédente,  $\Delta E_{34}$  reste relativement constante lorsque le diélectrique présente peu de pertes. Lorsque la plaque diélectrique a des pertes plus importantes, on peut voir que  $\Delta E_{34}$  varie de manière similaire pour tous les pics. Un facteur de 0.5 apparaît pour le diélectrique 2 comparé au cas sans masque. La résolution de 3.5 dB qui a été déterminée dans la section précédente est suffisante au regard de la variation de  $\Delta E$  pour cette configuration. Comme dans la section précédente, le cas limite est atteint lorsque le RCS du tag est égal à celui de la plaque diélectrique.

#### 4.2.2.4 Mesure en environnement réel

Les tags ont été mesurés dans un environnement de bureau. La distance entre le tag et le lecteur a été diminuée à 20 cm étant donné le bruit plus important dans ce type d’environnement. Afin d’assurer une condition de champ lointain à cette distance, les antennes cornets utilisées en chambre anéchoïque ont été remplacées par des antennes Satimos QH2000 de tailles plus réduites. La mesure est réalisée avec une configuration bistatique. Ces antennes présentent un gain variant entre 3 dBi et 8 dBi dans la bande de fréquence d’intérêt (2 GHz – 5 GHz). Une photographie de la configuration de mesure est donnée figure 4.16-a.

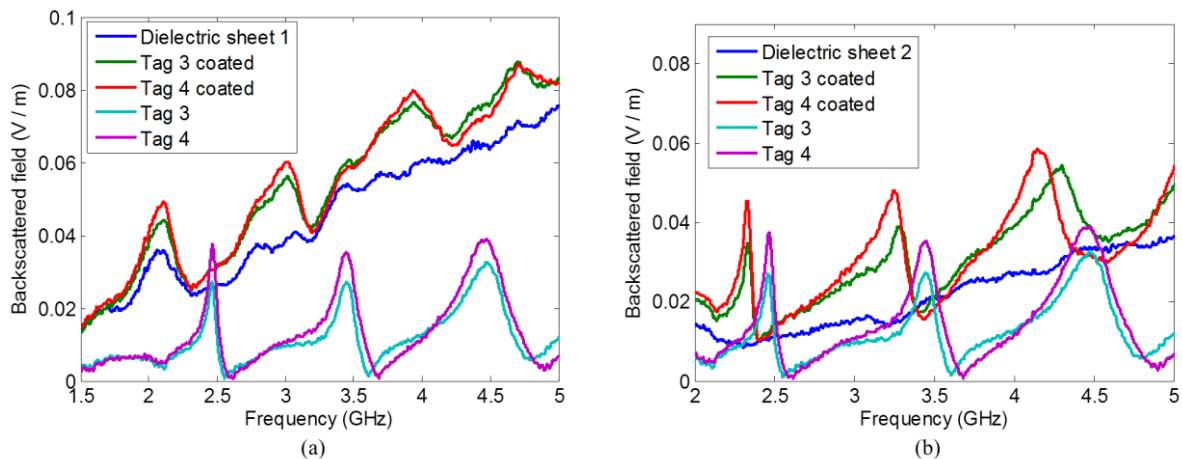
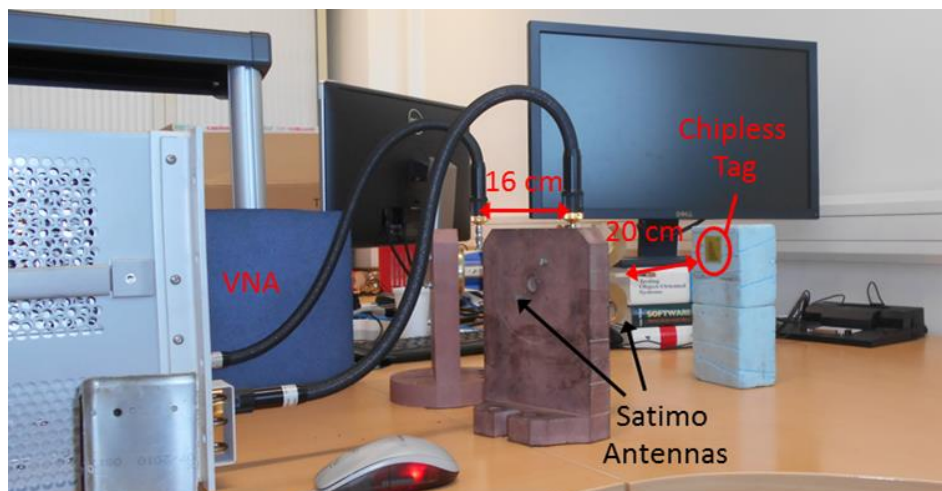
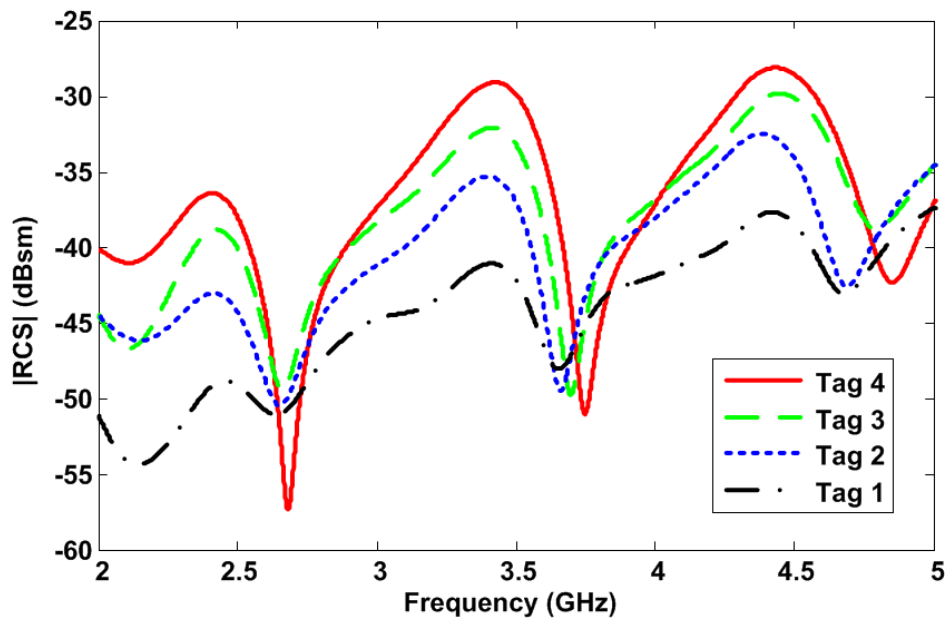


Figure 4.15. Mesure différentielle des tags 3 et 4 en chambre anéchoïque. (a) Champ réfléchi par les tags 3 et 4 masqués par une plaque de diélectrique d’épaisseur  $t_1 = 0.83$  mm, de permittivité  $\epsilon_1 = 5.1$ , de tangente de perte  $\delta_1 = 0.18$ . (b) Champ réfléchi par les tags 3 et 4 masqués par une plaque d’épaisseur  $t_2 = 0.68$  mm,  $\epsilon_2 = 2.7$  et  $\delta_1 = 0.02$ .

Les tags 1 à 4 ont été mesurés et leur réponse est présentée figure 4.16-b. Une fenêtre temporelle rectangulaire a été appliquée aux données mesurées pour limiter l'impact de la réflexion sur le mur visible figure 4.16-a (voir la section 3.5.2). Les niveaux d'amplitude des pics 2 et 3 sont similaires aux résultats obtenus en chambre anéchoïque (Fig. 4.15). Par exemple, en considérant le deuxième pic à 3.5 GHz du tag 4, une valeur de RCS de -28 dBsm est obtenue en environnement réel comparé à -28.5 dBsm en chambre anéchoïque. Pour l'ensemble des tags, le premier pic présente un niveau d'amplitude inférieur à celui de la mesure en chambre anéchoïque. Cette différence peut s'expliquer à la fois par la possible interférence du wifi à 2.4 GHz et par le gain plus faible des antennes à cette fréquence. Cependant, les distances entre les différents niveaux d'amplitudes restent similaires aux résultats obtenus en chambre anéchoïque (2.1 dBsm entre le premier pic des



(a)



(b)

Figure 4.16 (a) Configuration de mesure dans un environnement de bureau. La distance entre le tag et les antennes est de 20 cm. Des antennes Satimo QH2000 ont été. (b) Mesure du RCS en environnement réel.

tags 3 et 4 en environnement réel, comparé à 2.3 dBsm en chambre anéchoïque). La position fréquentielle des pics reste identique pour les deux configurations. La sélectivité des pics est moins importante que dans la chambre anéchoïque, ce qui peut s'expliquer par le niveau de bruit plus élevé. Les mesures réalisées en environnement réel donnent des résultats comparables à ceux obtenus en chambre anéchoïque. La principale différence étant la distance de lecture plus faible qui peut être atteinte. La résolution d'amplitude de 3.5 dB qui a été évaluée à partir des mesures réalisées en chambre anéchoïque est suffisante même dans le cas d'une application réelle puisqu'aucune dégradation critique du signal n'est observée.

### 4.2.3 Méthode de compensation

Pour une application pratique, il est nécessaire de déterminer l'identifiant lié à l'amplitude à partir d'un seul tag et non de deux comme décrit précédemment. Si l'objet est inconnu, l'augmentation du niveau d'amplitude du RCS lié à sa contribution peut être interprétée de manière erronée comme un identifiant différent de celui attendu. Un exemple de ce cas de figure est représenté Fig 4.17. Les tags 2 et 4 sont censés coder des informations différentes. S'ils sont appliqués sur les substrats 1 et 4 respectivement, nous voyons que l'amplitude du second pic est la même pour les deux configurations et il est donc impossible de récupérer correctement l'information des tags. De plus, un décalage des fréquences de résonance est observé. Une méthode de compensation a été proposée pour le codage en fréquence [23] afin de corriger le décalage mais sans prise en considération du niveau d'amplitude. Cette méthode peut être adaptée pour retrouver le code lié à l'amplitude, comme si la mesure avait été faite en espace libre (absence d'objet). La méthode s'applique à des objets ayant de faibles valeurs de RCS et pour lesquels un modèle de variation du RCS est disponible. C'est le cas par exemple de substrats diélectriques de faibles épaisseurs. Le cas limite correspond, comme précédemment évoqué, à des objets dont le RCS est égal à celui du tag.

Comme dans la section précédente, une mesure différentielle peut être réalisée. Mais cette fois, l'élément de calibration doit être inclus directement dans le tag sous la forme d'un résonateur supplémentaire de référence. Le niveau d'amplitude du diffuseur de référence est supposé connu en l'absence de l'objet. Lorsque le tag est appliqué sur un objet inconnu, la variation de l'amplitude du diffuseur de référence peut être utilisée à la manière d'un capteur pour mesurer la contribution de l'objet. Le diffuseur de référence doit être placé suffisamment éloigné des autres diffuseurs pour éviter les couplages comme illustré figure 4.18. Autrement, un identifiant différent pourrait introduire une valeur d'amplitude parasite pour la référence et donner des résultats faussés. Cette contrainte n'est pas gênante dans la mesure où, dans un tag, l'amplitude de chacun des diffuseurs doit pouvoir être réglée indépendamment pour coder une information.

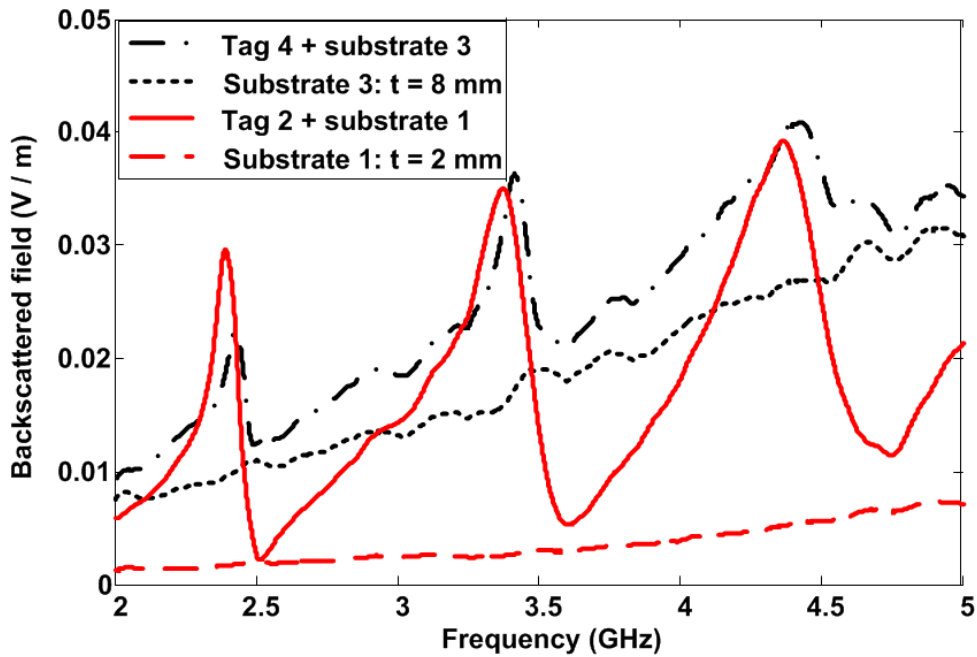


Figure 4.17. Erreur de détection du niveau d'amplitude en raison de la contribution inconnue de l'objet. Le niveau d'amplitude du second pic est similaire pour les tags 2 et 4 alors qu'ils ne codent pas la même donnée.

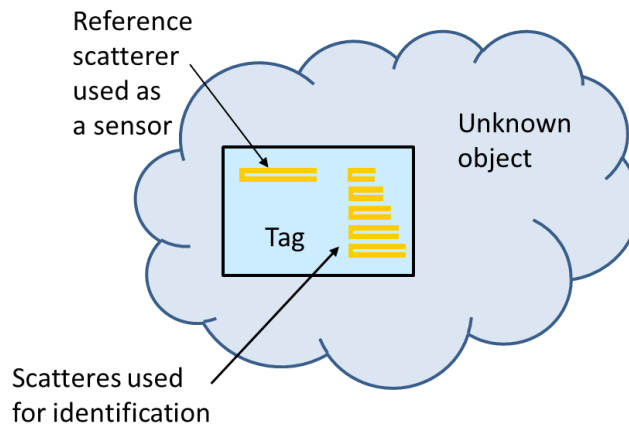


Figure 4.18. Principe de compensation basé sur l'utilisation d'un résonateur de référence. Le résonateur additionnel a un niveau de RCS connu en absence d'objet. Il est utilisé pour mesurer et, par la suite, s'affranchir de la contribution de l'objet.

Comme le diffuseur de référence est un résonateur, il fournit une information uniquement à sa fréquence de résonance mais pas sur la totalité de la bande de fréquence d'intérêt. Un modèle d'évolution du RCS de l'objet doit donc être établi pour retrouver l'information sur la bande entière et améliorer ainsi la fiabilité de la méthode. Si l'objet peut être assimilé à une plaque diélectrique de faible épaisseur, une formule approchée basée sur l'optique physique a été obtenue dans [26] avec une très bonne précision :

$$\sqrt{\sigma_s} = \pi\sqrt{4\pi} \frac{t \cdot (\epsilon_r - 1) \cdot S}{c^2} f^2 \quad (4.14)$$

où  $t$  est l'épaisseur du substrat,  $\epsilon_r$  la permittivité relative du substrat et  $S$  la surface de la plaque.

Nous considérons que le niveau d'amplitude et la fréquence de résonance du diffuseur de référence  $\vec{E}_r(f_0)$  sont connus en l'absence d'objet. Lorsqu'un objet est présent, la valeur mesurée  $\vec{E}_m(f_0)$  est modifiée :

$$\vec{E}_m(f_0) = \vec{E}_r(f_0) + \vec{E}_o(f_0). \quad (4.15)$$

Si l'objet est assimilé à un diélectrique de faible épaisseur, l'équation (4.18) permet d'écrire :

$$|\vec{E}_m(f_0) - \vec{E}_r(f_0)| = |\vec{E}_o(f_0)| = A\pi\sqrt{4\pi} \frac{t(\varepsilon - 1)S}{c^2} f_0^2 \quad (4.16)$$

où A est une constante qui dépend de la configuration de mesure et qui prend en compte l'atténuation liée à la propagation en espace libre. La réponse de l'objet pour la bande de fréquence entière peut alors être déduite de (4.14) et (4.16) :

$$\vec{E}_o(f) = [\vec{E}_m(f_0) - \vec{E}_r(f_0)] \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \quad (4.17)$$

Une fois que la réponse du substrat est reconstruite sur toute la bande, il est possible d'extraire la réponse du tag à partir de (4.15).

La méthode de compensation a été validée en mesure. Le tag 2 a été mesuré pour trois configurations : en absence d'objet, appliqué sur le substrat 1 et appliqué sur le substrat 3 (figure 4.19). Comme attendu, le tag présente des niveaux d'amplitude qui sont fonction du substrat. On observe un décalage fréquentiel d'environ 100 MHz qui est lié à l'interaction entre le substrat et le tag. Les signatures électromagnétiques des substrats sur la bande de fréquence complète sont calculées en utilisant (4.17). Ils sont comparés avec les mesures des deux substrats figure 4.19. On observe une bonne concordance entre la mesure reconstruite et la mesure directe.

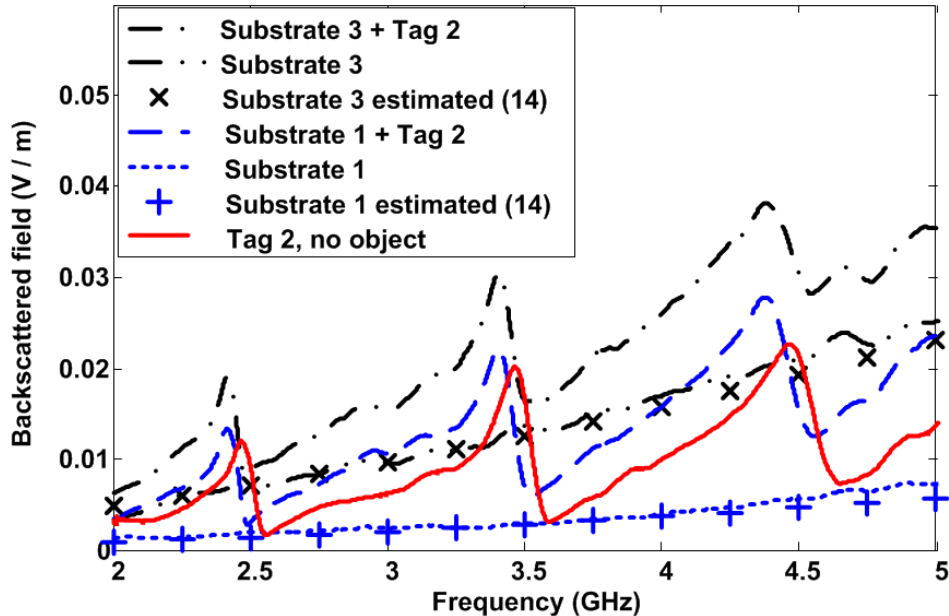


Figure 4.19. Evaluation de la signature d'un substrat inconnu (diélectrique de faible épaisseur) à partir de la mesure d'un tag de référence, et calculée d'après (4.17). Le premier pic de la configuration « en absence d'objet » est considéré comme la valeur de référence.

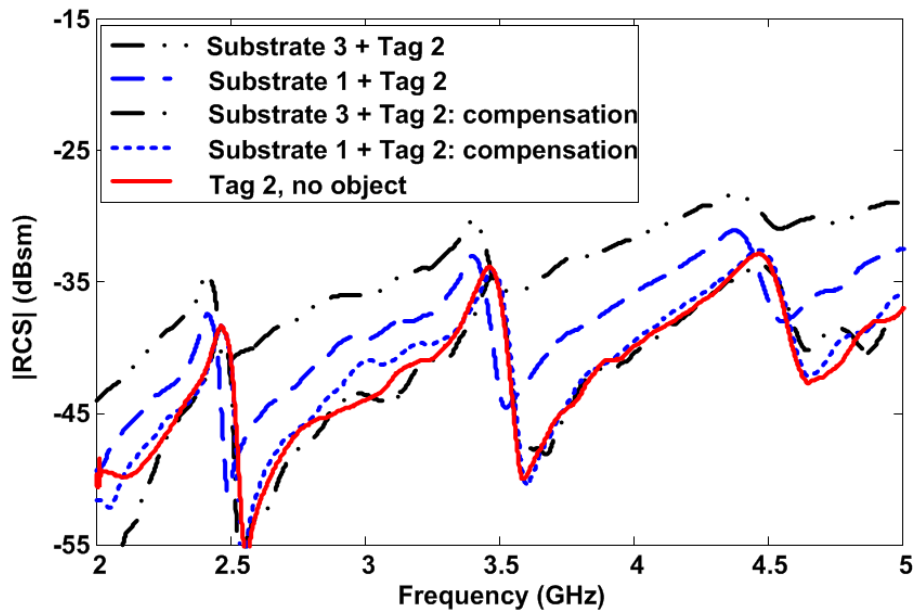


Figure 4.20. Comparaison de la signature du tag 2 obtenue par la méthode de compensation ou par mesure en absence d'objet.

Après l'évaluation de la réponse du substrat, la réponse du tag peut être retrouvée par soustraction des champs. Une compensation fréquentielle additionnelle est réalisée comme dans [5] pour obtenir la position fréquentielle correcte des pics. Les signatures compensées sont représentées figure 4.20 et sont en bon accord avec la mesure en absence d'objet. Une déviation maximale de 1.6 dB est observée pour le troisième pic du substrat n° 3.

### Conclusion partielle sur les tags sans plan de masse

Une première méthode pour coder de l'information au niveau de l'amplitude du RCS a été réalisée avec succès. Cette étude, bien que non optimale d'un point de vue capacité de codage, a permis d'identifier les difficultés tant théoriques et pratiques liées au codage en amplitude. Quatre tags ayant des niveaux d'amplitude différents ont été réalisés et mesurés. En utilisant le couplage entre les diffuseurs unitaires, une plage d'amplitude totale de 15.2 dB a été obtenue. Les tags conçus ont permis d'évaluer la résolution d'amplitude nécessaire pour différencier les différents niveaux d'amplitude en mesure pour un tag sans plan de masse. La résolution d'amplitude a été estimée à 3.5 dB pour notre étude. Le problème de la présence d'un objet inconnu a été abordé et une technique de compensation a été proposée dans le cas d'un objet diélectrique de faible épaisseur. Cette méthode de compensation a été validée par des mesures.

L'étude précédente a permis d'illustrer un certain nombre de problèmes classiques de la RFID sans puce. En l'absence de plan de masse, on voit clairement que la signature du tag dépend fortement de l'objet sur lequel il est appliqué, ce qui n'est évidemment pas souhaitable d'un point de vue applicatif à part dans le cas où les tags sont utilisés comme des capteurs. Un deuxième aspect qui est problématique d'un point de vue applicatif est la nécessité de recourir à une étape de calibration de l'environnement, sans quoi la reconnaissance des identifiants est généralement impossible.

### 4.3 Tag avec plan de masse

L'utilisation d'un plan de masse permet d'isoler le tag de l'objet sur lequel il est appliqué. Il en résulte une interaction tag – objet quasiment négligeable et on peut adopter un modèle d'indépendance totale entre la réponse du tag et celle de l'objet. Cela élimine donc un facteur environnemental important lors de la mesure. Un deuxième avantage qu'il y a à utiliser un plan de masse est que la structure du tag se rapproche alors de lignes ou d'antennes microstrip qui ont fait l'objet de nombreuses études et sont donc bien documentées dans la littérature. Les tags basés sur des structures de type microstrip peuvent avoir des coefficients de qualité plus élevés et par suite des niveaux de RCS plus importants que les tags sans plan de masse.

Les tags RFID sans puce présentent en général des niveaux de RCS comparables, parfois plus faibles que les objets qui les environnent. Dans le cas général, une calibration préalable de l'environnement est nécessaire. Cependant une méthode prometteuse pour dissocier la réponse du tag des objets qui l'environnent a été proposée dans [27] et présentée dans le chapitre précédent. Elle consiste à utiliser des tags dépolarisants en combinaison avec une lecture en cross polarisation comme cela a été illustré au chapitre précédent. Cette méthode permet une lecture robuste et une calibration simplifiée même dans le cas d'un tag appliqué sur un objet métallique.

Cette section propose une implémentation du codage en amplitude à partir des tags proposés dans [27] et qui intègrent donc les avantages présentés ci-dessus.

#### 4.3.1 Conception du tag

Le diffuseur utilisé pour le codage est représenté figure 4.21-a. Il est composé de  $n$  dipôles microstrips couplés, de longueur  $L$  et de largeur  $W$  et séparés par un gap  $g$ . Les bandes métalliques sont positionnées à la surface d'un substrat avec plan de masse. La fréquence de résonance des dipôles microstrips couplés est principalement réglée par la longueur des bandes  $L$ . En première approximation, on peut considérer les dipôles couplés comme des résonateurs demi-onde (comme pour un dipôle isolé). Par souci de simplicité, les polarisations des antennes d'émission et de réception sont alignées suivant l'axe horizontal et l'axe vertical respectivement. L'angle entre l'axe vertical et l'axe des dipôles est indiqué par le paramètre  $\theta$ . Les dipôles sont initialement orientés à  $\theta = 45^\circ$  pour optimiser la réponse en cross polarisation. Une étude pour différentes valeurs d'angle  $\theta$  sera présentée par la suite. Le RCS obtenu par simulation électromagnétique est représenté figure 4.21-c en copolarisation et en crosspolarisation. Le RCS en copolarisation présente une réponse d'amplitude élevée sur une large bande avec la présence de creux qui sont causés par l'interférence destructive entre le champ réfléchi par le plan de masse et le résonateur. Le RCS en copolarisation est donc dominé par la réponse du plan de masse ou par celle des objets environnants. En environnement réel, cela conduit à une détection délicate si aucune calibration préalable n'est réalisée. A l'opposé, en crosspolarisation, la résonance possède un niveau d'amplitude bien supérieur à celui du plan de masse et s'observe facilement. Pour ces raisons, nous nous concentrerons principalement sur la réponse du tag en crosspolarisation.

Le diffuseur élémentaire de type dipôles couplés est comparé à un patch microstrip rectangulaire utilisé comme diffuseur (figure 4.21-b). Le patch est une structure bien connue et il existe dans la littérature de nombreuses études théoriques qui peuvent s'avérer très utiles pour la conception. Les dimensions latérales des deux structures sont choisies égales de sorte qu'elles couvrent la même surface.

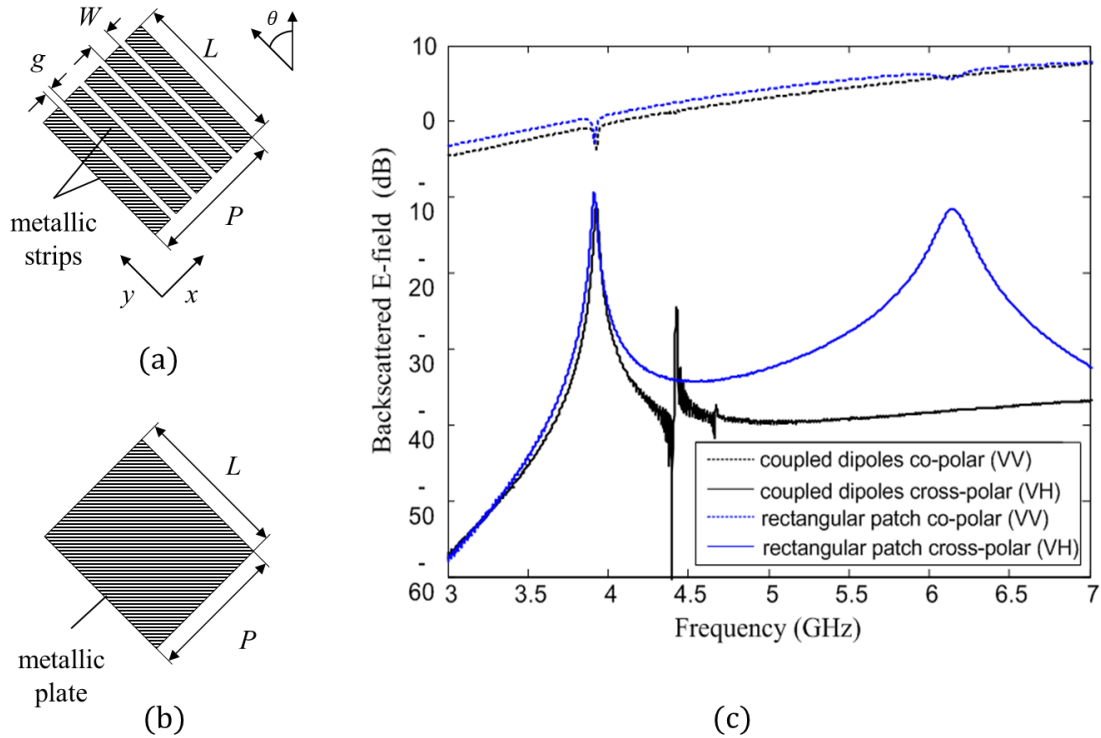


Figure 4.21 Géométrie et signature du diffuseur élémentaire utilisé pour le codage. (a) Paramètres géométriques du résonateur à base de dipôles microstrips couplés. Le système de coordonnées local  $xy$  est attaché au résonateur. (b) Patch rectangulaire utilisé comme diffuseur. (c) Comparaison entre les signatures des dipôles couplés et du patch rectangulaire en copolarisation et crosspolarisation.

Les dipôles couplés et le patch rectangulaire résonnent tous deux à 3.8 GHz. Ce pic est lié au chemin de courant suivant la direction  $y$  (voir figure 4.21-a). Le niveau d'amplitude et le facteur de qualité de la résonance sont quasiment identiques pour les deux configurations. Une seconde résonance liée au chemin de courant suivant la direction  $x$  apparaît dans le cas du patch rectangulaire. Cette résonance est supprimée dans le cas des dipôles couplés car les gaps qui les séparent empêchent le courant de se propager suivant la direction  $x$ . Une antirésonance parasite d'amplitude plus faible est cependant toujours observée à cause des courants résiduels dans cette direction.

Pour une mesure de RCS en crosspolarisation, la fréquence de résonance fondamentale d'un résonateur à base de dipôles couplés est similaire à celle d'un patch de même dimension. De nombreuses formules d'aide à la conception sont disponibles dans la littérature pour le dimensionnement d'une antenne patch, ce qui peut être utilisé de manière avantageuse pour la première étape de la conception. Les outils de simulation électromagnétiques sont utilisés dans un second temps pour parfaire le design.

#### 4.3.1.1 Modèle paramétrique

Le résonateur à base de dipôles microstrips fortement couplés est identifié par ses paramètres géométriques qui sont les paramètres d'entrée du modèle :

$$X = (L, g, W, n, \theta). \quad (4.18)$$



La réponse peut être décrite à l'aide de paramètres caractéristiques d'une résonance qui sont considérés comme les sorties du modèle :

$$Y = (f_0, A, Q) \quad (4.19)$$

où  $f_0$  est la fréquence de résonance,  $A$  est l'amplitude du sommet du pic et  $Q$  est le coefficient de qualité associé à la résonance. La réponse fréquentielle du résonateur au voisinage de la fréquence de résonance se comporte comme un résonateur du second ordre qui aurait la fonction de transfert :

$$S_{vh} = \frac{A}{1 + jQ \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \quad (4.20)$$

Pour un jeu de paramètres géométriques donné  $X$ , la composante  $S_{vh}$  est obtenue par simulation électromagnétique. Le résultat de simulation est ensuite fitté avec la fonction de transfert (4.20) pour identifier les paramètres correspondant à la sortie  $Y$  du modèle. Un exemple d'identification paramétrique est présenté figure 4.22 pour un résonateur de dimensions  $L = 20 \text{ mm}$ ,  $g = 0.5 \text{ mm}$ ,  $W = 2 \text{ mm}$ ,  $n = 5$  et  $\theta = 45^\circ$ , avec un substrat d'épaisseur  $t = 0.8 \text{ mm}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 3.55$ . La réponse est alors caractérisée par :  $f_0 = 3.95 \text{ GHz}$ ,  $A = 0.28 \text{ V/m}$ , et  $Q = 120$ . Cette approche fournit un moyen rapide pour évaluer les caractéristiques de résonance d'un résonateur unitaire en fonction de ses dimensions géométriques. Par exemple, la caractéristique de la fréquence de résonance en fonction de la longueur des dipôles est illustré figure 4.23, les autres dimensions étant les mêmes que précédemment. Le résonateur se comporte comme un résonateur demi-onde :

$$f_0 = \frac{c}{2(L + 2\Delta L) \cdot \sqrt{\epsilon_e}} \quad (4.21)$$

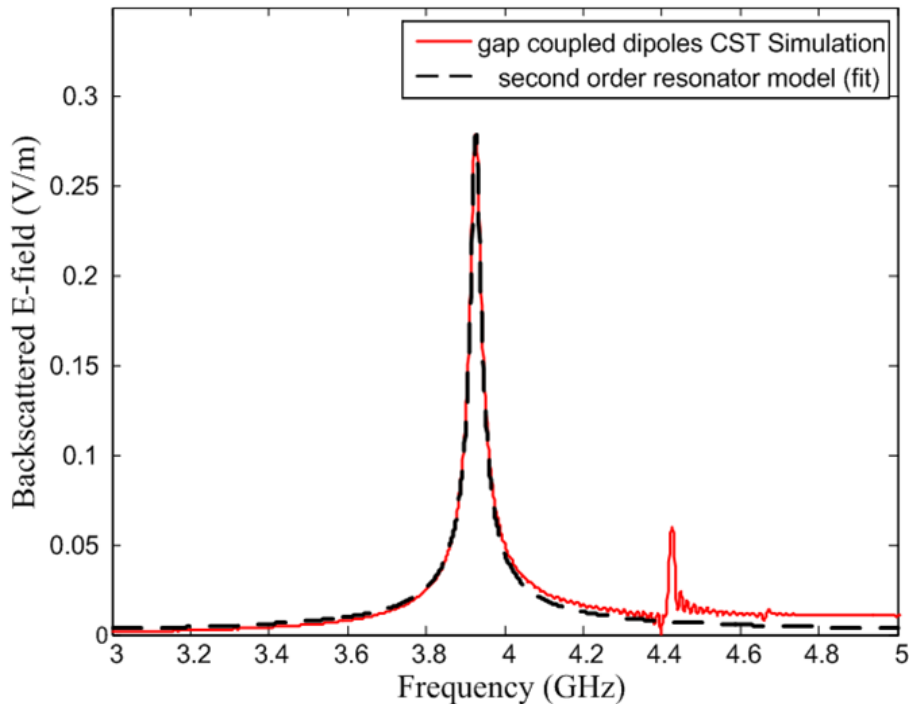


Figure 4.22 Comparaison entre la réponse d'un diffuseur de type dipôles couplés et un résonateur du second ordre dont les paramètres ont été obtenus par un ajustement moindre carré à partir de l'expression (4.24).

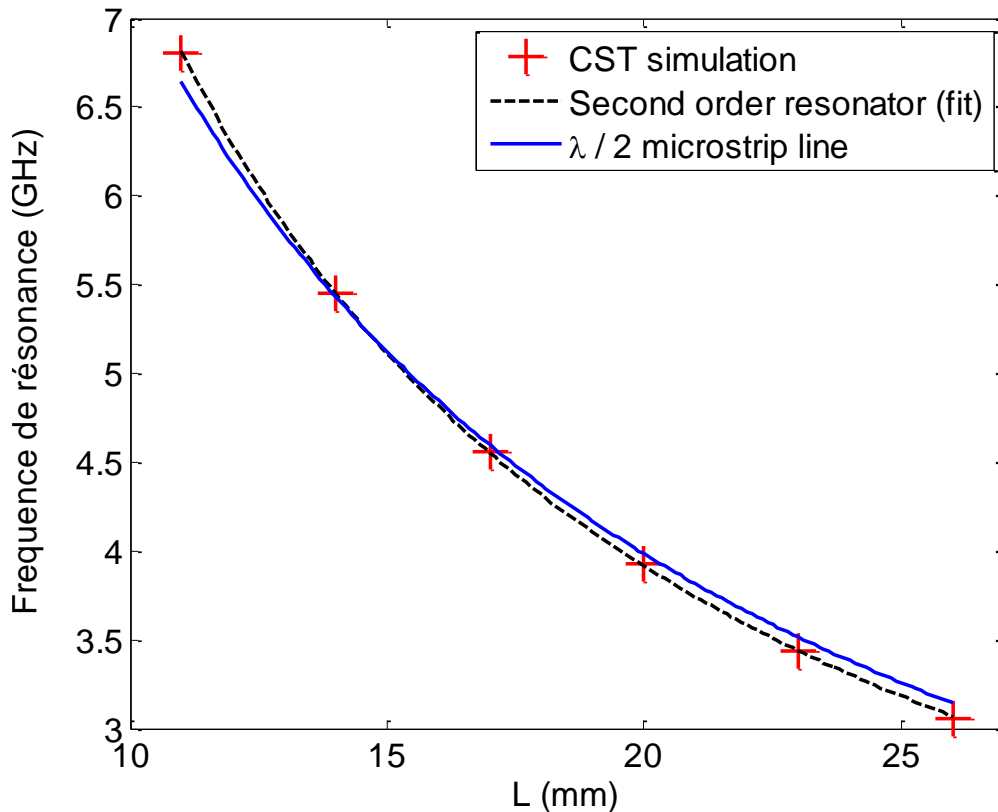


Figure 4.23 Fréquence de résonance en fonction de la longueur des strips. Comparaison entre les fréquences de résonance obtenues par simulation *full wave* CST, par fitting ou à partir du modèle d'une ligne microstrip demi onde (4.21).

où  $\varepsilon_e$  est calculé comme pour une ligne microstrip et  $\Delta L$  est une longueur de ligne supplémentaire qui prend en compte les effet de bord et qui peut être calculée comme pour un patch rectangulaire [24] ou par simulation pour prendre également en compte l'effet du couplage entre les dipôles. Dans le cas présent, on obtient une longueur supplémentaire  $\Delta L = 2.5 \text{ mm}$  à partir d'une unique simulation ( $L = 15 \text{ mm}$ ). En pratique,  $\Delta L$  dépend de la fréquence ce qui explique la différence entre le modèle et les résultats de simulation présentés figure 4.23.

#### 4.3.1.2 Contrôle de l'amplitude

Plusieurs approches peuvent être envisagées pour contrôler l'amplitude de la signature d'un tag. Une première possibilité est de modifier la géométrie du tag en faisant varier la valeur des différents paramètres. Une seconde approche consiste à dupliquer le même résonateur plusieurs fois pour renforcer la réponse à une fréquence donnée. Une troisième option consiste à exploiter la différence de polarisation entre le tag et les antennes. Dans la section suivante, ces trois méthodes possibles seront évaluées et comparées suivant des critères tels que la plage totale d'amplitude obtenue, le décalage fréquentiel induit, la sélectivité de chacun des résonateurs, la densité spatiale de codage ou encore la facilité d'implémentation de la méthode.

##### 4.3.1.2.1 Modification de la géométrie

Une étude de sensibilité a été conduite pour déterminer les paramètres géométriques qui ont la plus importante influence sur l'amplitude de la signature. Le résonateur de référence correspond au jeu de paramètres :  $n = 5$ ,  $L = 21.8 \text{ mm}$ ,  $W = 2 \text{ mm}$ ,  $g = 0.5 \text{ mm}$ . Dans le cas où la valeur des paramètres n'est pas précisée, les dimensions sont celles du cas de référence. Les résultats des simulations *full wave* montrent que le paramètre ayant l'influence la plus importante sur la signature est  $L$ . Le niveau d'amplitude du sommet du pic en fonction de  $L$  est représenté pour différentes valeurs de  $n$  sur la figure 4.24. Les différentes courbes sont toutes croissantes lorsque  $L$  augmente et possèdent un point d'inflexion pour  $L = 18 \text{ mm}$ . Pour le cas  $n = 5$  et  $L$  variant entre 10 et 26 mm, une augmentation de  $0.15 \text{ V/m}$  (7.2 dB) est obtenue. Une variation de  $n$  induit un décalage de l'amplitude de la courbe mais sans modification notable de la forme générale ou de la dynamique.

Cependant, la longueur des strips  $L$  est aussi le paramètre clef pour déterminer la fréquence de résonance de la cellule élémentaire comme l'illustre la figure 4.23. La plage de variation de  $L$  correspond à un décalage de  $f_0$  de 3 GHz à 7.5 GHz. Par conséquent, il n'est pas possible d'utiliser simplement  $L$  pour ajuster la hauteur des pics indépendamment de la fréquence puisque l'indépendance entre la fréquence de résonance et l'amplitude du pic est une condition nécessaire pour mettre en place un codage hybride performant.

D'autres paramètres tels que  $n$  et  $W$  contribuent de manière substantielle à l'évaluation du niveau d'amplitude mais avec des dynamiques moins larges. Comme représenté figure 4.24, pour une valeur de  $L$  donnée ( $L = 20 \text{ mm}$  par exemple), l'addition d'une bande métallique supplémentaire (de 5 à 6 bandes par exemple) augmente le niveau d'amplitude du pic d'environ  $0.016 \text{ V/m}$  ( $\approx 1 \text{ dB}$ ). Cette variation s'accompagne également d'un décalage fréquentiel, qui est ici

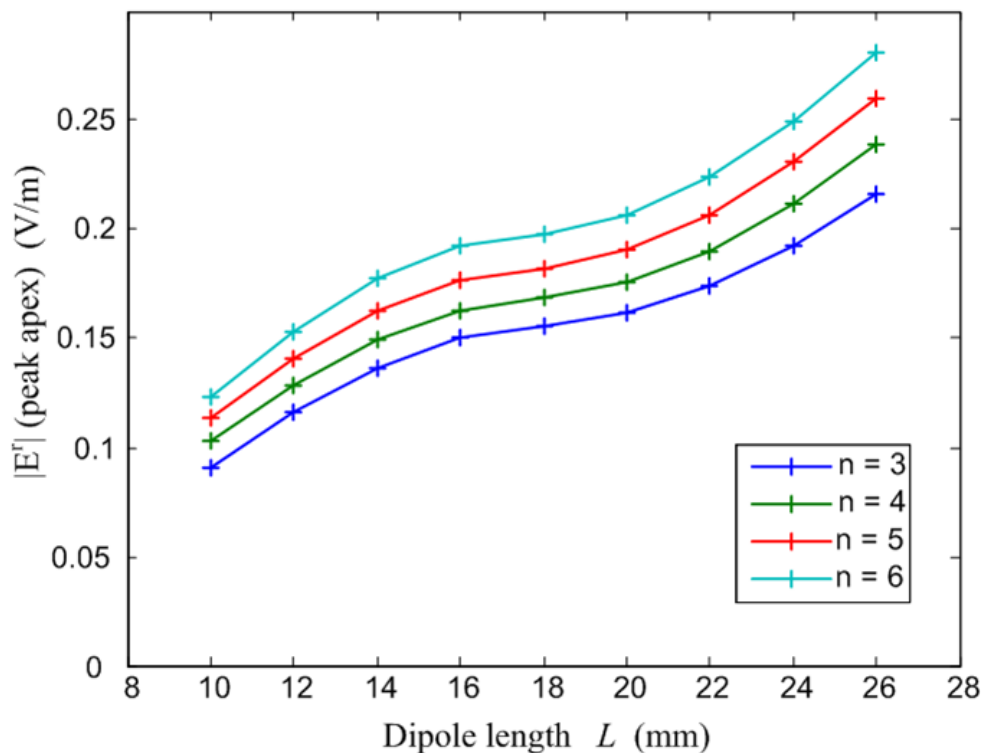


Figure 4.24 Amplitude  $A$  du pic obtenu par simulation (CST) en fonction de la longueur  $L$  des bandes métalliques pour des nombre de dipôles  $n$  différents.

approximativement de 50 MHz. Ces deux effets deviennent moins importants pour des valeurs de  $n$  élevés (0.10 V/m et -20 MHz lorsqu'on passe de 6 à 7 bandes métalliques). La déviation fréquentielle doit être compensée en ajustant la valeur de  $L$ , ce qui a un impact sur le niveau d'amplitude. La précision fréquentielle requise par le codage en position de fréquence limite donc la plage de variation obtenue de cette manière.

Le niveau d'amplitude du sommet des pics en fonction de  $W$  est représenté pour différentes valeurs de  $n$  figure 4.25. Pour  $n$  variant de 2 à 5, les courbes peuvent être considérées linéaires. Une augmentation maximum de 0.047 V/m (2 dB) est obtenue pour  $n = 5$ . Une déviation fréquentielle de 145 MHz est observée.

Des simulations similaires ont été effectuées pour analyser l'impact du paramètre  $g$ . Pour  $g$  variant entre 0.3 et 0.7 mm, une variation de l'amplitude de 0.01 V/m (0.4 dB) avec une déviation

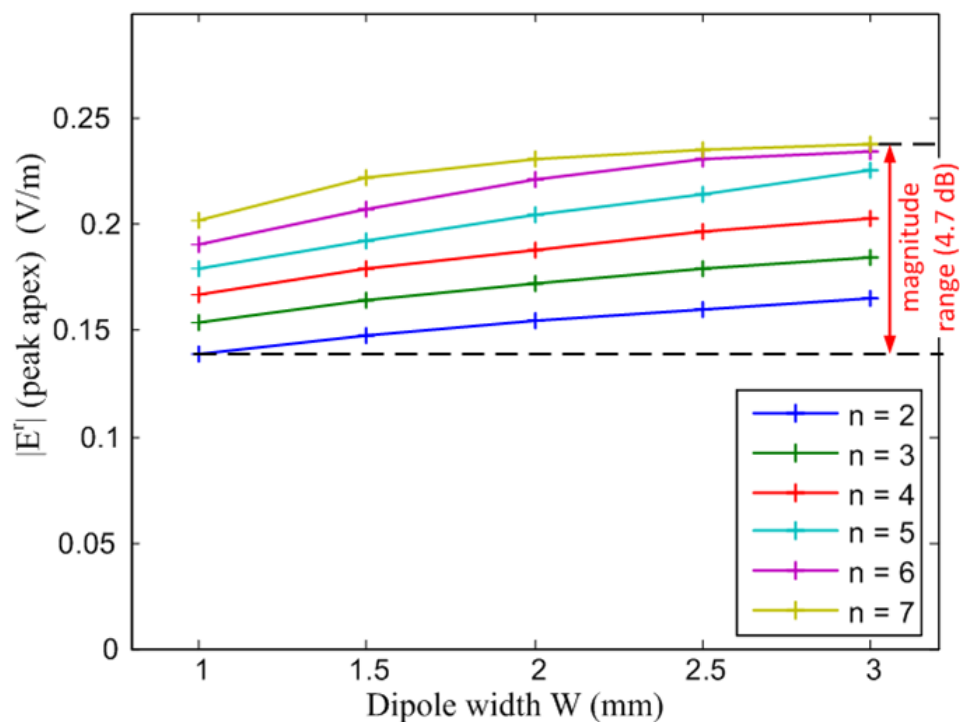


Figure 4.25 Amplitude  $A$  du pic obtenu par simulation (CST) en fonction de la largeur  $W$  des bandes métalliques pour différent nombres de dipôles  $n$ .

TABLEAU 4.4  
ETUDE DE SENSIBILITÉ

	Plage de variation	$\Delta E^r $ ( $V \cdot m^{-1}$ )	$\Delta f_0$	Remarque
$L$	10 – 26 mm	0.113 – 0.260 (7.2 dB)	4.5 GHz	paramètre très sensible, utilisé pour le codage en fréquence
$n$	2 – 7	0.155 – 0.231 (3.5 dB)	240 MHz	paramètre sensible
$W$	1 – 3 mm	0.179 – 0.226 (2 dB)	145 MHz	paramètre sensible
$g$	0.3 – 0.7 mm	0.199 – 0.208 (0.4 dB)	12 MHz	paramètre peu sensible

fréquentielle de seulement 12 MHz a été observée. Le paramètre  $g$  est peu sensible.

Une synthèse des résultats obtenus à partir de l'étude de sensibilité est donnée dans le tableau 4.4. Le paramètre  $L$ , bien que très sensible, est le paramètre utilisé pour régler la fréquence de résonance et ne peut donc pas être utilisé pour régler l'amplitude. La plage d'amplitude totale atteignable à partir de ces méthodes peut être évaluée à partir des variations simultanées de  $n$  et  $W$ . Comme indiqué sur la figure 4.25 (les limites d'amplitudes sont indiquées par des lignes en pointillés) une plage de  $0.139 \text{ V/m}$  à  $0.238 \text{ V/m}$  (4.7 dB) est obtenue avec cette méthode. Le décalage fréquentiel associé est de 380 MHz. La largeur totale de la structure ( $P$  sur la figure 4.21-a) pour le cas  $n = 7$  et  $W = 3$  est égal à 24 mm, ce qui correspond à deux fois la valeur du cas de référence. Il est intéressant de noter que cette approche exige un grand nombre de simulations électromagnétiques et est difficilement transposable à d'autres types de diffuseurs pour des tags sans puce.

#### 4.3.1.2.2 Addition de résonateurs identiques

Le principe de base de cette méthode est d'inclure plusieurs fois le même résonateur au sein du tag pour augmenter l'intensité de la réponse à une fréquence donnée. On note  $m$  le nombre de résonateurs identiques qui sont inclus au sein du tag. Les résonateurs sont séparés d'une distance  $d = 40 \text{ mm}$  centre à centre et positionnés en carré comme illustré figure 4.26. Les résonateurs sont ajoutés de manière itérative pour  $m$  variant de 1 à 4. La structure totale peut être vue comme un réseau d'éléments très rapprochés. Pour un tag illuminé par une onde plane sous incidence normale, tous les résonateurs répondent en phase car ils sont positionnés symétriquement par rapport au centre du tag. Si on suppose qu'il n'existe pas d'effet de couplage entre les résonateurs, le champ rétrodiffusé est proportionnelle au nombre de résonateurs. La signature obtenue par simulation (CST microwave Studio) pour ces configurations est représentée figure 4.26.

L'amplitude et le coefficient de qualité en fonction du nombre de résonateurs sont représentés figure 4.27. L'amplitude du pic varie de façon linéaire de  $0.3 \text{ V/m}$  à  $0.6 \text{ V/m}$  (6 dB) avec  $m$ . Un décalage fréquentiel de 10 MHz est aussi observé. La région de résonance est définie de manière arbitraire comme la bande de fréquence qui s'étend de 3.55GHz à 3.65GHz (lignes pointillées noirs sur la figure 4.26). En dehors de la région de résonance, la diffusion peut être assimilée à une réflexion optique. On peut ainsi considérer que les diffuseurs ne sont pas couplés pour ces fréquences. L'amplitude de la réponse est donc proportionnelle au nombre de résonateurs (par exemple à 3.55 GHz, les niveaux d'amplitude sont 0.044, 0.090, 0.137, 0.190 V/m pour  $m = 1$  à 4 respectivement). Dans la région de résonance, et en particulier pour le sommet du pic, la proportionnalité n'est plus observée (0.3, 0.43, 0.51 et 0.60 V/m, à la fréquence de résonance pour  $m = 1$  à 4, voir figure 4.26).

Par analogie avec le comportement des réseaux d'antennes faiblement espacées, ce phénomène peut s'expliquer par les couplages importants qui existent entre les résonateurs dans cette région. Le comportement différent des résonateurs entre ces deux régions est directement responsable de la diminution apparente du coefficient de qualité (180 à 96 pour  $m = 1$  à 4) qui peut être observé figure 4.27.

Les couplages entre deux résonateurs identiques ont été examinés à partir d'une série de simulations électromagnétiques. Deux configurations différentes représentées schématiquement figure 4.28-a,b ont été considérées. L'évolution de l'amplitude du pic en fonction de la distance entre les centres des résonateurs a été tracée figure 4.28-c pour ces deux configurations. Pour la première

configuration, la distance  $d_1$  semble avoir peu d'effet sur le champ réfléchi total. Pour la plage de variation considérée, la valeur moyenne de l'amplitude est de 0.43 V/m avec une variabilité d'à peu près 0.01 V/m autour de la valeur moyenne. Pour réaliser un design compact, on peut donc positionner les résonateurs proches les uns des autres dans cette direction sans attendre de variations significatives du niveau d'amplitude en fonction de l'espacement. L'amplitude du champ rétrodiffusé total est beaucoup plus sensible pour la seconde configuration. Une variation de 0.59 à 0.57 V/m (1.1 dB) est observée pour  $d_2$  variant de 25 mm à 40 mm. A 40 mm, la valeur obtenue est approximativement égale à deux fois celle d'un résonateur unitaire (0.3 V/m). En ajustant l'espacement entre les résonateurs, une variation continue de l'amplitude peut être obtenue, ce qui permet un design plus flexible.

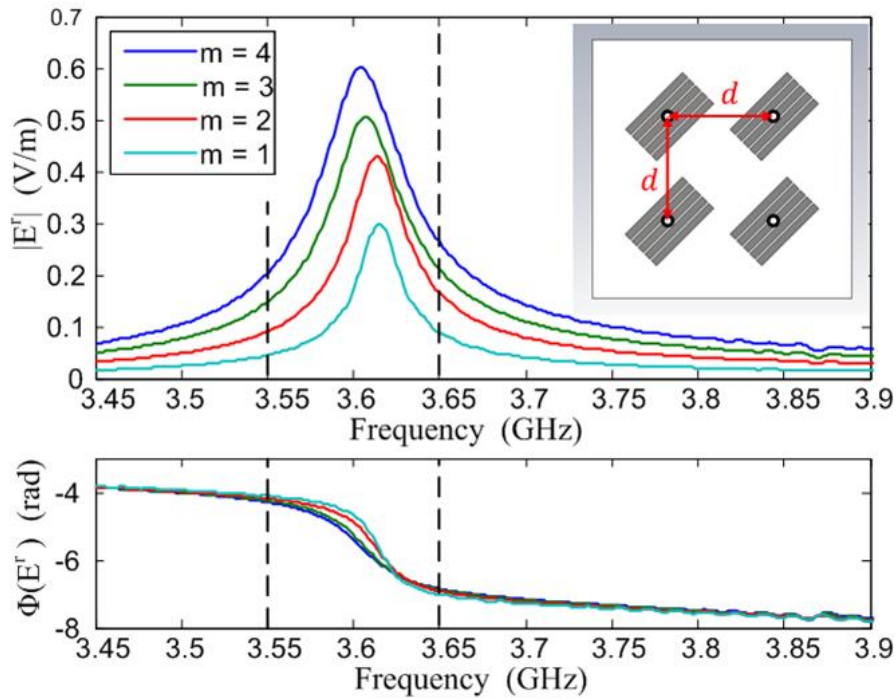


Figure 4.26 Amplitude et phase du champ rétrodiffusé simulé pour plusieurs résonateurs identiques.

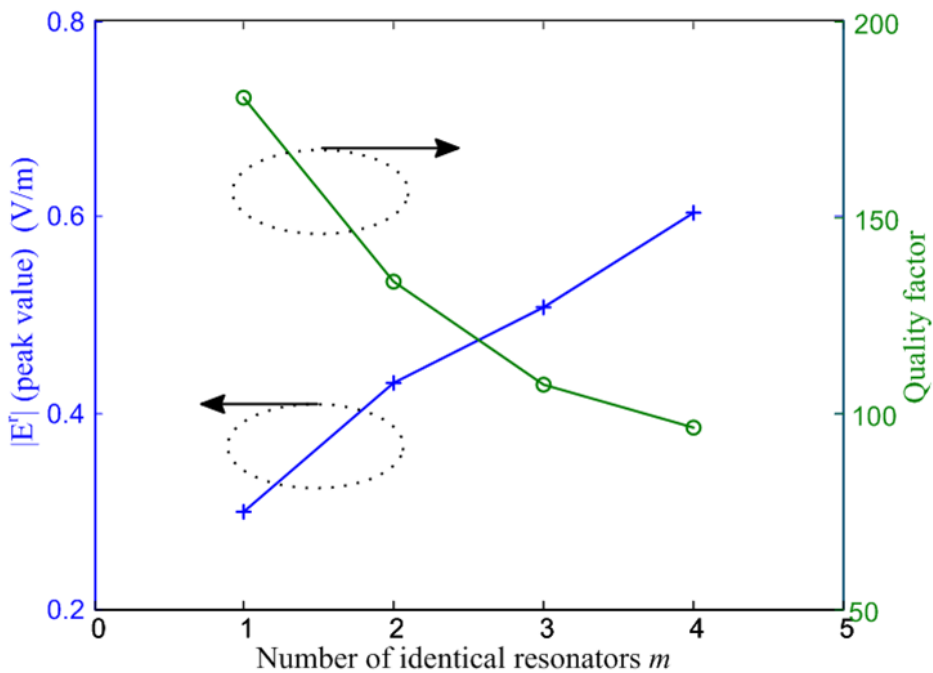


Figure 4.27 Variation de l'amplitude et du facteur de qualité en fonction du nombre de résonateur<sup>s</sup> identiques  $m$ .

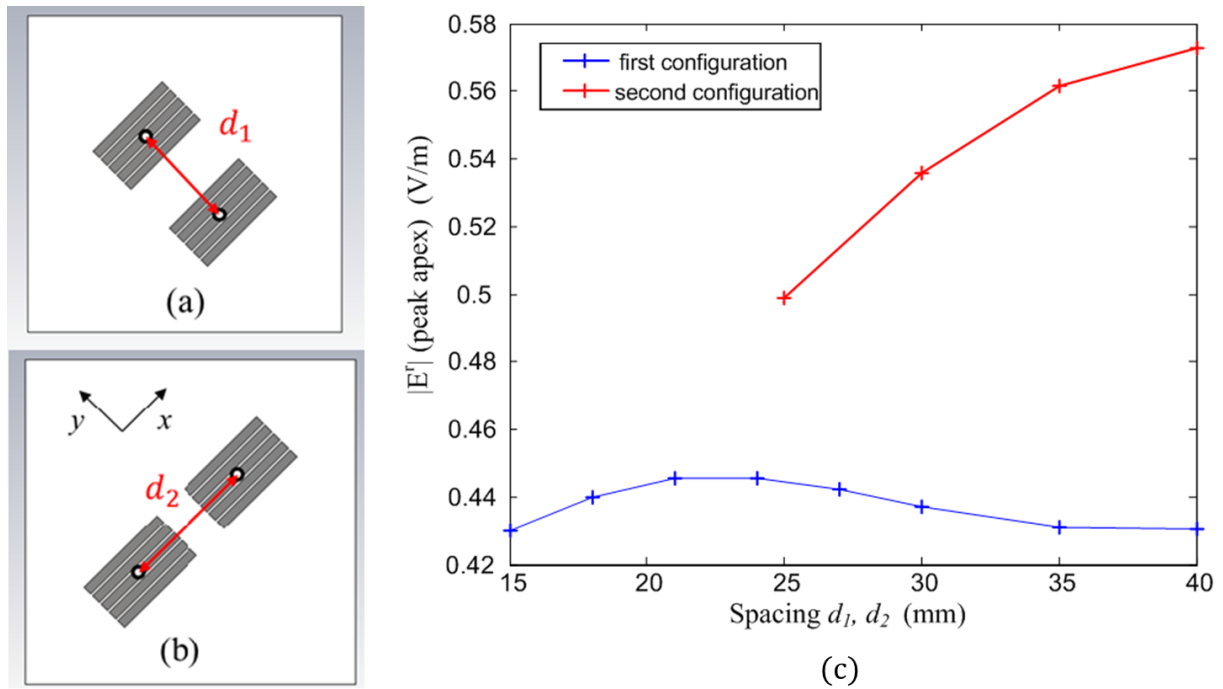


Figure 4.28 Etude des couplages entre deux résonateurs identiques. (a) Première configuration, les résonateurs sont alignés suivant l'axe  $y$  (longueur des strips en regard). (b) Seconde configuration, les résonateurs sont alignés suivant l'axe  $x$  (extrémités des strips en regard). (c) Amplitude du pic de résonance en fonction de l'espacement pour deux résonateurs identiques.

L'approche par addition de résonateurs identiques permet réellement d'augmenter l'intensité du champ réfléchi par rapport au cas d'un résonateur unique. Pour les autres méthodes, le contrôle de l'amplitude a généralement pour conséquence de faire baisser qui ont tendance à faire baisser l'intensité de la réponse par rapport à celle d'un résonateur unique optimisé. La méthode peut facilement être appliquée à d'autres types de résonateurs mais les performances obtenues sont difficilement généralisables étant donné les effets du couplage qui dépendent fortement de la géométrie de la cellule unitaire. Un inconvénient direct est que la surface occupée par le tag est plus importante. Pour un espacement donné, si on considère quatre résonateurs identiques, disposés selon une configuration carrée (figure 4.26), la surface totale de la cellule est donnée par  $S = [d + (L + P)/\sqrt{2}]^2$ . Cela doit être comparé avec la surface d'un résonateur unique qui est  $P \cdot L$ . Un autre inconvénient de la méthode tient au fait que le diagramme de rayonnement de la cellule unitaire est également modifié par ce qu'on pourrait définir comme un facteur de réseau. A la résonance, la directivité du tag augmente avec le nombre de résonateurs, ce qui est un problème pour des applications de type RFID sans puce car cela rend l'alignement entre le tag et les antennes plus sensible. L'élargissement de la bande passante peut aussi poser problème par rapport au codage en fréquence car cela limite le nombre d'intervalles de fréquences disponibles au sein de la bande permise. Des tags sans puce basés sur des surfaces sélectives en fréquence sont mentionnés dans la littérature [28] et peuvent, dans une certaine mesure, être assimilés à la méthode précédente.

### 4.3.1.2.3 Différence de polarisation

Les dipôles sont sensibles aux ondes électromagnétiques dont la polarisation est orientée suivant la direction des bandes et montrent, dans ce cas, une réponse en crosspolarisation négligeable sous incidence normale. Une manière simple de contrôler l'amplitude du signal rétrodiffusé est de modifier l'orientation des bandes (paramètre  $\theta$ ) de telle sorte que la polarisation des antennes ne soit plus alignée avec la direction des dipôles.

Trois cas d'étude différents sont examinés. Ils sont désignés par (a), (b) et (c) sur la figure 4.29. On suppose que l'antenne de transmission et l'antenne de réception ont des polarisations verticales et horizontales respectivement. Les antennes sont représentées symboliquement par leur vecteur de polarisation  $h$  et  $v$ , figure 4.29.  $\vec{E}^i$  est le champ incident au niveau du tag, sa polarisation, non représenté sur la figure, est la même que celle de l'antenne d'émission. Pour le cas de référence (a), le résonateur est positionné en face des antennes avec un angle de référence  $\theta = 0$ . La matrice de diffusion du cas de référence peut être obtenue à partir de (4.22) et est notée  $S$  :

$$[\mathbf{E}^r] = [\mathbf{S}] \cdot [\mathbf{E}^i] \quad (4.22)$$

On applique maintenant une rotation d'angle  $\theta$  au résonateur (figure 4.29-b). Une nouvelle matrice de diffusion  $S'$  est obtenue pour cette configuration :

$$[\mathbf{E}^{r'}] = [\mathbf{S}'] \cdot [\mathbf{E}^i] \quad (4.23)$$

Physiquement, appliquer une rotation d'angle  $\theta$  au résonateur est équivalent à maintenir le résonateur selon son orientation initiale et à appliquer une rotation d'angle  $-\theta$  aux antennes (figure 4.29-c), de telle sorte que la matrice de diffusion associée au cas (c) est égale à  $S'$ .

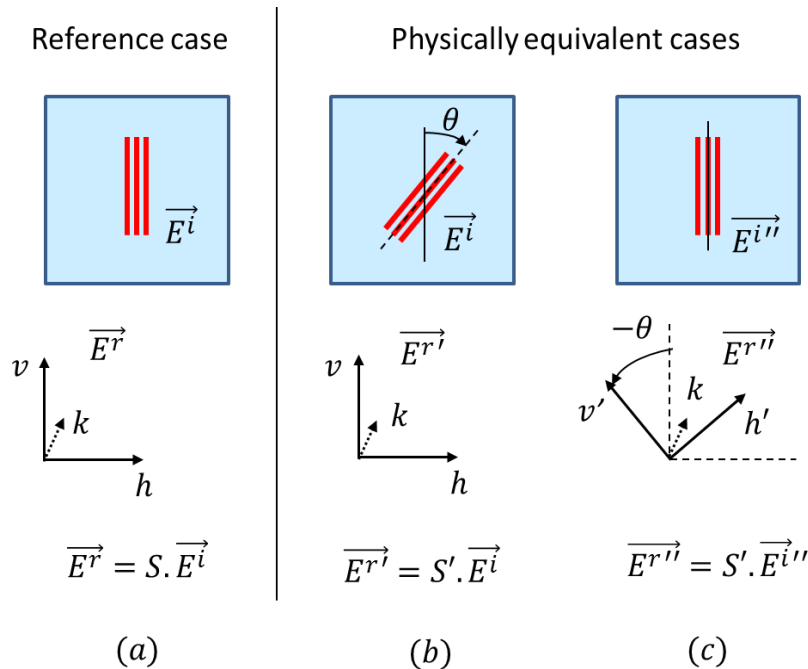


Figure 4.29 Etude de cas. Les antennes sont représentées symboliquement par les vecteurs de polarisation  $v$  et  $h$ . (a) Cas de référence, les dipôles sont alignés avec l'antenne d'émission,  $\theta = 0$ . (b) Rotation du résonateur d'un angle  $\theta$  par rapport au cas de référence. (c). Rotation des antennes d'un angle  $-\theta$  par rapport au cas de référence. Les cas (b) et (c) sont physiquement équivalents.



$$[\mathbf{E}^{r''}] = [\mathbf{S}'] \cdot [\mathbf{E}^{i''}]. \quad (4.24)$$

Les champs électriques et réfléchis pour le cas (c) sont liés à ceux du cas (a) par :

$$\begin{aligned} [\mathbf{E}^i] &= [\mathbf{\Omega}]^T \cdot [\mathbf{E}^{i''}] \\ [\mathbf{E}^r] &= [\mathbf{\Omega}]^T \cdot [\mathbf{E}^{r''}] \end{aligned} \quad (4.25)$$

où  $[\mathbf{\Omega}]^T$  indique la transposée de  $[\mathbf{\Omega}]$  qui est une matrice de transfert correspondant à la rotation d'un angle  $\theta$  :

$$[\mathbf{\Omega}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

En injectant (4.25) dans (4.22) et en remarquant que  $[\mathbf{\Omega}]$  est une matrice unitaire, on trouve :

$$[\mathbf{E}^{r''}] = [\mathbf{\Omega}] \cdot [\mathbf{S}] \cdot [\mathbf{\Omega}]^T \cdot [\mathbf{E}^{i''}] \quad (4.27)$$

Par identification avec l'équation (4.24), il vient finalement :

$$[\mathbf{S}'] = [\mathbf{\Omega}] \cdot [\mathbf{S}] \cdot [\mathbf{\Omega}]^T \quad (4.28)$$

Cette équation permet de prévoir l'évolution de la matrice de diffusion lorsqu'on change l'orientation du tag. A partir de cette formulation, il est possible de voir que l'angle  $\theta$  peut être utilisé pour modifier l'amplitude mesurée du champ rétrodiffusé. La formule (4.28) est générale et par conséquent valide pour n'importe quel diffuseur. La méthode est donc facile à transposer à d'autres types de résonateurs.

Si on considère le cas des dipôles couplés, la matrice de diffusion prend une forme très simple pour l'angle de référence  $\theta = 0$  (bandes métalliques orientées suivant l'axe verticale) :

$$\begin{bmatrix} E_h^r \\ E_v^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & S_{vv} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_h^i \\ E_v^i \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Mathématiquement, les valeurs de la diagonale ( $S_{vv}$  et 0) sont les valeurs propres de la fonction représentée par la matrice de diffusion. Pour une cible isolée, ces grandeurs sont invariantes par rapport à la polarisation, ce qui les rend particulièrement intéressantes pour l'identification de cibles [29]. Si on exprime la quantité  $S_{vh}(\theta)$  (composante liée à la crosspolarisation) par rapport au cas de référence, on obtient une expression particulièrement simple :

$$|S_{vh}(\theta)| = |\cos \theta \cdot \sin \theta \cdot S_{vv}|. \quad (4.30)$$

A partir de (4.30), il apparait clairement que la valeur maximale qui peut être lue en polarisation croisée est obtenue pour l'angle  $\theta = 45^\circ$  et correspond alors à  $S_{vv}/2$ .

L'équation (4.30) montre qu'il est possible de contrôler l'amplitude de la signature en faisant varier le paramètre  $\theta$  et ceci quelle que soit la fréquence. Il est important de noter que cette méthode de codage implique que l'orientation du tag par rapport au lecteur soit connue. Nous supposons que c'est le cas pour la suite. Les résultats de mesure pour le résonateur de référence ( $n = 5$ ,  $L = 21.8 \text{ mm}$ ,  $W = 2 \text{ mm}$ ,  $g = 0.5 \text{ mm}$  et  $f_r = 3.61 \text{ GHz}$ ) sont présentés figure 4.30 pour différents angles  $\theta$ . La réponse du tag a été mesurée en chambre anéchoïque avec un analyseur de réseaux N5222A à une distance  $r = 15 \text{ cm}$  des antennes. La seule calibration qui a eu lieu est une mesure à vide (pas de tag et pas d'objet) destinée à caractériser l'isolation entre les antennes.

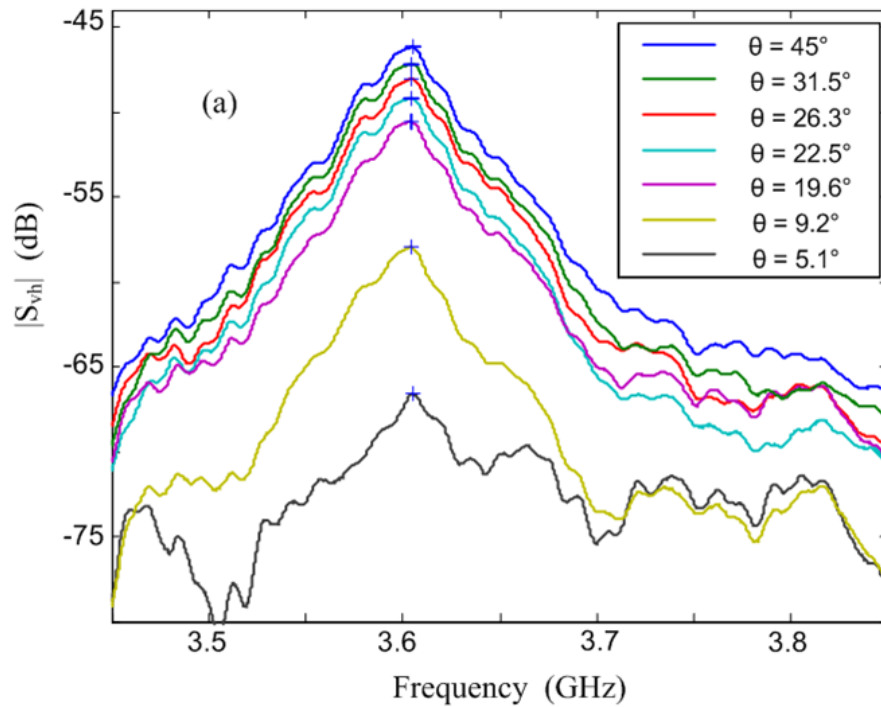


Figure 4.30 Réponse du résonateur unitaire ( $S_{vh}(\theta)$ ) pour différentes valeurs de  $\theta$ .

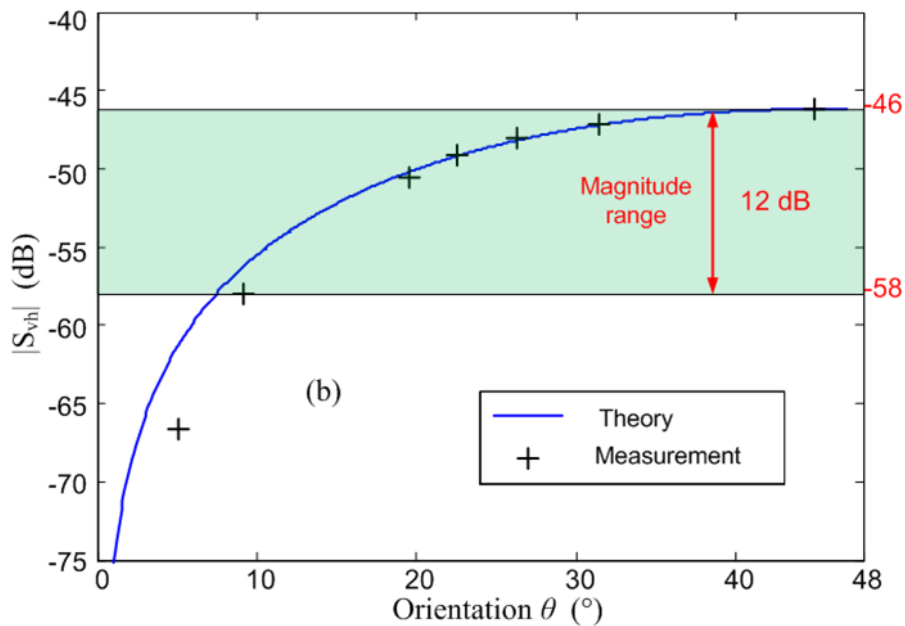


Figure 4.31 Maximum d'amplitude en fonction de l'orientation  $\theta$ . Comparaison entre la valeur calculée d'après (4.30) et les résultats de mesure.

Une comparaison entre les résultats théoriques calculés d'après (4.30) et les résultats de mesure est présentée figure 4.31. Les croix représentent le lieu des maxima (amplitude de la réponse à 3.61 GHz). Un bon accord est observé entre la théorie et la mesure. Les erreurs observées pour des angles inférieurs à  $10^\circ$  sont dues aux valeurs très faibles du champ (comparables au bruit ambiant), ainsi qu'à la sensibilité qui augmente lorsque  $\theta$  s'approche de zéro. Afin d'éviter ces erreurs, la plage angulaire est limitée à des valeurs qui varient entre  $8^\circ$  à  $45^\circ$ , ce qui fournit une plage d'amplitude de 12 dB disponible pour le codage. Il est important de remarquer qu'avec cette méthode de contrôle

TABLEAU 4.5  
COMPARAISON DES DIFFERENTES METHODES DE CONTROLE DE L'AMPLITUDE

Méthode utilisée	Paramétrage	Addition	Polarisation
Plage d'amplitude totale	4.7 dB	6 dB	12 dB
Décalage fréquentiel	380 MHz	10 MHz	-
Variation du facteur de qualité	-	175 - 100	-
Surface occupée	$2 \cdot P \cdot L$	$[d + (L + P)/\sqrt{2}]^2$	$\pi \cdot (L/2)^2$
Adaptable à d'autres types de résonateurs	Non	oui	oui
Formule analytique	Non	oui	oui
Notes	Nombre de simulations important	Traitement des couplages compliqué	Orientation par rapport au lecteur connue

de l'amplitude, on n'observe aucun décalage fréquentiel ni même aucune dégradation du facteur de qualité.

La comparaison entre les différentes méthodes pour le contrôle de l'amplitude est résumée dans le tableau 4.5. Le contrôle de l'amplitude basé sur l'orientation du diffuseur donne la plage d'amplitude la plus importante et est la plus simple à implémenter.

La méthode de codage en amplitude ne peut être mise en place avec succès que si les pics de résonance des amplitudes les plus faibles sont mesurables. Il en résulte une réduction de la distance de lecture maximale comparée au cas où uniquement les pics d'amplitude maximale doivent être détectés (c'est le cas par exemple pour un codage en position de fréquence uniquement). Cette limitation de la distance de lecture est inhérente à l'approche de codage en amplitude et ne dépend donc pas de la méthode utilisée pour le contrôle de l'amplitude. La distance de lecture peut être évaluée à partir de l'équation du radar, voir équation (3.13) Ainsi, on a :

$$R_{max} = \left[ \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{min}} \right]^{1/4} \quad (3.14)$$

Si on considère que le RCS du tag est réduit de 12 dB, ce qui correspond à l'étendue d'amplitude obtenue à partir de la méthode de polarisation. Le RCS du pic le plus faible est donné par  $\sigma' = \sigma/\alpha$  avec  $\alpha = 10^{12/10}$ . La distance de lecture maximum  $R_{max}'$  correspondant à  $\sigma'$  peut être calculée en utilisant (4.31) et est reliée à  $R_{max}$  par :

$$R_{max}' = \left[ \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{min}} \right]^{1/4} = \frac{R_{max}}{\alpha^{1/4}} \quad (4.31)$$

Pour une étendue d'amplitude totale de 12 dB, la distance de lecture est divisée par deux comparativement à un codage uniquement fréquentiel. Il est intéressant de noter que pour un système donné, le « coefficient de diminution » ne dépend pas du type d'antenne utilisé mais uniquement du niveau de puissance qui est effectivement dédiée au codage en amplitude.

### 4.3.2 Résultats de mesure

L'étude de la section précédente a montré que l'approche la plus performante pour le contrôle de l'amplitude d'une cellule de codage est d'effectuer une rotation des dipôles dans le plan du tag. Une photographie du tag réalisé suivant ce principe est donnée figure 4.32. Le tag est composé de quatre résonateurs à base de dipôles microstrips couplés. Chaque résonateur est composé de 5 bandes métalliques de largeur  $W = 2\text{ mm}$  et séparées par un gap  $g = 0.5\text{ mm}$ . La longueur des bandes et la fréquence de résonance correspondante pour chacun des résonateurs sont données dans le tableau 4.6. Pour un codage en position de fréquence, chaque diffuseur peut être assigné à différents intervalles fréquentiels qui définissent les différents états possibles. Les résonateurs n'ont donc pas été répartis de façon uniforme sur la bande de fréquence. Le tableau 4.6 indique une diminution du facteur de qualité  $Q$  pour les fréquences les plus élevées, ce qui est lié au fait que seul le paramètre  $L$  ait été modifié d'un résonateur à l'autre. Des valeurs de  $Q$  plus élevées peuvent être obtenues si une homothétie de rapport  $k$  est appliquée à la structure entière (en gardant des proportions identiques). Les résonateurs sont réalisés sur un substrat diélectrique de type Rogers (RO4003C) possédant une permittivité  $\epsilon_r = 3.55$  et une épaisseur  $t = 0.8\text{ mm}$ . Les résonateurs sont placés à la surface d'une plaque métallique. Chaque résonateur est réalisé individuellement afin de pouvoir modifier son orientation facilement. L'incertitude sur l'angle  $\theta$  liée au positionnement manuel de chaque résonateur a été évaluée à approximativement  $1^\circ$  à partir d'une série de vingt mesures identiques. Cette incertitude sur l'angle  $\theta$  peut se traduire en une incertitude portant sur l'amplitude de la réponse en dérivant l'expression (4.30) :

$$dS_{vh}(\theta) = d\theta \cdot \cos(2\theta) \cdot S_{hh}(\theta=0) \quad (4.32)$$

TABLEAU 4.6  
DIMENSIONS ET GRANDEURS CARACTERISTIQUES DES TAGS REALISES.

#	$L$ (mm)	$f_r$ (GHz)	$\lambda_0$ (cm)	Q
1	23	3.4	8.8	195
2	21.8	3.6	8.3	173
3	17.9	4.3	6.7	121
4	16.8	4.6	6.5	93

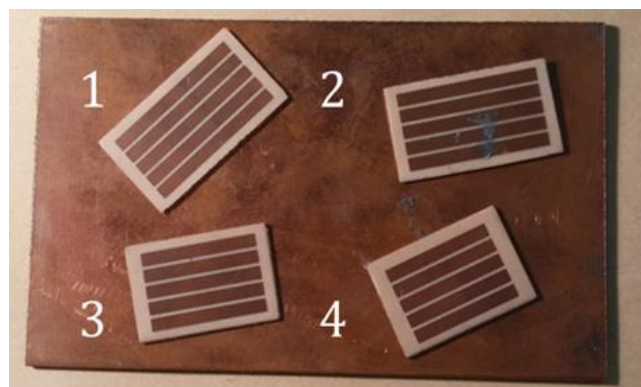


Figure 4.32 Tag réalisé constitué de quatre résonateurs à base de dipôles couplés. Substrat de type Rogers (RO4003C),  $\epsilon_r = 3.55$ , épaisseur,  $t = 0.8\text{ mm}$ .

A partir de (4.32), on peut voir qu'une erreur sur l'orientation a une influence relative plus importante lorsque  $\theta$  est proche de zéro. Cette incertitude serait certainement moins importante pour des tags réalisés en une seule pièce.

Comme il sera montré par la suite, une résolution d'amplitude de 1.5 dB est suffisante pour assurer une détection correcte du niveau d'amplitude en pratique pour une distance de lecture allant jusqu'à 27 cm. Par rapport à l'étude du tag sans plan de masse, cette résolution d'amplitude plus fiable s'explique par le fait que les tags avec plan de masse présentent une interaction avec l'objet quasiment nulle. La plage d'amplitude totale de 12 dB considérée pour cette approche permet donc de définir 8 états d'amplitude différents pour chaque résonateur. Le code associé à un tag est composé de quatre chiffres  $X_1X_2X_3X_4$ , où  $X_i$  indique l'état pris par le résonateur numéro  $i$  et  $X_i$  peut varier entre 0 et 7. La valeur 0 identifie le niveau d'amplitude le plus élevé et 7 le niveau d'amplitude le plus faible.

Les mesures ont été réalisées en chambre anéchoïque avec l'analyseur de réseau N5222A en configuration monostatique et pour une mesure en crosspolarisation. La puissance délivrée par le VNA est de 0 dBm dans la bande de fréquence de 2 GHz à 8 GHz. Une antenne Satimo QH2000 ayant une dimension latérale de 10.5 cm a été utilisée. Cette antenne a une double polarisation, et son découplage de polarisation croisée est supérieur à 30 dB. L'antenne possède un gain variant de 3 dBi à 8 dBi dans la bande de fréquence 2GHz-8GHz. L'étape de calibration consiste uniquement en une mesure de la chambre à vide pour identifier le couplage entre les deux polarisations de l'antenne. Les mesures sont réalisées à une distance  $R = 30$  cm du tag. Pour cette distance, le tag n'est pas dans le champ lointain de l'antenne mais seulement au niveau du champ proche rayonnant. Dans cette région, le diagramme de rayonnement de l'antenne est dégradé et dépend de la distance de lecture [30] mais les mesures restent possibles, en particulier si le tag est placé dans le lobe principal de l'antenne.

#### 4.3.2.1 Contribution du plan de masse

La plaque métallique rectangulaire qui sert de plan de masse à la structure est alignée avec les axes de polarisation des antennes (horizontal et vertical). Des simulations électromagnétiques de la plaque seule (sans résonateur présent) ont été effectuées. Sous incidence normale, la réponse de la plaque en crosspolarisation est quasiment nulle (-120 dB en simulation). Cependant en pratique, la plaque n'est pas parfaitement alignée avec les antennes et sa réponse contribue à la signature du tag. L'influence de la plaque est mise en évidence figure 4.33. La réponse du résonateur de référence ( $n = 5$ ,  $L = 21.8$  mm,  $W = 2$  mm,  $g = 0.5$  mm et  $f_r = 3.61$  GHz) orienté avec un angle  $\theta = 45^\circ$  est mesurée au voisinage de la résonance. On mesure également la plaque seule. La réponse du résonateur moins celle de la plaque est également représentée et constitue une figure de résonance classique. Le champ rétrodiffusé total est la somme complexe des champs diffusés par la plaque et par le résonateur. Cela entraîne des interférences constructives ou destructives selon la phase relatives de ces signaux. Le niveau d'amplitude de la plaque peut être considéré comme un seuil limite de bruit qui définit le plus bas niveau de détection du signal. Il constitue une limitation importante sur la plage d'amplitude disponible pour le codage. La contribution de la plaque peut être vue comme une erreur additive systématique.

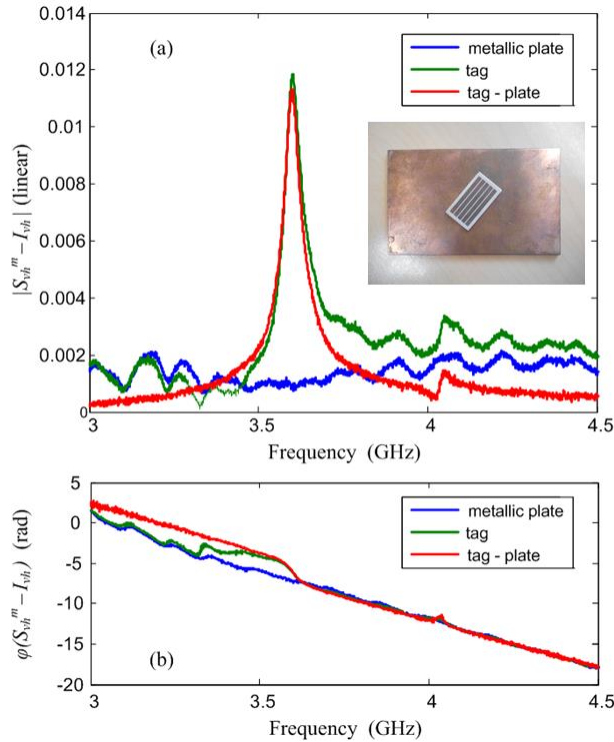


Figure 4.33 (a) Amplitude et (b) phase du champ rétrodiffusé par le résonateur de référence ( $n = 5$ ,  $L = 21.8$  mm,  $W = 2$  mm,  $g = 0.5$  mm et  $f_r = 3.61$  GHz) orienté avec un angle  $\theta = 45^\circ$ . Le champ total est la somme complexe des champs rétrodiffusés par le résonateur et par la plaque métallique.

Une série de mesures a été réalisée pour valider la méthode de contrôle du RCS d'un résonateur lorsque celui-ci est inclus dans un tag avec d'autres résonateurs, i. e. en présence de couplages. Le résonateur numéro 3 subit des rotations de telle manière que l'amplitude est modifiée avec des pas d'amplitude théoriques de 1.5 dB (équation 4.30). Les autres résonateurs restent inchangés dans la position correspondant à l'amplitude maximale ( $\theta = 45^\circ$ ). Les résultats de mesure sont représentés figure 4.34-a. Une variation maximum de 0.4 dB est observée sur le pic

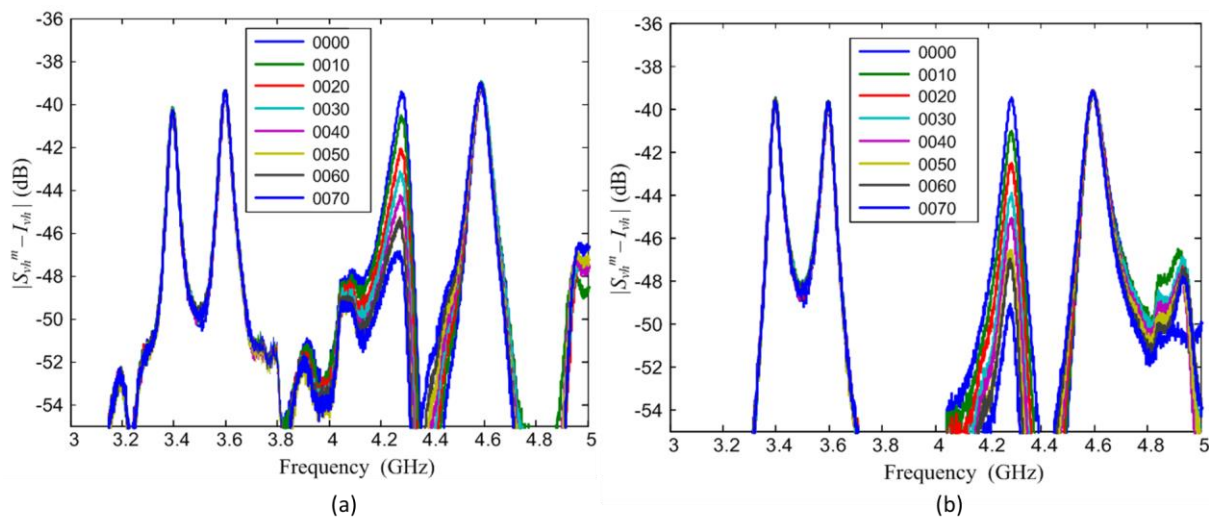


Figure 4.34 Amplitude de la réponse mesurée pour différents angles du résonateur n°3 du tag présenté figure. 3.32. Les résonateurs 1, 2 et 4 sont orientés à  $45^\circ$ . L'angle du résonateur 3 est variable. Les angles sont déterminés à l'aide de l'équation (4.30) pour avoir un pas d'amplitude théorique de 1.5 dB. (a) Mesure directe. (b) Mesure après soustraction de la contribution de la plaque métallique.

correspondant au résonateur numéro 4 (immobile). Cela montre que les couplages induit par le résonateur variable n'a qu'une faible influence comparé à la dynamique globale. Le résonateur numéro 3 montre une plage de variation de 7 dB ce que est inférieur aux 12 dB attendus d'après l'étude théorique réalisée précédemment (résonateur isolé). Cela peut s'expliquer par la contribution supplémentaire de la plaque métallique qui limite les variations pour des niveaux d'amplitude faibles et également par l'influence des couplages. Les mêmes résultats de mesure sont représentés figure 4.34-b après soustraction de la contribution liée à la plaque métallique. Dans ce cas, les pics d'amplitudes les plus élevés diminuent suivant un pas d'amplitude de 1.5 dB comme prévu par la théorie. Pour des pics plus faibles, la diminution est moins régulière ce qui peut être lié à l'incertitude sur le positionnement qui est plus importante dans ce cas. La variation d'amplitude globale est de 10.5 dB, soit 3.5 dB de plus que lorsque la contribution de la plaque métallique n'est pas prise en compte. La contribution de la plaque modifie le rapport attendu entre deux niveaux consécutifs, en particulier pour le cas où des niveaux d'amplitude de faibles valeurs sont considérés.

#### 4.3.2.2 Effet de la distance de lecture

Pour des équipements de mesure classiques, le système est capable de mesurer les puissances transmises  $P_t$  et reçues  $P_r$  (phase et amplitude) au niveau des terminaisons du VNA. En absence de calibration, la quantité mesurée est le paramètre de transmission de l'analyseur de réseau  $S_{21}^m$ . Si on suppose un cas idéal où la mesure n'introduit aucune erreur et que les antennes d'émission et de réflexion ont une polarisation verticale et horizontale respectivement,  $S^m$  est lié au RCS polarimétrique par l'intermédiaire de l'équation du radar comme il a été vu dans le chapitre 3 :

$$|S_{21}^m| = \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} = \frac{G(f) \cdot \lambda}{(2\sqrt{\pi})^3 \cdot R^2} \sqrt{\sigma_{vh}}, \quad (3.15)$$

où  $G(f)$  est le gain de l'antenne qui est variable sur la bande de fréquence et  $\lambda$  est la longueur d'onde dans le vide. L'équation (3.15) montre clairement que  $S_{12}^m$  dépend de la distance de lecture  $R$  ainsi que des caractéristiques de l'antenne. En absence de calibration, une distance de lecture inconnue peut donc fausser la détection du niveau d'amplitude du tag.

Pour une mesure donnée, le rapport entre deux pics (aux fréquences de résonances  $f_1$  et  $f_2$ , et en notant  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  les longueurs d'onde correspondantes) est donné par :

$$\frac{S_{21}^m(f_2)}{S_{21}^m(f_1)} = \frac{\lambda_2 \cdot G(f_2)}{\lambda_1 \cdot G(f_1)} \cdot \frac{\sqrt{\sigma(f_2)}}{\sqrt{\sigma(f_1)}} \quad (4.33)$$

Ce rapport, en théorie, ne dépend pas de la distance de lecture. Une manière pratique de palier le problème d'une détection erronée de l'amplitude du fait de ne pas connaître la distance tag-lecteur, est donc de considérer un des pics comme élément de référence. Tous les autres pics sont ensuite exprimés relativement à la valeur d'amplitude mesurée correspondant à cet élément de référence. D'une certaine manière, cela revient à inclure un élément de calibration directement au sein du tag. La résolution d'amplitude doit être déterminée suivant une échelle logarithmique pour dépendre uniquement du rapport entre deux signaux et ainsi être indépendante de la distance.

Le même tag a été mesuré à des distances différentes pour vérifier que l'écart entre deux pics (représentation logarithmique) est quasiment indépendant de la distance. Les résultats de mesure sont représentés figure 4.35. Le premier pic est pris comme valeur de référence et n'est donc pas utilisé pour coder de l'information. La séparation entre le  $i^{\text{ème}}$  pic et le premier est notée  $\Delta_{1i} S^m$ . La

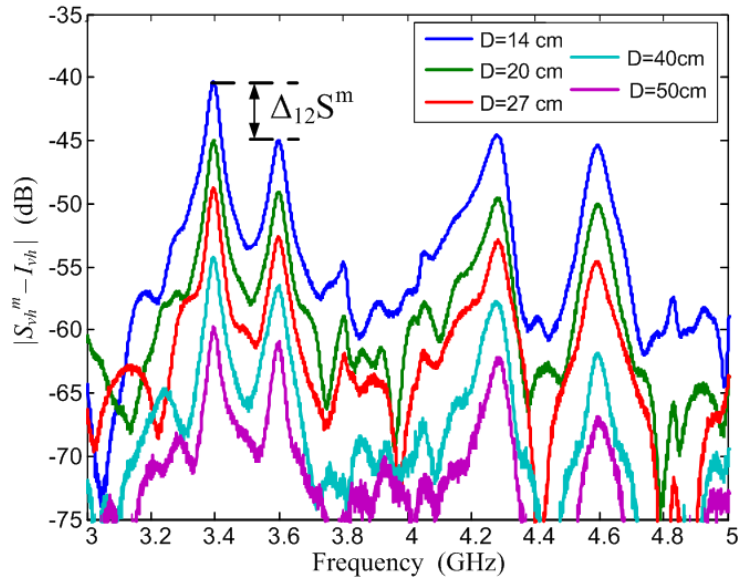


Figure 4.35 Signature du tag codant l'identifiant 0333 mesuré pour différentes distances de lecture  $D$  (échelle d'amplitude logarithmique).

TABLEAU 4.7  
SEPARATION ENTRE LES PICS POUR DIFFERENTES DISTANCES DE LECTURE

$D$ (cm) :	14	20	27	40	50	Déviati on maximum ( $D \leq 27$ cm)
$\Delta_{12}S^m$ (dB)	4.6	4.0	3.9	2.3	1.1	0.7
$\Delta_{13}S^m$ (dB)	4.2	4.5	4.1	3.5	2.4	0.3
$\Delta_{14}S^m$ (dB)	5.1	5.3	5.8	7.6	7.2	0.7

mesure différentielle  $\Delta_{12}S^m$  est indiquée par une flèche noire figure 4.35. La séparation entre les pics pour différentes distances de lecture est rapportée dans le tableau 4.7. Contrairement à ce qui est attendu, sur la totalité de la plage de distance considérée (14 à 50 cm), ces mesures différentielles varient de manière significative avec la distance. De plus, les niveaux d'amplitude du premier et du second pic sont difficilement différenciables au-delà de 50 cm. Cela est lié au fait que la puissance réfléchi e est moins importante à cette distance et que le résultat est donc plus influencé par des erreurs de mesure ou le bruit de l'environnement. Il est également probable que cela soit une conséquence de la mesure en champ proche pour les distances les plus faibles. La résolution d'amplitude (en dB) est évaluée pour la distance de 27 cm. On la définit comme le double de la déviation maximum observée dans cette plage de distances. Cela donne une résolution d'amplitude de 1.5 dB. Pour des distances plus importantes, le rapport signal sur bruit est plus faible ce qui impose une résolution d'amplitude plus importante.

#### 4.3.2.3 Mesure d'identifiants aléatoires

Un identifiant  $X_1X_2X_3X_4$  est choisi de façon aléatoire, et le tag correspondant est réalisé à partir de (4.30). Le tag est ensuite mesuré afin de voir s'il est possible de décoder la bonne valeur à partir du résultat de mesure. Le premier résonateur est utilisé comme élément de référence, il n'est donc pas utilisé pour coder de l'information. Les niveaux d'amplitude des résonateurs 2 3 et 4 sont lus relativement à cet élément de référence. Les mesures sont réalisées dans un environnement de bureau, à une distance  $D = 27$  cm des antennes. Une fenêtre temporelle de Hamming est appliquée



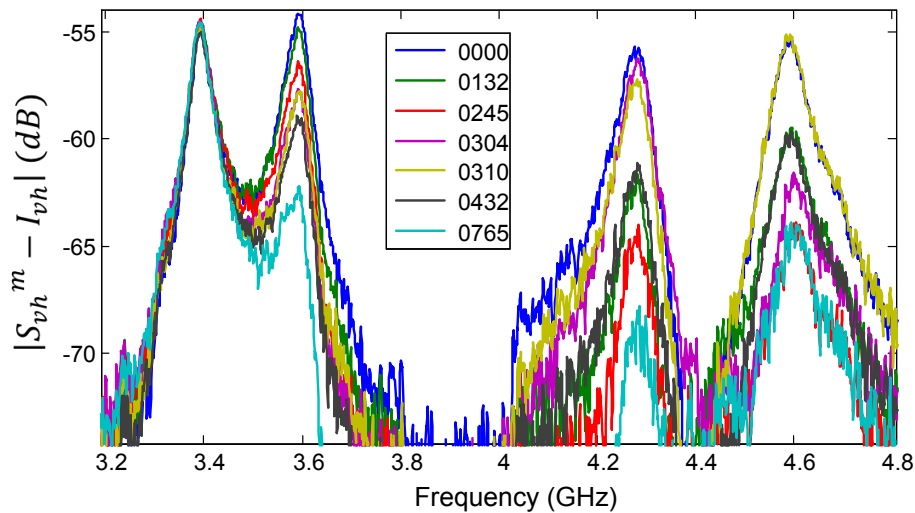


Figure 4.36. Résultats de mesure pour différents identifiants aléatoires. Le premier résonateur sert d'élément de référence et n'est pas utilisé pour le codage.

aux données acquises par le VNA. La limite inférieure de la fenêtre de Hamming est prise à 8 ns pour éliminer la composante de la réponse liée à la réflexion sur la plaque métallique. La limite supérieure de la fenêtre est prise à 20 ns, ce qui correspond à l'extinction des modes résonants et permet de limiter l'impact des éventuelles réflexions du pulse sur les murs. Une diminution globale de 6 dB est observée comparativement à une mesure similaire réalisée en chambre anéchoïque, ce qui s'explique par la puissance du signal filtrée par le fenêtrage temporel. Les résultats de mesure sont représentés figure 4.36. Les valeurs relatives sont en bon accord d'un tag à l'autre mais ne sont pas celles attendues en théorie, ce qui s'explique simplement par le fait que les dépendances vis-à-vis de la longueur d'onde et du gain de l'antenne (équation 4.33) n'ont pas été prises en compte. Les différents niveaux d'amplitude sont toutefois facilement discernables. Au niveau du deuxième pic, on observe un pas d'amplitude plus faible qu'en théorie, ce qui s'explique par l'interférence qui a lieu entre le premier et le deuxième pic. Ces mesures montrent donc qu'un écart fréquentiel supérieur à 200 MHz doit être pris entre deux pics consécutifs pour limiter les interférences. Une solution pratique pour éviter la détection de niveaux erronés consiste à considérer une résolution d'amplitude variable prenant en compte les caractéristiques du système de mesure. C'est à dire que plutôt que de considérer une résolution basée sur l'écart entre les pics d'amplitude du champ réfléchi en simulation, il faudrait pondérer ces termes par le coefficient  $\lambda_i \cdot G(f_i)$  (équation 4.33) qui reflète l'effet de la mesure.

### 4.3.3 Capacité de codage.

Dans un premier temps, pour des fins de comparaison, le calcul de la capacité de codage est effectué uniquement à partir du codage en position de fréquence. Le nombre de résonateurs est indiqué par  $n$ . Dans le cas présent, 4 résonateurs sont considérés. A partir de la sélectivité qui peut être atteinte par les résonateurs, une résolution fréquentielle réaliste de  $\delta f = 100$  MHz peut être envisagée. Pour le codage en amplitude, on peut conserver cette résolution pour déterminer le nombre de fenêtres fréquentielles mais il faudra laisser un écart de deux fenêtres minimum entre chaque résonateur. Les quatre pics résonants sont répartis sur une bande de fréquence opérationnelle qui s'étend de 3.1 GHz à 7 GHz. De manière théorique, la limite supérieure de la bande pourrait atteindre 9.3 GHz, ce qui correspond à la seconde résonance des dipôles couplés

$(3 \cdot \lambda/2)$ . Mais en pratique, on voit d'après [23] que les dipôles couplés sont plus difficiles à mesurer après 7 GHz étant donné la diminution de leur facteur de qualité. La vision la plus pessimiste est donc de fixer la borne supérieure de la bande d'opération à 7 GHz. Cela donne une étendue fréquentielle de  $\Delta F = 3.9$  GHz. Le nombre de fenêtres fréquentiels correspondant est donné par :  $\Delta F/\delta f = 39$ .

. A cela, il faut retrancher les 2 fenêtres fréquentielles de sécurité. Cela donne donc virtuellement un nombre  $N = \Delta F/\delta f - 2 \times n = 31$  d'états possibles liés à la fréquence pour chaque résonateur. En considérant qu'il peut y avoir un nombre  $k = 1$  à 4 résonateurs effectivement présents au sein du tag, le nombre total d'identifiants obtenus en considérant uniquement le codage en fréquence est donc :

$$C_F = \sum_{k=1}^n C_N^k \quad (4.34)$$

où  $C_N^k$  est le nombre de combinaison de  $k$  éléments parmi  $N$ . Pour  $n = 4$  et  $N = 31$ , cela donne une capacité de codage totale de 15 bits pour le tag.

En plus du codage conventionnel lié à la position des pics en fréquence, chaque résonateur code également 8 niveaux d'amplitude excepté le premier qui est utilisé comme motif de calibration. Etant donnée la plage d'amplitude et la résolution qui ont été déterminées pour une distance de lecture  $D \leq 27$  cm, chaque diffuseur peut coder  $M = \frac{\Delta\sigma}{\delta\sigma} = 8$  niveaux d'amplitude différents pour le cas présent. Pour chaque identifiant codé en fréquence, il y a  $M^{(k-1)}$  identifiants possibles liés à l'amplitude. Pour le codage hybride amplitude-fréquence, le nombre total d'identifiants est donné par :

$$C_{AF} = \sum_{k=1}^n C_N^k \cdot M^{(k-1)} \quad (4.35)$$

Pour  $M = 8$ , une capacité de codage totale de 24 bits est calculé d'après (4.35). Un codage additionnel de 3 bits par résonateurs (le premier étant utilisé comme référence) est donc obtenu grâce à l'approche du codage en amplitude.

Dans l'exemple présenté, le pire cas a été systématiquement considéré pour la détermination de la capacité de codage. Un scénario plus optimiste peut également être évalué. Une résolution fréquentielle de 50 MHz, et une bande passante qui s'étendrait de 3.1 GHz à 9.3 GHz peuvent être considérées (130 fenêtres). De plus, le décalage d'amplitude lié à la distance de lecture à priori inconnue en l'absence de calibration a été doublé pour fixer la résolution d'amplitude. En supprimant ce facteur 2,  $M = 16$  niveaux d'amplitude sont obtenus. Si  $n = 8$  résonateurs sont intégrés dans le tag comme dans [27] au lieu de 4, ce qui est possible pour un tag ayant des dimensions similaires à celles d'une carte de crédit, une capacité de codage totale de  $40.6 + 32 = 72.6$  bits est obtenue.

De façon plus générale, la capacité de codage supplémentaire apportée par le codage en amplitude peut être représentée à partir de (4.34) et (4.35). La capacité de codage ainsi obtenue est représentée figure 4.37 en fonction du nombre de résonateurs  $n$  pour un nombre variable de niveaux l'amplitude  $M$ . Le cas hypothétique de 50 fenêtres fréquentielles est considéré. On peut voir que le principe du codage en amplitude permet d'augmenter significativement la capacité de codage et ce même pour un nombre de résonateurs peu élevé et ne comportant que peu de niveau d'amplitudes.

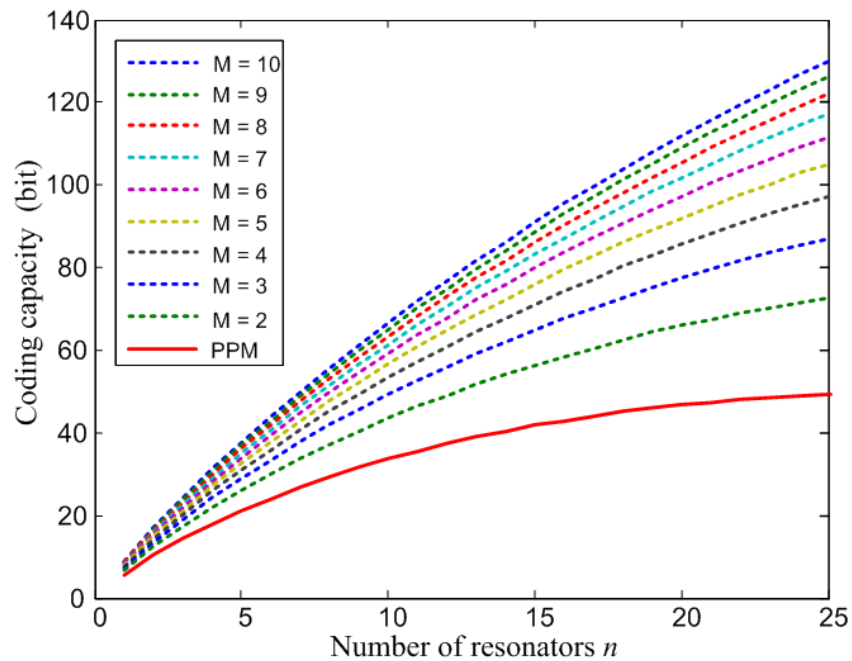


Figure 4.37. Comparaison entre les capacités de codage associées à un codage en position de fréquence uniquement et à un codage hybride amplitude-fréquence en fonction du nombre de résonateurs  $n$  et pour différents nombres d'états d'amplitude. Le calcul est effectué dans le cadre du scénario pessimiste avec 50 fenêtres fréquentielles. PPM indique la valeur obtenue pour un codage en fréquence uniquement (*pulse position modulation*)

Le tableau 4.8 donne le nombre de résonateurs nécessaires pour atteindre les objectifs de 96 et de 128 bits pour 8 et 16 niveaux d'amplitudes. Le calcul est effectué avec (4.35) en considérant le cas optimiste de 130 fenêtres fréquentielles.

TABLEAU 4.8  
NOMBRE DE RESONATEURS NECESSAIRES EN FONCTION DU NOMBRE  
DE NIVEAU D'AMPLITUDE POUR 96 ET 128 BIT (130 FENETRES)

	Nombre de résonateurs nécessaires	
	8 niveaux d'amplitude	16 niveaux d'amplitude
Objectif : 96 bits	13 résonateurs	11 résonateurs
Objectif : 128 bits	19 résonateurs	16 résonateurs

## Conclusion partielle – Tag avec plan de masse

Une étude complète a été réalisée pour évaluer la faisabilité et le gain potentiel offert par le codage en amplitude dans le cadre de la RFID sans puce. A partir d'une étude comparative, la manière la plus simple pour contrôler l'amplitude a été déterminée. Cette approche, basée sur la différence de polarisation entre le tag et les antennes, est facile à implémenter en pratique car elle consiste uniquement à modifier l'orientation des résonateurs individuellement ce qui n'ajoute pas de difficulté particulière au moment de la conception du tag. Sur la base d'un scénario plutôt pessimiste, on estime à 15 bits la capacité de codage d'un tag constitué de quatre résonateurs codés en fréquence. Le codage en amplitude a permis d'augmenter la capacité de codage de 9 bits. Il a été montré que la présence d'un diffuseur de référence inclus au sein du tag permet de réaliser des mesures avec un processus de calibration minimaliste et sans dépendre de la distance de lecture.

Un aspect limitant qui n'a pas été abordé est l'influence de l'absence de la connaissance a priori de l'orientation du tag par rapport au lecteur. Toutefois, il est théoriquement possible de retrouver cette information à partir d'approches indirectes soit en les implémentant au niveau du lecteur soit au niveau du tag. Par exemple, une approche intéressante consiste à comparer la réponse de deux résonateurs de référence qui auraient des orientations différentes, connues.

## Conclusion générale

Le principe du codage en amplitude a été illustré et évalué à partir de deux exemples de tags différents. Il a été vu que le tag sans plan de masse était particulièrement sensible à son environnement et en particulier à l'objet sur lequel il était appliqué. Pour ce type de tag, une calibration est nécessaire lors de la mesure. Les coefficients de qualité atteints sont également relativement faibles. Ces différentes remarques se traduisent au niveau du codage par une résolution d'amplitude plus importante (3.5 dB dans le cas du résonateur en C) qui limite le nombre d'états d'amplitude envisageable pour coder l'information. Les tags comportant un plan de masse présentent l'avantage d'être isolés de l'objet sur lequel ils sont appliqués. Lorsqu'ils sont lus en crosspolarisation, un processus de calibration simplifié peut être envisagé ce qui présente un intérêt pratique non négligeable. Une résolution d'amplitude de 1.5 dB a été évaluée pour le tag à base de dipôles microstrip couplés ce qui a permis une augmentation importante de la capacité de codage.

Les tags comportant des plans de masses apparaissent comme de meilleurs candidats pour la mise en place de la synthèse de RCS de par leur plus grande simplicité. En effet, la présence du plan de masse permet d'isoler le tag de l'objet sur lequel il est positionné. Ils comportent de plus des réponses d'intensité plus élevées. Différentes méthodes pour le contrôle de l'amplitude ont été étudiées et il apparaît clairement que la méthode la plus simple consiste à modifier l'orientation des résonateurs, individuellement, et ceci par rapport aux antennes. Cette méthode sera utilisée dans la section suivante pour la synthèse de RCS.

## Références du chapitre 4

- [1] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "High-Capacity Chipless RFID Tag Insensitive to the Polarization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4509–4515, Oct. 2012.
- [2] P. Harrop and R. Das, "Printed and Chipless RFID Forecasts, Technologies & Players 2011-2021," Jul. 2010.
- [3] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, and G. F. Swiegers, "Multiresonator-Based Chipless RFID System for Low-Cost Item Tracking," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1411–1419, May 2009.
- [4] R. Rezaiesarlak and M. Manteghi, "Complex-Natural-Resonance-Based Design of Chipless RFID Tag for High-Density Data," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, pp. 898–904, Feb. 2014.
- [5] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "A Fully Printable Chipless RFID Tag With Detuning Correction Technique," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 209–211, Apr. 2012.
- [6] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "Chipless RFID Tag Using Hybrid Coding Technique," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 12, pp. 3356–3364, Dec. 2011.
- [7] S. Gupta, B. Nikfal, and C. Caloz, "Chipless RFID System Based on Group Delay Engineered Dispersive Delay Structures," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1366–1368, 2011.
- [8] R. Nair, E. Perret, and S. Tedjini, "Chipless RFID based on group delay encoding," in *2011 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 2011, pp. 214–218.
- [9] C. Feng, W. Zhang, L. Li, L. Han, X. Chen, and R. Ma, "Angle-Based Chipless RFID Tag With High Capacity and Insensitivity to Polarization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1789–1797, Apr. 2015.
- [10] A. El-Awamry, M. Khaliel, A. Fawky, M. El-Hadidy, and T. Kaiser, "Novel notch modulation algorithm for enhancing the chipless RFID tags coding capacity," in *2015 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, 2015, pp. 25–31.
- [11] A. Vena, A. A. Babar, L. Sydanheimo, M. M. Tentzeris, and L. Ukkonen, "A Novel Near-Transparent ASK-Reconfigurable Inkjet-Printed Chipless RFID Tag," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 753–756, 2013.
- [12] O. Rance, R. Siragusa, P. Lemaitre-Auger, and E. Perret, "RCS magnitude coding for chipless RFID based on depolarizing tag," in *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*, 2015, pp. 1–4.
- [13] D. Girbau, A. Ramos, A. Lazaro, S. Rima, and R. Villarino, "Passive Wireless Temperature Sensor Based on Time-Coded UWB Chipless RFID Tags," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 11, pp. 3623–3632, Nov. 2012.
- [14] S. Preradovic, N. Kamakar, and E. M. Amin, "Chipless RFID tag with integrated resistive and capacitive sensors," in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*, 2011, pp. 1354–1357.
- [15] E. Perret, *Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID*. John Wiley & Sons, 2014.
- [16] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, "Coplanar lines: Coplanar waveguide and coplanar strip," in *Microstrip Lines and Slotlines 2nd Ed.*, 2 edition., Artech House Publishers, 1996.
- [17] S. Gov and S. Shtrikman, "On isotropic scattering of electromagnetic radiation," in *Eighteenth Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 1995*, 1995, p. 2.4.4/1-2.4.4/5.
- [18] A. Vena *et al.*, "Design of Chipless RFID Tags Printed on Paper by Flexography," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 12, pp. 5868–5877, Dec. 2013.
- [19] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "Design rules for chipless RFID tags based on multiple scatterers," *Ann. Telecommun. - Ann. Télécommunications*, vol. 68, no. 7–8, pp. 361–374, Feb. 2013.
- [20] J. Machac and M. Polivka, "Influence of mutual coupling on performance of small scatterers for chipless RFID tags," in *Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA), 2014 24th International Conference*, 2014, pp. 1–4.

- [21] M. Garbati, R. Siragusa, E. Perret, and C. Halopé, "Low cost low sampling noise UWB Chipless RFID reader," in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, pp. 1–4.
- [22] E. F. Knott, J. Shaeffer, and M. Tuley, *Radar Cross Section, Second Edition*. SciTech Publishing, 2004.
- [23] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "Design of Compact and Auto-Compensated Single-Layer Chipless RFID Tag," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 9, pp. 2913–2924, Sep. 2012.
- [24] *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*, 3 edition. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2005.
- [25] *Chipless RFID - Design Procedure and Detection Techniques | Reza Rezaiesarlak | Springer*. .
- [26] D. M. Le Vine, A. Schneider, R. H. Lang, and H. Carter, "Scattering from thin dielectric disks," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 33, no. 12, pp. 1410–1413, Dec. 1985.
- [27] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjni, "A Depolarizing Chipless RFID Tag for Robust Detection and Its FCC Compliant UWB Reading System," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 8, pp. 2982–2994, Aug. 2013.
- [28] F. Costa, S. Genovesi, and A. Monorchio, "A Chipless RFID Based on Multiresonant High-Impedance Surfaces," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 146–153, Jan. 2013.
- [29] W. Wiesbeck and E. Heidrich, "Wide-band multiport antenna characterization by polarimetric RCS measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 3, pp. 341–350, Mar. 1998.
- [30] A. D. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, no. 1, pp. 30–45, Jan. 1986.

# Chapitre 5 : Synthèse de RCS

## 5.1 Introduction

- 5.1.1 Codage sur l'allure de la réponse
- 5.1.2 Analyse du problème
- 5.1.3 Principe de la méthode de résolution.

## 5.2 Méthode d'échantillonnage

- 5.2.1 Version préliminaire de l'algorithme de conception
  - 5.2.1.1 Etude du résonateur unitaire
  - 5.2.1.2 Etude de la base
  - 5.2.1.3 Objectif
  - 5.2.1.4 Décomposition sur la base.
  - 5.2.1.5 Prise en compte des couplages
  - 5.2.1.6 Compensation de l'erreur
- 5.2.2 Version améliorée de l'algorithme de conception
  - 5.2.2.1 Base des résonateurs
  - 5.2.2.2 Décomposition sur la base
  - 5.2.2.3 Etude théorique
  - 5.2.2.4 Résultats de la décomposition sur la base
  - 5.2.2.5 Prise en compte des couplages.
  - 5.2.2.6 Correction de l'effet des couplages.

## 5.3 Décomposition sur des motifs large bande.

- 5.3.1 Base de résonateur
- 5.3.2 Décomposition sur la base.
- 5.3.3 Prise en compte des couplages et correction.

## 5.1 Introduction

Le marché de l'identification est actuellement dominé par le code-barres optique et la RFID conventionnelle. Bien que combinant des avantages liés à ces deux technologies, la RFID sans puce peine à s'imposer comme une alternative sérieuse. L'un des verrous majeurs est la quantité d'information encore limitée qui est codée par les tags RFID sans puce. La capacité actuelle de mémoire ne dépasse pas la cinquantaine de bit alors qu'il faudrait au minimum 128 bits pour espérer pénétrer le marché de masse. Le tag doit en outre conserver les dimensions d'une carte de crédit ( $8.5\text{ cm} \times 5.4\text{ cm}$ ). Cet objectif correspond à une densité surfacique de codage de  $2.8\text{ bits} / \text{cm}^2$ .

Ce chapitre présente une méthode de conception de tags dont le codage est basé sur la forme globale de la signature. Cette approche est prometteuse en termes de capacité de codage et permettrait de s'approcher de l'objectif. Deux cas différents seront étudiés. Un premier cas constitué de motifs résonants avec plan de masse et un second avec des motifs faiblement résonants sans plan de masse. Nous verrons que dans le cas large bande, la principale difficulté est liée aux couplages qui apparaissent entre les différents motifs.

### 5.1.1 Codage sur l'allure de la réponse

La méthode de codage la plus répandue en RFID sans puce est le positionnement en fréquence de pics présents sur la signature du tag (voir la section 2.3 du chapitre 2). Chaque pic correspond physiquement à un motif résonant du tag et il existe donc une relation directe entre la quantité d'information codée et le nombre de résonateurs présents au sein du tag.

Toutefois un signal quelconque comporte plus d'information que la présence d'un pic à une fréquence donnée. A titre d'exemple, la figure 5.1 montre différents éléments distinctifs d'un signal qui peuvent être exploités pour coder de l'information. On peut citer en particulier la position, l'amplitude ou la largeur d'un pic, la position d'un creux ou la pente de la courbe en un point donné. Lorsqu'ils sont présents au niveau de la signature d'un tag, ces éléments caractéristiques peuvent être le résultat de phénomènes ou de caractéristiques physiques liés aux éléments du tag. L'objectif est alors de déterminer un paramètre géométrique permettant de contrôler un de ces éléments distinctifs afin d'y coder de l'information. Le succès du codage en positionnement de fréquence s'explique par le fait que la fréquence de résonance propre d'un résonateur est un paramètre intrinsèque au tag qui ne dépend ni de la distance de lecture ni de la forme de l'excitation [1]. Le coefficient de qualité associé à la résonance est également un paramètre intrinsèque. Il est cependant plus difficile à contrôler que la fréquence de résonance. Pour le moment il n'existe pas d'exemple de tags sans puce dont l'information serait codée à l'aide du coefficient de qualité.



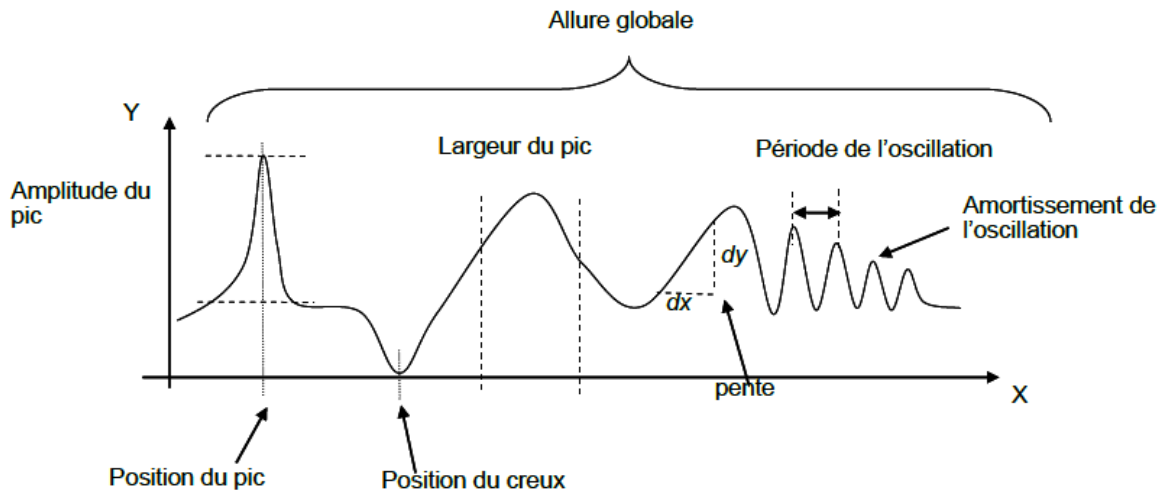


Figure 5.1 Particularités d'un signal exploitable pour coder de l'information

On remarque toutefois qu'un signal quelconque comporte beaucoup plus d'information que celles déduites seulement de la présence d'un pic à une fréquence donnée. Plutôt que de s'attacher à certains éléments spécifiques de la signature pour le codage, une approche plus générale consiste à exploiter l'allure globale de la signature (indiquée sur la Fig. 5.1) pour coder l'information. D'une certaine façon, cette approche englobe les approches précédentes puisqu'elle prend en compte toutes les particularités du signal. La difficulté réside donc à présent dans la synthèse exacte de l'ensemble de la réponse.

Une façon d'évaluer la quantité d'information contenue dans une signature quelconque est d'effectuer la conversion du signal analogique en un signal numérique. La différence par rapport à un convertisseur analogique-numérique classique, est que nous travaillons ici en fréquence. Comme illustré à la figure 5.2, le signal est échantillonné suivant un pas  $\delta F$ , ce qui transforme le signal à support continu en un signal à support discret. L'amplitude du signal est ensuite quantifiée pour chaque échantillon suivant un pas d'amplitude  $\delta\sigma$ .

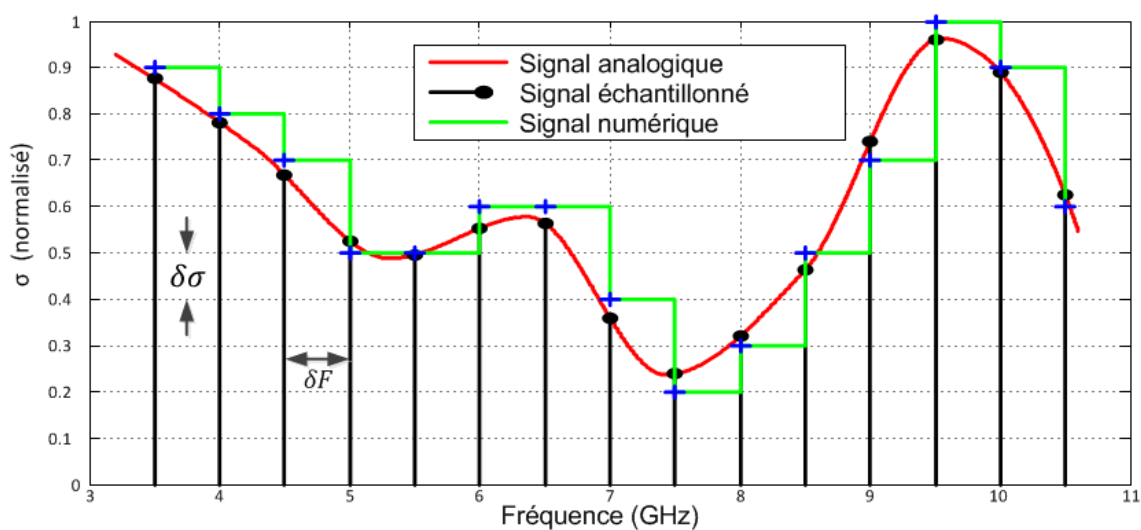


Figure 5.2 Échantillonnage et quantification d'une signature quelconque.

Si on considère une largeur de bande exploitable  $\Delta F$ , le nombre d'échantillons est donné par  $N = \Delta F / \delta F$ . A chaque échantillon est associé un niveau d'amplitude qui dépend de l'intervalle de variation d'amplitude total  $\Delta\sigma$  et du pas de quantification  $\delta\sigma$ . Au total on a  $M = \Delta\sigma / \delta\sigma$  niveaux d'amplitudes différents. Si on considère que le niveau d'amplitude d'un échantillon ne dépend pas de la valeur de ses voisins, on est capable de distinguer un nombre  $N_t$  de signatures différentes, avec :

$$N_t = M^N = \left(\frac{\Delta\sigma}{\delta\sigma}\right)^{\Delta F / \delta F} \quad (5.1)$$

Afin d'évaluer le potentiel offert par cette approche, on détermine un couple de valeurs qui permettraient d'atteindre l'objectif de 128 bits. On se place sur la bande UWB (3.1 GHz – 10.6 GHz) ce qui donne une largeur bande de 7.5 GHz. On se donne  $M = 3$  niveaux d'amplitudes différents, ce qui rend plausible l'indépendance de l'amplitude d'un échantillon par rapport à son voisin. Le pas fréquentiel  $\delta F$  est donné par :

$$\ln_2(N_t) = \Delta F / \delta F \cdot \ln_2(M) \quad (5.2)$$

$$\delta F = \Delta F \cdot \frac{\ln_2(M)}{\ln_2(N_t)} \quad (5.3)$$

A.N. :

$$\delta F = 7.5 \cdot 10^9 \cdot \frac{\ln_2(3)}{128} = 90 \text{ MHz} \quad (5.4)$$

On voit que pour ces grandeurs réalistes, il faut pouvoir détecter une variation d'amplitude suivant un pas fréquentiel de 90 MHz. A titre de comparaison, l'écart fréquentiel entre deux pics consécutifs qui est généralement utilisé pour le codage par positionnement de fréquence est de l'ordre de 50 MHz.

Pour  $M = 3$  niveaux d'amplitudes différents, il faut prendre un pas fréquentiel  $\delta F = 90 \text{ MHz}$  pour être capable de coder 128 bits sur la bande UWB. Cette étude rapide permet de voir que l'approche par codage sur l'allure globale paraît prometteuse en termes de capacité de codage par rapport aux méthodes actuelles.

L'approche de codage sur l'allure globale de la signature modifie radicalement la philosophie du codage. Contrairement aux méthodes classiques où un motif résonant est associé à un élément spécifique de la signature, il apparaît en effet possible de coder de l'information à partir de motifs faiblement voir non résonants. De cette manière, on s'affranchit de la relation directe entre le nombre de résonateurs présents au sein du tag et le nombre de bits codés. De plus, le fait d'utiliser la réponse large bande de diffuseurs faiblement voir non résonants permet de répondre à des problématiques de réalisation de tags sans plan de masse imprimés sur des matériaux faibles coût tels que le papier. Dans ce cas, les pertes diélectriques importantes ( $\tan \delta \approx 0.1$ ) limitent la sélectivité des pics et rendent le codage en position de fréquence moins efficace.

Le codage par positionnement de fréquence et le codage sur l'allure globale sont représentées schématiquement figure 5.3. Pour un codage en position de fréquence classique (figure. 5.3-a), chaque résonateur est associé à un pic au niveau de la signature spectrale du tag. Pour des pertes faibles (courbe bleu), les pics ont une forte sélectivité et une occupation spectrale  $\delta F$  faible. Il est donc possible de définir un grand nombre de fenêtres fréquentielles pour le codage. Pour des pertes plus importantes (courbe rouge), les pics ont des niveaux d'amplitude plus faibles et sont moins sélectifs. Cela se traduit par une occupation spectrale  $\delta F'$  plus importante. Un espacement plus important entre deux pics est nécessaire pour éviter des phénomènes

d'interférence, ce qui se répercute sur le nombre de fenêtres fréquentielles exploitables pour le codage. Le codage sur l'allure globale (figure 5.3-b) exploite la réponse de motifs larges bandes. Il est donc envisageable d'utiliser des résonateurs avec des pertes élevées. Les phénomènes d'interférences entre les réponses des différents motifs sont pris en compte au moment de la conception.

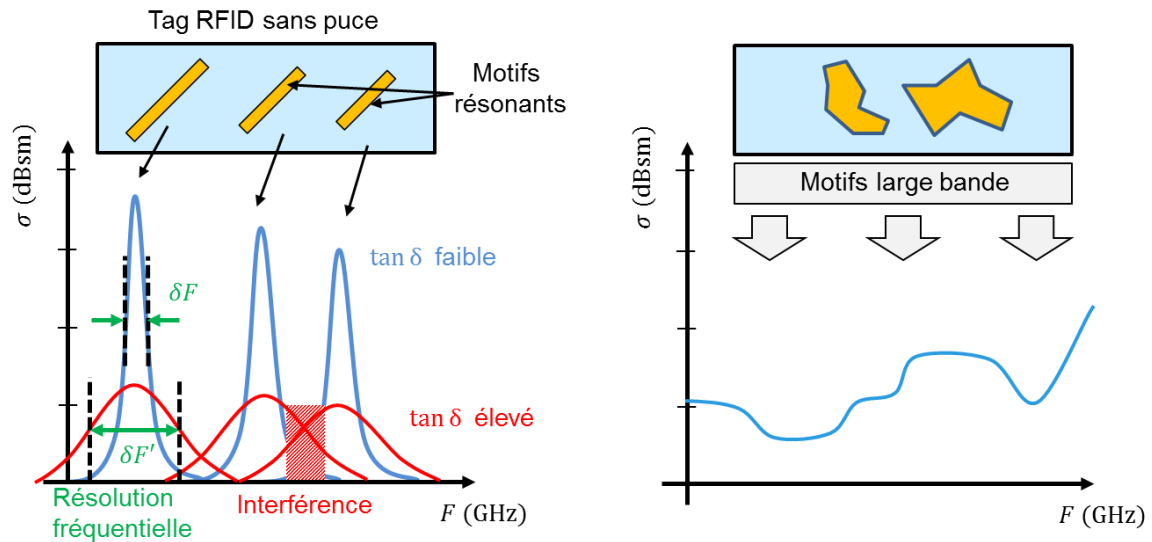


Figure 5.3 comparaison entre un codage de type positionnement de fréquence et codage sur la forme globale. (a) Effet des pertes sur un codage en position de fréquence. (b) Codage sur l'allure globale. Des motifs larges bande faiblement résonants peuvent être utilisés.

En dehors de l'aspect codage d'information la génération d'une étiquette ayant une SER spécifique peut avoir un intérêt pour d'autres domaines tels que les réseaux réflecteurs ou les antennes Fabry-Perot. Dans ces domaines, il est souvent indispensable d'associer les performances EM d'une cellule élémentaire paramétrée à leur comportement physique comme la variation des coefficients de réflexion – transmission en amplitude et en phase.

### 5.1.2 Analyse du problème

La mise en œuvre de l'approche par codage sur la forme globale repose sur la possibilité de générer un tag sans puce ayant une signature EM donnée. La conception d'un tel tag revient à la résolution d'un problème inverse complexe qui s'apparente à celui du problème inverse de la diffraction. Ce problème est de manière générale mal posé et trop complexe pour être résolu par une approche analytique directe [2], [3]. Afin de contourner les difficultés liées à la résolution de ce problème inverse, le tag sera réalisé à partir de l'assemblage d'un certain nombre de motifs élémentaires dont la réponse individuelle en fréquence est supposée connue. Dans la suite, le problème qui consiste à déterminer la forme d'un tag ayant une signature EM spécifique sera désigné comme le « problème de synthèse ». Ce chapitre porte sur le développement d'une méthode de résolution du problème de synthèse et sur l'analyse des résultats obtenus. Les discussions contenues dans ce chapitre peuvent être vues également comme la généralisation du problème de codage en amplitude présenté dans le chapitre précédent. Le problème ici est plus

complexe dans la mesure où le déphasage entre les signaux issus de chaque élément va jouer un rôle fondamental. De plus nous évaluerons la possibilité d'utiliser des éléments faiblement résonants.

Le problème inverse de la diffraction est un problème réputé très difficile qui a acquis une importance capitale lors de l'apparition des radars au début de la seconde guerre mondiale. Malgré les efforts importants réalisés par les chercheurs de l'époque, aucune solution générale n'a été trouvée. C'est d'ailleurs en cherchant à contourner les difficultés liées à ce problème qu'est apparu le système d'identification Friend and Foe (IFF) [4] qui est considéré comme l'ancêtre de la RFID conventionnelle. Aujourd'hui encore, après plus de 50 ans de recherche, ce problème reste sans solution et ce malgré les progrès importants réalisés pour le traitement des problèmes inverse [5] ou encore l'évolution des moyens de simulations. De manière général des méthodes alternatives sont mises en place, elles portent sur une forme régularisée du problème. Dans le cadre de la reconnaissance radar par exemple [6], la forme de la cible n'est pas déterminée à partir de la résolution du problème inverse mais en comparant la signature mesurée avec une base de donnée. En conséquence nous n'essaierons pas de résoudre le problème de la synthèse de manière analytique mais nous présenterons plutôt une approche permettant de traiter le problème de manière indirecte.

Le problème de la synthèse consiste à déterminer une cause (la forme du tag) connaissant un effet (le champ électromagnétique diffracté par le tag), ce qui est le propre d'un problème inverse. Le problème de la synthèse peut être considéré comme une formulation particulière du « problème inverse de la diffraction » mais pour lequel le champ objectif  $E_o$  est spécifié de façon arbitraire au lieu d'être issu de la mesure d'une cible.

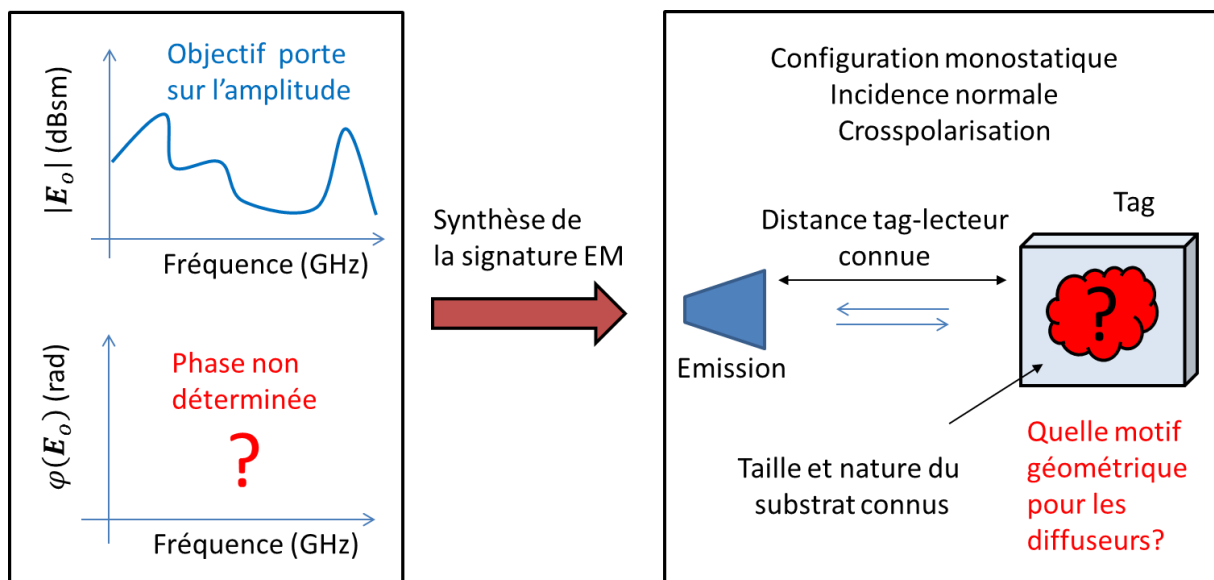


Figure 5.5 Problème inverse de la synthèse. On souhaite déterminer la forme du tag de manière à obtenir un champ diffracté donné. Les spécifications porteront uniquement sur l'amplitude du champ objectif. Les inconnues sont symbolisées par des points d'interrogation.

Pour le problème de synthèse, les spécifications portent sur les valeurs des champs électromagnétiques diffractés qui sont donc supposés connus à priori. Le problème de la synthèse du tag consiste alors à déterminer la forme du tag à l'origine de ces valeurs de champs diffractés (voir

figure 5.4). La signature « objectif » peut être spécifiée pour une configuration de mesure donnée, ce qui permet de considérer uniquement des inconnues liées à la cible elle-même.

Dans le cadre de la RFID sans puce, les usages généralement adoptés permettent de simplifier le problème :

- On considère une cible plane dont les dimensions sont généralement comparables à la longueur d'onde.
- On se place dans le cas d'une mesure monostatique, avec une cible sous incidence normale, ce qui correspond dans la plupart des cas à l'application.
- La nature physique du tag (permittivité et tangente de perte du substrat, conductivité des conducteurs) est elle aussi supposée connue au départ et sera donc incluse dans les données d'entrée.
- Les distances de lectures sont généralement fixées par l'application. Les simulations électromagnétiques présentées dans ce chapitre correspondent à une distance tag lecteur de 1 m.

Si on revient sur l'aspect théorique, on observe que le problème de la synthèse est mal posé au sens d'Hadamard [7]. En effet, on peut évoquer les éléments suivants:

- Existence de la solution : Dans le cas d'un problème de synthèse, le champ diffracté  $E_O$  n'est pas issu de la mesure d'une cible physique mais constitue un objectif « abstrait ». Dans ces conditions, rien ne garantit que le champ objectif  $E_O$  soit effectivement réalisable, en particulier si l'amplitude et la phase du champ diffracté sont choisis sans prendre en considération les lois physiques de la diffraction. Le fait d'être capable de déterminer un objectif cohérent demande donc une bonne connaissance préalable du problème direct. Afin de se fixer des niveaux d'amplitude réalistes on se basera sur des mesures de tags existants.
- Unicité de la solution : Rien ne garantit l'unicité de la solution : pour une valeur de champ électromagnétique donné, différentes cibles peuvent être à l'origine de ce champ.

De plus, et d'une manière générale, on considèrera que l'objectif portera uniquement sur l'amplitude et non sur la phase qui restera indéterminée. Il existe plusieurs raisons à cette hypothèse qui sont liées à certaines spécificités du problème direct. D'abord il est difficile d'obtenir un objectif réalisable physiquement si l'amplitude et la phase sont imposés indépendamment l'un de l'autre. En effet, la physique impose un lien entre la phase et l'amplitude du champ diffracté, et ce lien n'est pas simple à appréhender, il demande en général une bonne connaissance du problème direct. De plus, en pratique lorsque l'on mesure des champs EM, la pente de la phase dépend directement de la distance de lecture (voir annexe A). Ce dernier point est gênant puisque la synthèse de l'objectif dépend alors d'un paramètre extérieur au tag, ce qu'on cherche à éviter. Lorsque la phase de l'objectif n'est pas précisée, on parle de problème à phase arbitraire [2].

### 5.1.3 Principe de la méthode de résolution.

Une approche de résolution générale du problème de synthèse consiste à associer un algorithme de générations de forme à un logiciel de simulation électromagnétique utilisés

conjointement avec un algorithme d'optimisation de type algorithme génétique. Cette technique a d'ailleurs été utilisée avec succès pour la conception de tags RFID UHF de géométries non imposées pour des applications large bande et robustes pour un environnement inconnu au moment de la conception du tag [8]. Cette approche est d'une certaine manière différente d'une optimisation classique d'antenne dans la mesure où aucune topologie de tag n'est fixée à priori, seule la manière de générer une forme est codée. Ce type d'approche paraît envisageable étant donné les capacités de calcul actuelles des ordinateurs mais le temps de calcul est encore prohibitif. De plus, ce type d'approche ne fournit de prime abord qu'une compréhension limitée des systèmes physiques mis en jeu. Il n'est pas possible d'en déduire facilement les règles de conceptions qui permettraient de partir d'une solution plus proche de celle attendue. Cette approche a donc été écartée au profit d'approches semi-analytiques.

La méthode choisie pour la synthèse revient à décomposer la signature de l'objectif sur une base de motifs dont la signature est connue individuellement. Il correspond d'une certaine manière à la projection orthogonale de l'objectif sur l'espace formé par la réponse des différents motifs qui seront choisis comme éléments de la base. Cette approche linéaire ne prend pas en compte les couplages électromagnétiques qui apparaissent entre les éléments. Les couplages sont pris en compte dans un second temps. Le principe de la méthode de résolution est représenté schématiquement sur la figure 5.5. Il est composé de 5 étapes principales qui sont indiquées par des lettres de A à E sur le schéma. Les étapes sont présentées brièvement ici et seront reprises en détail dans la suite.

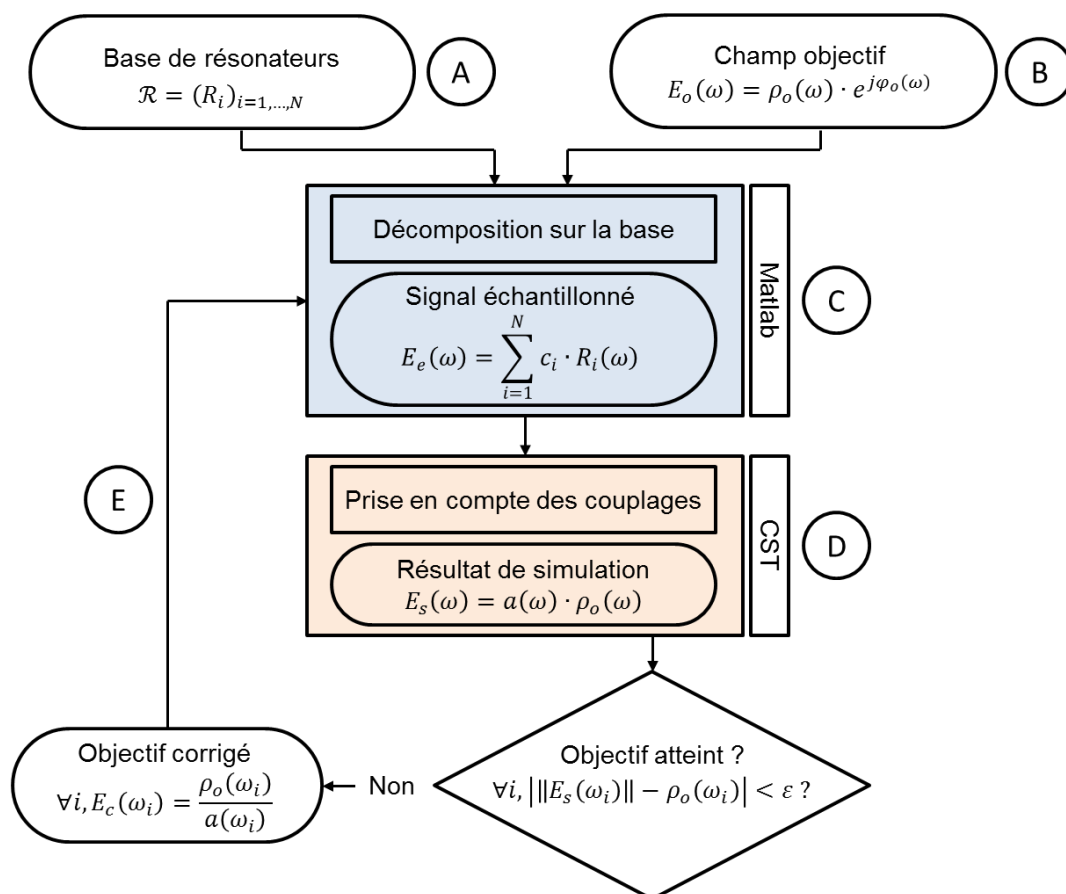


Fig. 5.5 Algorithme de conception d'un tag RFID sans puce dont le codage est basé sur l'allure globale de la signature.

#### A. Base de résonateurs

La première étape consiste à choisir la base des résonateurs. La signature EM (champ rétrodiffusé) de chaque élément isolé  $R_i(\omega)$  est obtenue par simulation (résolution du problème direct). Cette étape est cruciale pour la résolution puisque c'est grâce à elle que le problème inverse est régularisé. Un intérêt de cette approche est de pouvoir réutiliser des motifs ayant déjà été étudiés pour le choix de la famille de base. Par exemple, dans la suite nous commencerons notre étude en prenant comme famille de base les dipôles microstrip couplés qui ont été étudiés dans le chapitre précédent.

#### B. Détermination de l'objectif

L'objectif porte sur l'amplitude du champ rétrodiffusé par la cible  $|E_o(\omega)|$ . Afin d'obtenir un objectif réalisable il est utile de le fixer après avoir déterminé une base de décomposition. De cette manière on peut se donner des limites d'objectifs (amplitude) raisonnables.

#### C. Décomposition de l'objectif sur la base

Ici on ne tient pas compte de l'effet des couplages générés entre les éléments de la base. De cette manière on a un problème linéaire qui peut être résolu rapidement à l'aide de logiciel de calcul tel que Matlab. Les opérations réalisées sur les éléments de la base doivent pouvoir se traduire par des manipulations géométriques du tag. Les opérations utilisées lorsqu'on réalise la combinaison linéaire de deux signaux sont la multiplication par un scalaire et l'addition. Les principes considérés pour l'approche sont décrit ci-dessous.

Additivité des champs : On peut considérer les motifs présents au sein du tag comme des sources ponctuelles isolées lorsqu'elles sont soumises à un champ EM. Suivant cette hypothèse, il n'y a pas de couplage entre elles et le principe de superposition des champs s'applique, de telle sorte qu'il y ait additivité des champs électriques réfléchis par chaque motif.

Multiplication par un scalaire (complexe) :

$$c_i \cdot R_i(\omega) = \rho_i \cdot e^{j\varphi_i} \cdot R_i(\omega) \quad (5.5)$$

Ceci peut se décomposer en deux problèmes physiques distincts :

- Multiplication par un réel positif :

$$\rho_i \cdot R_i(\omega) \quad (5.6)$$

La multiplication par un réel positif revient à physiquement à modifier l'amplitude du champ réfléchi par le motif. Différentes techniques ont été présentées dans le chapitre précédent pour réaliser cette opération.

- Décalage de la phase

$$e^{j\varphi_1} \cdot R_i(\omega) \quad (5.6)$$

Cette opération délicate à réaliser en pratique. On pourrait penser à éloigner les éléments les uns des autres, mais cette approche est difficilement réalisable dans le cas de la problématique de l'identification. En effet, cela conduirait à la conception de tags volumique. Toutefois, cela peut avoir du sens pour traiter d'autres problématiques comme la minimisation du RCS d'une cible. On note que concrètement, une variation de la distance ne translate pas la phase mais modifie la pente (Annexe A).

Un projeté orthogonale peut être défini à partir d'une norme ce qui permet de quantifier la pertinence de la solution, c'est-à-dire l'écart entre la solution trouvée et l'objectif. Sur une famille de résonateurs, le projeté est unique. Il constitue de même la meilleure approximation de la signature sur la famille.

#### D. Prise en compte des couplages.

Après avoir déterminé la décomposition et les paramètres géométriques correspondant, la simulation du tag par un logiciel full wave (CST microwave studio) permet la prise en compte des couplages. C'est l'aspect non linéaire du problème.

#### E. Compensation de l'erreur.

L'erreur entre l'objectif de départ et le résultat de simulation électromagnétique est évaluée puis retranchée à l'objectif initial. De cette manière, on obtient un objectif « corrigé » qui tient compte de l'effet des couplages. Cet objectif corrigé est à son tour décomposé sur les éléments de la base. Cette étape peut être itérée plusieurs fois pour affiner le résultat mais nous n'effectuerons qu'une seule itération pour limiter le temps de simulation. Lors de la première itération, on passe de l'hypothèse selon laquelle il n'existe pas de couplages entre les résonateurs à l'hypothèse moins forte selon laquelle les couplages ne dépendent pas de l'orientation des résonateurs. En effet, pour jouer sur l'amplitude de la réponse des résonateurs nous utiliserons l'approche introduite au chapitre 4 à savoir le contrôle de l'orientation du motif par rapport au tag. A chaque étape l'orientation des résonateurs varie (et donc les couplages) mais de manière moins prononcée ce qui devrait faciliter la convergence de l'approche.



## 5.2 Méthode d'échantillonnage

En premier lieu, on se propose de décomposer le signal objectif sur une famille de résonateurs ayant une forte sélectivité. Cela constitue un cadre d'étude simplifié par rapport au cas « large bande » pour deux raisons. D'abord cela permet de réutiliser des résonateurs connus tels que les dipôles microstrips couplés étudiés dans le chapitre précédent. De plus, un signal résonant possède en première approximation une réponse nulle en dehors de sa zone de résonance. Par conséquent les éléments de la famille de décomposition peuvent être considérés comme orthogonaux (à support fini et non contigu) ce qui facilite la décomposition.

En contrepartie, la décomposition sur une famille de résonateurs sélectifs présente des limites applicatives comparées au cas « large bande ». Les signaux pouvant être générés par une famille de résonateurs sont constitués de pics et la signature synthétisée sera par conséquent une version échantillonnée de l'objectif (Fig. 5.2). Cet exemple n'apporte donc pas d'amélioration notable de la capacité de codage comparé à un codage en amplitude tel que celui présenté au chapitre précédent. Par contre, la philosophie est bien différente. Dans ce cas, on cherche à s'approcher au plus près d'un objectif. L'intérêt principal se porte sur le protocole de conception qui pourra être généralisé au cas d'une famille large bande. Le codage en amplitude se concentre quant à lui sur l'étude des résonateurs ce qui est secondaire ici. La « méthode d'échantillonnage » peut être vue comme une étape préalable au cas large bande visant à déterminer concrètement les difficultés liées à la conception ainsi que les objectifs potentiellement réalisables mais dans un cadre simplifié.

### 5.2.1 Version préliminaire de l'algorithme de conception

Une première version de l'algorithme de conception pour la méthode d'échantillonnage est mise en place. Les différentes sources d'erreurs seront examinées et seront compensées dans un second temps.

#### 5.2.1.1 Etude du résonateur unitaire

On considère ici le problème direct appliqué aux résonateurs. Les dipôles couplés (figure 5.6) qui ont été présentés dans le chapitre précédent sont utilisés comme éléments de base pour la décomposition. On rappelle qu'ils possèdent un plan de masse et fonctionnent en polarisation croisée. C'est pourquoi, on considère uniquement la réponse en crosspolarisation des dipôles qui est bien plus facile à détecter en pratique. Les dipôles couplés sont composés de cinq dipôles de longueur  $L$  et de largeur  $W$  séparés par un gap  $g$  et orientés suivant un angle  $\theta$  (figure 5.6-a). On a vu dans le chapitre précédent que la longueur  $L$  permet de régler la fréquence de résonance des dipôles et que l'orientation  $\theta$  permet de régler l'amplitude du champ rétrodiffusé. Pour la mise en œuvre de la méthode d'échantillonnage, les paramètres  $g$  et  $W$  sont fixés avec  $g = 0.5 \text{ mm}$  et  $W = 2 \text{ mm}$ .  $L$  et  $\theta$  sont donc les seuls paramètres variables. La présence du plan de masse garantit une bonne isolation par rapport au support. Le champ rétrodiffusé est polarisé suivant l'axe des dipôles et les dipôles sont initialement orientés avec un angle  $\theta = 45^\circ$  par rapport à la verticale pour maximiser la composante en crosspolarisation.

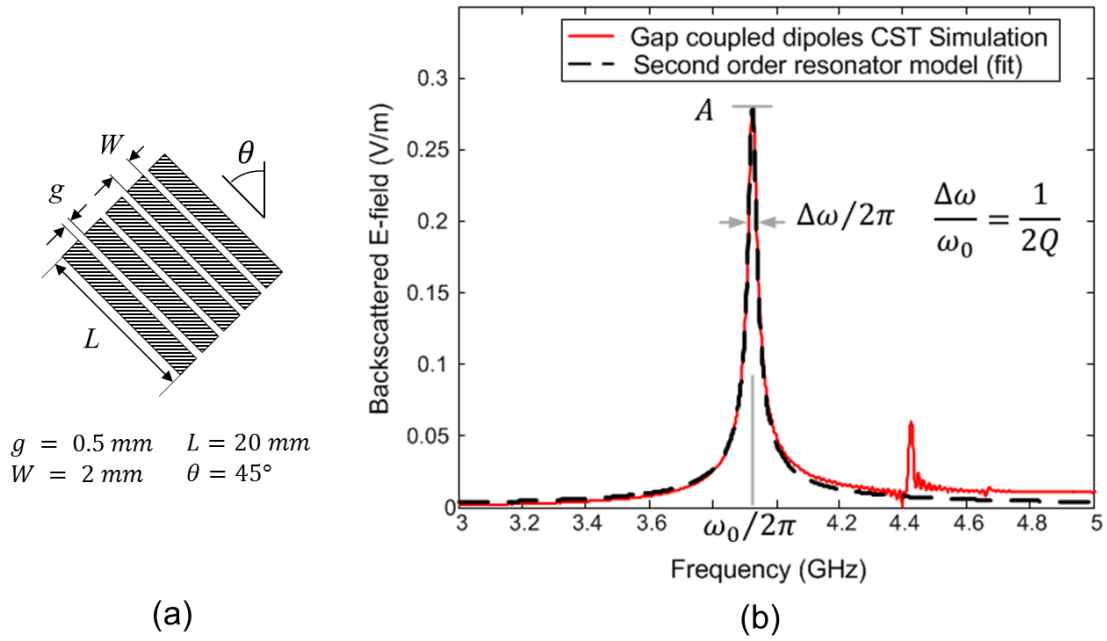


Figure. 5.6. Résonateurs utilisés comme motif de base pour la méthode d'échantillonnage. (a) Paramètres géométriques. (b) Réponse fréquentielle (crosspolarisation) et identification paramétrique.

La réponse des dipôles couplés (composante en crosspolarisation du champ rétrodiffusé) est représentée graphiquement figure 5.6-b. Au voisinage de la résonance, les dipôles couplés se comportent comme un résonateur du second ordre ayant la fonction de transfert suivante :

$$S_{vh}(\omega) = \frac{A}{1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (5.7)$$

La comparaison entre le modèle et la simulation est également présentée figure 5.6-b. On observe une bonne concordance au voisinage de la résonance. Il apparaît une résonance parasite à 4.4 GHz qui n'est pas prise en compte par le modèle et qui est liée aux faibles courants qui se propagent suivant la largeur des dipôles. Le modèle ne prend pas non plus en compte le champ résiduel observé après la résonance en simulation. Par exemple, à 4.8 GHz, l'amplitude donnée par le modèle est de  $0.004 \text{ V/m}$  alors que l'on a  $0.011 \text{ V/m}$  en simulation.

L'identification entre la réponse simulée et le modèle (5.7) permet d'établir rapidement des abaques liant les paramètres géométriques du résonateur à ses caractéristiques de résonance. Le résonateur à base de dipôles est identifié par ses paramètres géométriques  $L, g, W$  et la composante  $S_{vh}$  est obtenue par simulation électromagnétique. Le réponse obtenue en simulation est approchée au sens des moindres carrés par la fonction de transfert (4.25) pour identifier les paramètres caractéristiques de la résonance :  $\omega_0, A$  et  $Q$ . En effet, il n'existe pas de formule analytique reliant ces paramètres. Un exemple d'identification paramétrique est illustré figure 5.6. Pour  $L = 20 \text{ mm}$ , on obtient les valeurs  $F_0 = 3.92 \text{ GHz}$ ,  $A = 0.28 \text{ V/m}$  et  $Q = 163$ . Les abaques représentés figure 5.7 ont été établis à partir de neuf simulations électromagnétiques où  $L$  varie. Ces abaques sont utilisés par la suite pour dimensionner les résonateurs.

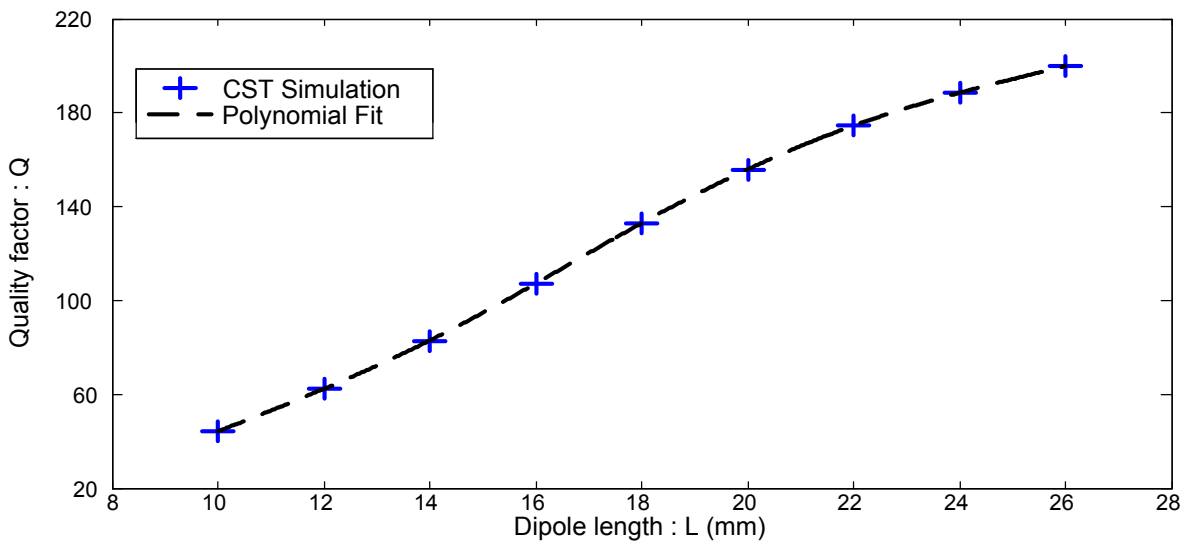
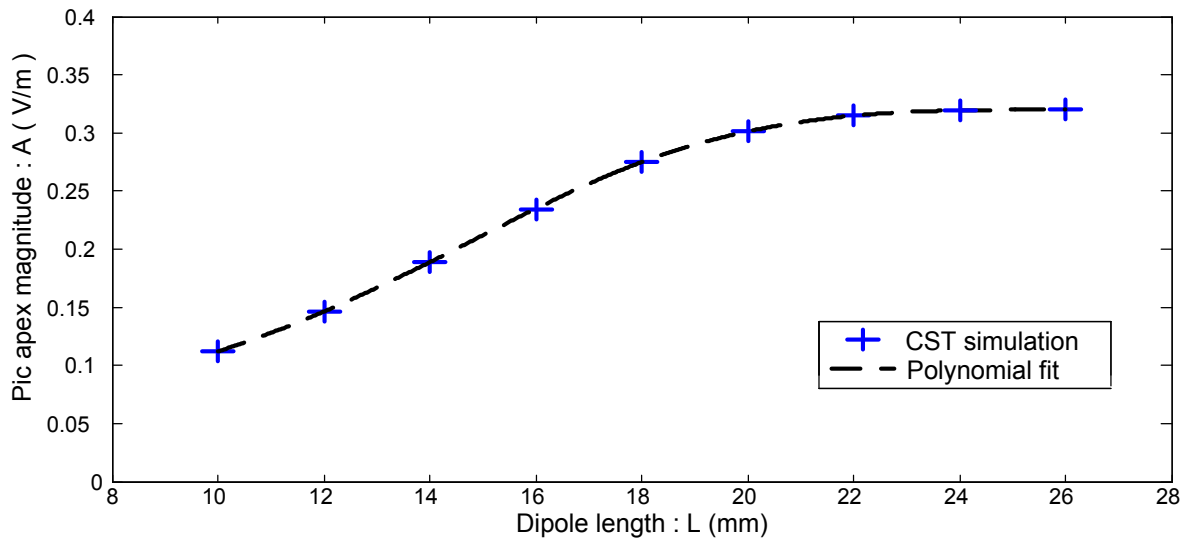
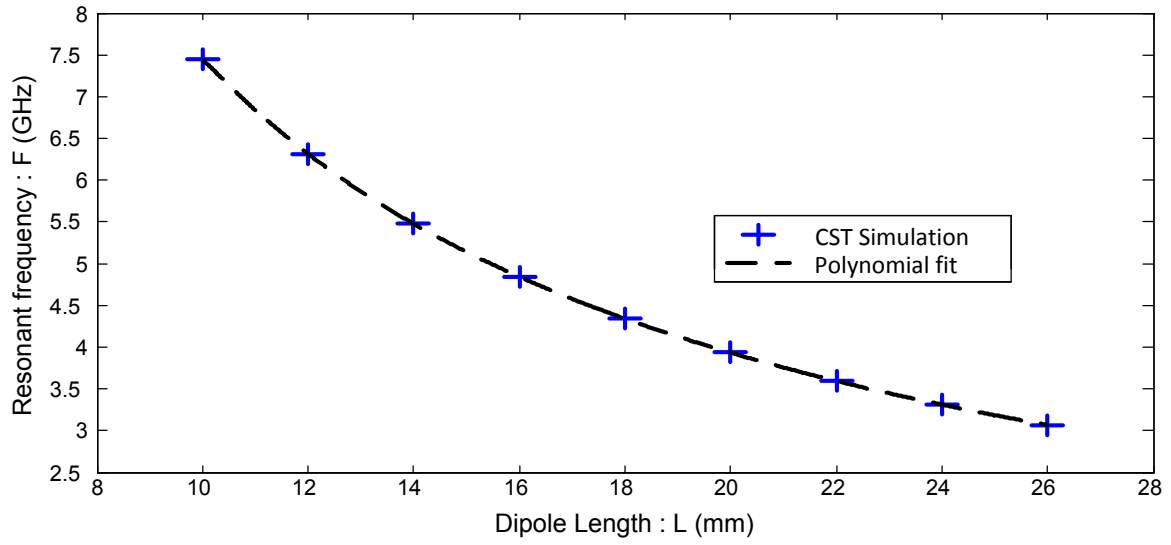


Figure 5.7 Abaques des paramètres  $F$ ,  $A$  et  $Q$  en fonction de la longueur  $L$  du résonateur de type dipôles couplés (figure 5.6). Les simulations (CST Microwave 2014, solveur temporel) ont été réalisées pour un substrat de dimensions  $5.4\text{ cm} \times 5.4\text{ cm}$  d'épaisseur  $0.8\text{ mm}$  et de permittivité  $\epsilon_r = 3.55$ . Le champ rétrodiffusé est calculé pour une distance tag-lecteur de  $1\text{ m}$ .

### 5.2.1.2 Etude de la base

La fonction de transfert (5.7) est utilisée pour modéliser la réponse des résonateurs. On considère une base de décomposition  $\mathcal{R}$  constituée de  $N = 8$  résonateurs, ce qui correspond au nombre maximum de dipôles couplés qu'il est possible d'intégrer dans un tag ayant la dimension d'une carte de crédit [9]. Les tags sont équi-répartis sur la plage de fréquence  $I = [4.2\text{ GHz}, 6.2\text{ GHz}]$ . La réponse des éléments de la base est représentée graphiquement sur la figure 5.8. La fréquence de résonance et la longueur des dipôles associée est donnée dans le tableau 5.1.

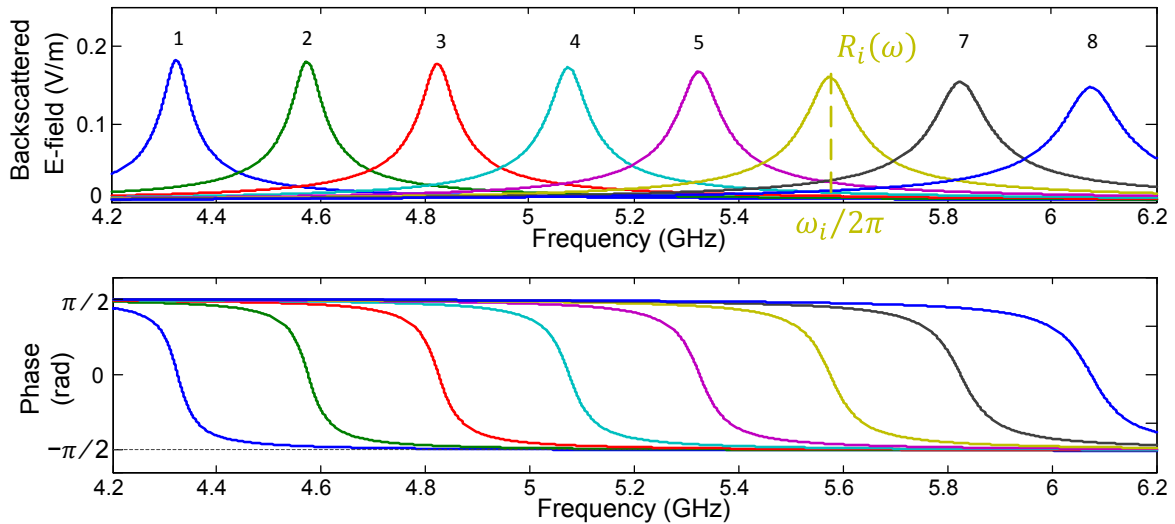


Figure 5.8 Base de décomposition pour la méthode d'échantillonnage. Les réponses sont données pour des résonateurs isolés.

Tableau 5.1 fréquence de résonance et longueur des dipôles de la base de décomposition.

N° du résonateur	1	2	3	4	5	6	7	8
Fréquence de résonance (GHz)	4.32	4.57	4.82	5.07	5.32	5.57	5.82	6.07
Longueur $L$ (mm)	18.1	17.0	16.1	15.2	14.4	13.7	13.1	12.5

La réponse fréquentielle du résonateur de pulsation propre  $\omega_i$  est notée  $\mathbf{R}_i(\omega)$ . Le maximum d'amplitude de la résonance  $A_i$  (donnée par l'abaque de la figure 5.7) est obtenu pour  $\omega_i$  :

$$\forall i \leq N, \quad \max_{\omega/2\pi \in I} |\mathbf{R}_i(\omega)| = |\mathbf{R}_i(\omega_i)| = A_i \quad (5.8)$$

Il est instructif d'évaluer le terme général  $|\mathbf{R}_i(\omega_k)|$  afin de quantifier l'impact d'un résonateur sur la réponse de ses voisins. Cela revient à étudier la matrice  $G$ :

$$G = \begin{bmatrix} |\mathbf{R}_1(\omega_1)| & \cdots & |\mathbf{R}_1(\omega_N)| \\ \vdots & & \vdots \\ |\mathbf{R}_N(\omega_1)| & \cdots & |\mathbf{R}_N(\omega_N)| \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Le maximum des éléments non diagonaux de la matrice  $G$  est obtenu pour  $i = N$  et  $k = N - 1$  et vaut  $|\mathbf{R}_N(\omega_{N-1})| = 0.029 V/m$ . Le minimum des éléments diagonaux de  $G$  est obtenue pour  $i = k = N$  avec  $A_N = 0.147 V/m$ . En examinant la réponse en phase (figure. 5.8), on voit également que la résonance a lieu lorsque la phase s'annule. Pour des résonateurs ayant un facteur de qualité élevé, la phase varie rapidement autour de la résonance pour atteindre une valeur de  $\pm \pi/2$ . Au moment de la résonance, la contribution des résonateurs voisins est donc en quadrature de phase. Le décalage d'amplitude lié à la contribution d'un résonateur sur son voisin est donc dans le pire des cas :

$$\|A_N + j \cdot |\mathbf{R}_N(\omega_{N-1})|\| = \sqrt{A_N^2 + |\mathbf{R}_N(\omega_{N-1})|^2} \approx A_N + \frac{|\mathbf{R}_N(\omega_{N-1})|^2}{2 \cdot A_N} \quad (5.10)$$

Et on a par conséquent un décalage relatif de l'amplitude maximum de :

$$\frac{|\mathbf{R}_N(\omega_{N-1})|^2}{2 \cdot A_N^2} \simeq 2 \% \quad (5.11)$$

Cette valeur paraît suffisamment faible pour supposer en première approximation que les résonateurs sont indépendants, i.e.:

$$|\mathbf{R}_k(\omega_i)| \simeq 0, \quad \text{pour } k \neq i \quad (5.12)$$

### 5.2.1.3 Objectif

L'objectif porte uniquement sur la variation en fréquence du module de  $\mathbf{E}_0$ . On détermine un masque dont le rôle est de garantir que l'objectif fixé soit réalisable. La limite haute correspond à l'amplitude maximum des résonateurs isolés (en bleu sur la figure. 5.9). Elle est obtenue à partir des abaques données figure 5.7. On considère également une limite basse qui est fixée à  $0.05 V/m$  (en violet sur la figure 5.9) afin de ne pas intégrer de résonateurs ayant une réponse trop faible pour être mesurée avec précision.

La courbe « objectif » est générée par interpolation de quatre points choisis aléatoirement à l'intérieur du masque (courbe rouge sur la figure 5.9). La méthode d'échantillonnage est testée sur quatre objectifs différents numérotés de 1 à 4 représentés figure .5.10

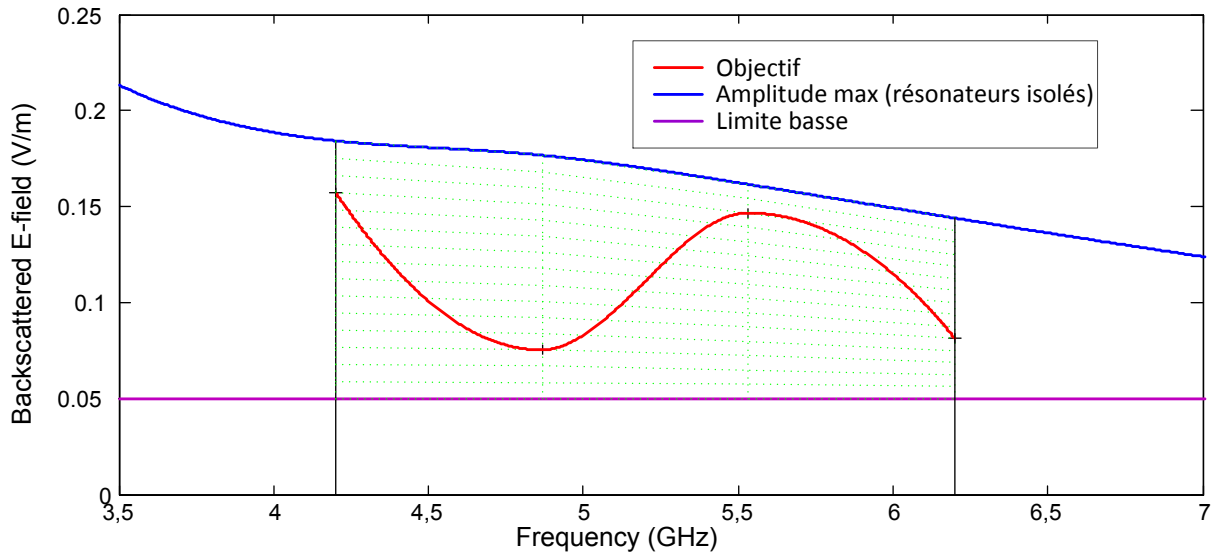


Fig. 5.9 Visualisation de l'objectif n°1. La limite haute correspond au maximum d'amplitude atteint par les résonateurs isolés. La limite basse est fixée à 0.05 V/m.

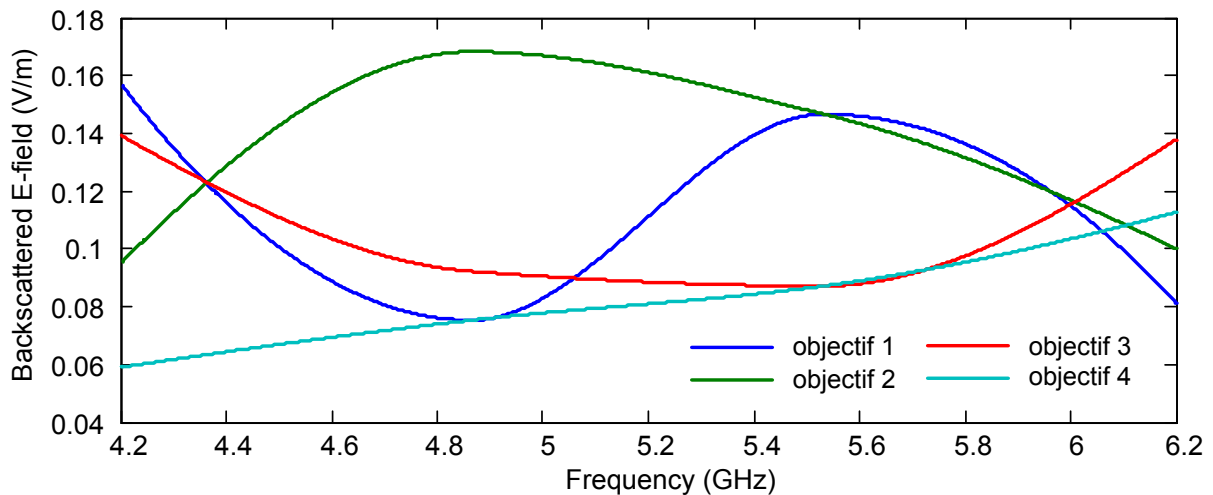


Figure 5.10 Visualisation des objectifs 1 à 4 utilisés pour évaluer la méthode d'échantillonnage.

Etant donné la réponse sélective des éléments choisis pour la base de décomposition, il est clair que le signal synthétisé à partir de cette approche constituera une version échantillonnée de l'objectif. L'objectif continu peut être discrétisé sous la forme d'un vecteur de dimension  $N$  :

$$\Omega = (|\mathbf{E}_o(\omega_1)|, |\mathbf{E}_o(\omega_2)|, \dots, |\mathbf{E}_o(\omega_N)|) \quad (5.13)$$

Où les pulsations d'échantillonnage  $(\omega_i)_{i \leq N}$  correspondent aux pulsations de résonance des éléments de la base.

#### 5.2.1.4 Décomposition sur la base.

Cette étape constitue la partie linéarisée du problème (indiquée par la lettre C sur la figure 5.5) et peut être traitée soit analytiquement, soit à l'aide d'un logiciel de calcul numérique type Matlab. On cherche à déterminer une famille de coefficients réels positifs  $(\omega_i)_{i \leq N} \in \mathbb{R}_+^N$  permettant la décomposition de la courbe « objectif » sur la base introduite par les  $N$  résonateurs. Comme

évoqué précédemment, il est souhaitable que les coefficients soient réels car la multiplication par un réel positif se traduit simplement en termes géométriques par la rotation du résonateur. Ici l'obtention de coefficients réels est facilitée par l'hypothèse d'indépendance (5.12).

Soit  $\mathbf{E}_e$  la combinaison linéaire des résonateurs définie par :

$$\mathbf{E}_e(\omega) = \sum_{k \leq N} c_k \cdot \mathbf{R}_k(\omega) \quad (5.14)$$

On considère que  $\mathbf{E}_e$  est une version échantillonnée de l'objectif si l'on a l'égalité entre  $\mathbf{E}_e$  et l'objectif  $\mathbf{E}_o$  pour les fréquences d'échantillonnage  $\omega_i$ , i.e.:

$$\forall i \leq N, |\mathbf{E}_e(\omega_i)| = |\mathbf{E}_o(\omega_i)| \quad (5.15)$$

Or reprenant (5.12) et en exploitant l'hypothèse simplificatrice (5.12) on a la relation :

$$|\mathbf{E}_e(\omega_i)| = \left| \sum_{k \leq N} c_k \cdot \mathbf{R}_k(\omega_i) \right| = |c_i| \cdot A_i \quad (5.16)$$

Et par conséquent une version échantillonnée de l'objectif est obtenue pour la famille de coefficients réels positifs :

$$c_i = \frac{|\mathbf{E}_o(\omega_i)|}{A_i} \quad (5.17)$$

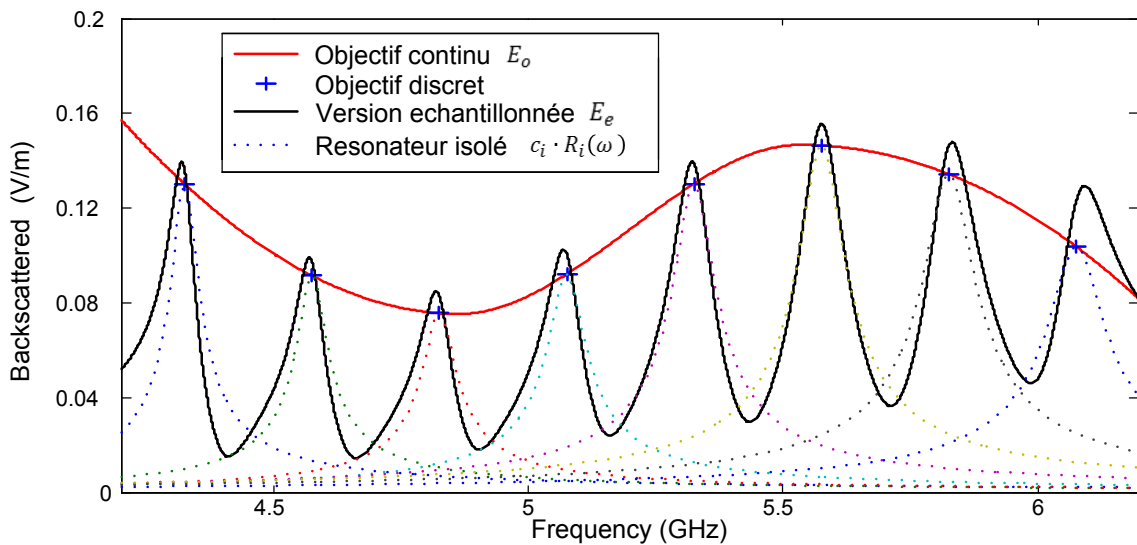


Figure. 5.11 Décomposition de l'objectif n°1 sur la base des résonateurs.

Le résultat de la décomposition réalisée via Matlab en utilisant (5.17) est représenté sur la figure 5.11. On remarque en premier lieu qu'il y a bien colocation entre l'objectif et les résonateurs isolés  $c_k \cdot \mathbf{R}_k(\omega)$  (en pointillé sur la figure 5.11). Par contre, on observe pour la réponse globale des valeurs d'amplitude qui dépassent légèrement la courbe « objectif ». Un dépassement maximum de  $0.025 \text{ V/m}$  (25%) est obtenu pour le résonateur  $N=8$ . On observe également un décalage fréquentiel entre les pics des résonateurs isolés et ceux de la réponse globale. Le décalage le plus important (17 MHz) est obtenu pour le résonateur  $N=8$ . Ces phénomènes de dépassement et de décalage sont directement liés à l'approximation réalisée (5.12) selon laquelle il n'y a pas d'influence

d'un résonateur sur l'autre. En pratique la contribution d'un résonateur à la fréquence de son voisin n'est pas nulle ce qui modifie le résultat attendu. Ce phénomène sera pris en compte pour une version plus élaborée de la méthode d'échantillonnage. On note ici que la simplification utilisée permet d'obtenir une relation analytique extrêmement simple reliant la valeur de l'amplitude à imposer à chaque résonateur et la fonction « objectif ». Dans la mesure où les couplages vont modifier les comportements globaux de la signature obtenue, cette première étape se révèle être tout à fait pertinente.

### 5.2.1.5 Prise en compte des couplages

Cette partie constitue la partie non linéaire du problème. Elle est traitée via un logiciel de simulation full-wave (CST). Pour réaliser la simulation du système physique, les coefficients  $c_i$  déterminés précédemment doivent être traduits en termes de paramètres géométriques. On a vu dans le chapitre précédent que la multiplication de la réponse d'un résonateur par un réel positif peut se traduire géométriquement par une rotation de l'axe du résonateur vis-à-vis des antennes. Pour les dipôles couplés, on a montré que la relation entre l'angle de rotation  $\theta$  et l'amplitude de la réponse obéit à l'équation :

$$|S_{hv}(\theta, \omega)| = |\cos \theta \cdot \sin \theta \cdot S_{vv(\theta=0)}(\omega)| \quad (5.18)$$

Où le coefficient  $\cos \theta \cdot \sin \theta$  ne dépend pas de la fréquence.

Le niveau d'amplitude maximum du pic obtenu en crosspolarisation est obtenu pour un angle  $\theta = 45^\circ$  par rapport à la verticale pour des antennes orientées suivant l'axe horizontal ou l'axe vertical. Ces valeurs correspondent à celles données par les caractéristiques (figure. 5.7).

$$\max_{\theta} |\mathbf{R}_i| = A_i = |S_{hv}(45, \omega_i)| = S_{vv(\theta=0)} / 2 \quad (5.19)$$

Soit en exprimant  $S_{vv(\theta=0)}$  en fonction de  $A_i$  et en linéarisant les termes trigonométriques dans (5.18) on obtient :

$$|S_{hv}(\theta, \omega)| = A_i \cdot \sin 2\theta \quad (5.20)$$

En multipliant (5.19) par le coefficient  $c_i$  et en utilisant (5.20) on a :

$$c_i \cdot \mathbf{R}_i(\omega_i) = c_i \cdot A_i = |S_{hv}(\theta_i, \omega_i)| = A_i \cdot \sin 2\theta_i \quad (5.21)$$

D'où il est possible d'extraire l'angle  $\theta_i$  correspondant au coefficient  $c_i$  :

$$\theta_i = \frac{\text{asin}(c_i)}{2} \quad (5.22)$$

L'équation (5.22) est utilisée pour régler l'amplitude des résonateurs séparément en jouant sur leur orientation. On note également que dans le cadre de la simplification utilisé, il est également possible d'exprimer directement le lien entre l'angle et la valeur de la fonction objectif :

$$\theta_i = \frac{\text{asin}(|E_o(\omega_i)|/A_i)}{2} \quad (5.22)$$



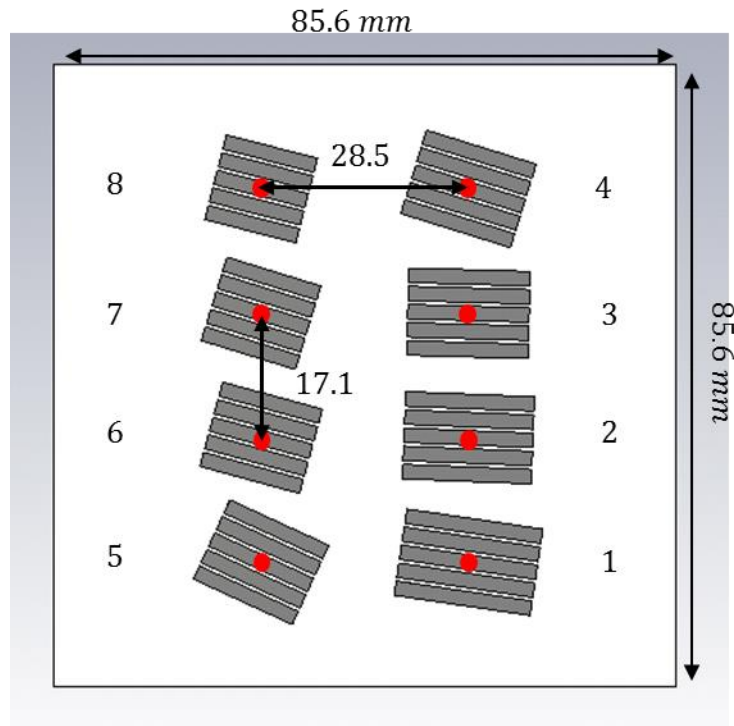


Figure 5.12 Tag chipless simulé correspondant à l'objectif n°1.

Le tag simulé correspondant à l'objectif 1 est représenté sur la figure 5.12. Un substrat de dimension  $85.6 \text{ mm} \times 85.6 \text{ mm}$  (dimension la plus large d'une carte de crédit) est utilisé pour limiter les effets de bord. Les résonateurs sont réparties en deux colonnes de quatre résonateurs chacune. Un écartement verticale de  $17.1 \text{ mm}$  et un écartement horizontale de  $28.5 \text{ mm}$  est utilisé entre les centres d'inertie des résonateurs (points rouges sur la figure 5.12).

Le résultat obtenu en simulation EM (CST microwave Studio) est noté  $E_s$  et est comparé au champ rétrodiffusé objectif sur la figure 5.13.  $E_s$  prend en compte l'effet des couplages ainsi que la position physique des résonateurs. Les résultats obtenus par simulation EM donnent des niveaux d'amplitudes plus importants que ceux attendus par l'approche linéaire (courbe Matlab). Les écarts les plus importants sont obtenus à partir du pic n° 5 avec un écart maximum de  $0.15 \text{ V/m}$  (110 %) pour le pic n° 7. Un comportement analogue est observé pour les autres objectifs considérés. Les niveaux d'amplitude obtenus dépassent la limite fixée par rapport aux résonateurs isolés (en bleu pointillé sur la figure 5.13). On reconnaît néanmoins l'allure globale de l'objectif (pic d'amplitude minimum à  $4.8 \text{ GHz}$  et maximum autour de  $5.6 \text{ GHz}$ ). Les résultats obtenus pour les différents objectifs sont donnés dans le tableau récapitulatif 5.2 à la fin de cette section.

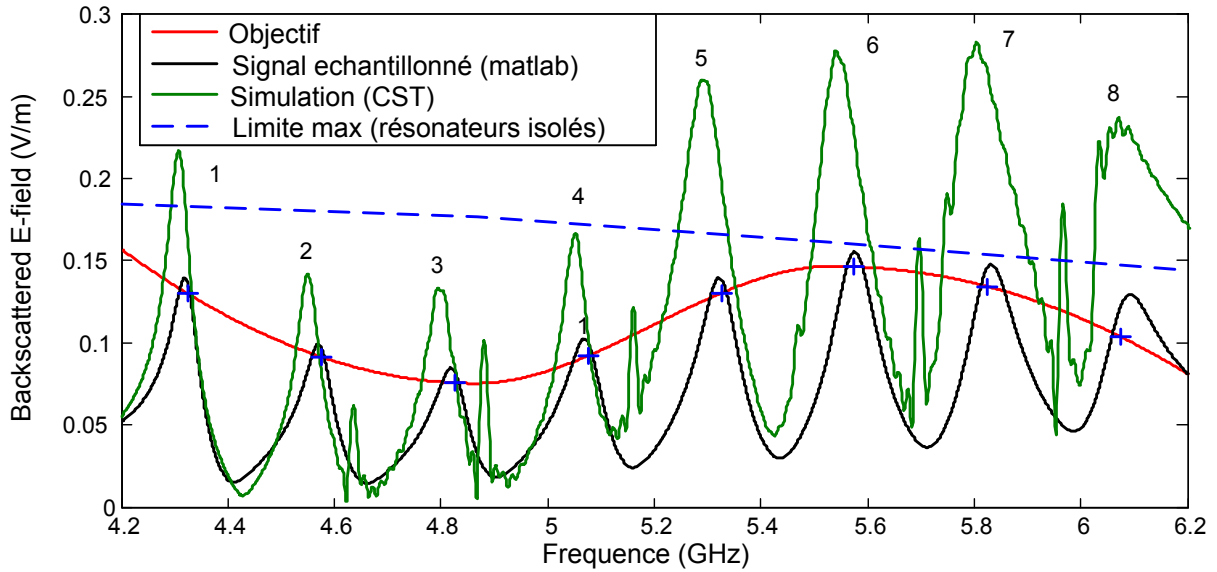


Figure. 5.13 Comparaison entre le résultat de la simulation full-wave CST et l'objectif n°1.

Afin de pouvoir comparer les performances obtenues vis à vis des différents objectifs, on introduit en plus de l'écart maximum, une mesure correspondant à un écart relatif moyen entre l'objectif et la simulation :

$$\Delta_{mean}^2 = \frac{\sum_i (|E_s(\omega_i)| - |E_o(\omega_i)|)^2}{\sum_i |E_o(\omega_i)|^2} \quad (5.23)$$

Pour l'objectif n°1 on trouve un écart moyen  $\Delta_{mean} = 93\%$ , ce qui représente une erreur importante. La prise en compte des couplages permettra de diminuer cette erreur de manière significative.

### 5.2.1.6 Compensation de l'erreur

L'erreur présente entre l'objectif et le résultat de simulation est principalement due aux couplages existants entre les résonateurs. L'objectif est désormais de chercher à compenser cet effet des couplages en jouant sur l'orientation des résonateurs. On note qu'actuellement, on cumule les erreurs liées aux couplages avec celles liées aux approximations réalisées au moment de la décomposition.

Commençons par définir une fonction erreur comme suit :

$$\mathbf{E}_o(\omega) - \mathbf{E}_s(\omega) = \mathbf{e}(\omega) \quad (5.24)$$

Il est possible de décomposer l'erreur sur la base des résonateurs, de telle sorte que :

$$e_e(\omega) = \sum_{k \leq N} e_k \cdot \mathbf{R}_k(\omega) \quad (5.25)$$

On définit un objectif intermédiaire  $E'_o$  qui prend en compte l'erreur liée aux couplages :

$$\mathbf{E}'_o(\omega) = \mathbf{E}_o(\omega) + \mathbf{e}(\omega) \quad (5.26)$$

Dont la version échantillonnée s'écrit alors :

$$\mathbf{E}'_e(\omega) = \sum_{k \leq N} (c_k + e_k) \cdot \mathbf{R}_k(\omega) \quad (5.27)$$

De telle sorte que l'orientation des résonateurs pour ce nouvel objectif est donné par :

$$\theta_k' = \frac{\text{asin}(c_k + e_k)}{2} \quad (5.28)$$

Il est possible de réitérer l'opération de compensation à partir du résultat de simulation  $E_s'$  obtenu pour cette nouvelle configuration. D'un point de vue physique la première itération permet de passer de l'hypothèse selon laquelle il n'existe pas de couplages entre les résonateurs, à l'hypothèse moins forte qui stipule que les couplages ne dépendent pas de l'orientation des résonateurs. Tant que le terme d'erreur diminue d'une itération à l'autre, les corrections angulaires appliquées aux résonateurs seront de plus en plus faibles et les couplages d'autant moins impactés. Chaque itération nécessite néanmoins une simulation full-wave gourmande en temps de calcul. En effet, pour des résonances multiples réparties sur une large bande fréquentielle, il est nécessaire d'utiliser un solveur temporel. Le désavantage de travailler avec des structures fortement résonantes est que toute l'énergie restante dans le système en fin de simulation est liée à la résonance et a un impact important sur l'amplitude de la réponse obtenue. Des méthodes numériques telles que la mise en place de filtres autorégressifs (AR filters en anglais) permettent de prendre en compte l'énergie encore stockée par le système résonant à la fin de la fenêtre de calcul mais ces méthodes ne fournissent des résultats satisfaisant que dans le cas d'une résonance unique. Des simulations très longues sont donc nécessaires pour obtenir une bonne précision.

Par conséquent, nous limitons l'étude à la première itération qui apporte l'amélioration la plus significative. Pour l'itération  $n$ , l'erreur  $e^{(n)}(\omega)$  doit être calculée par rapport à l'objectif intermédiaire de l'itération  $n-1$  et non pas par rapport à l'objectif initial. L'objectif intermédiaire  $E_o^{(n)}(\omega)$  est alors donné par :

$$\mathbf{E}_o^{(n)}(\omega) = \mathbf{E}_o(\omega) + \sum_{k=0}^n \mathbf{e}^{(k)}(\omega) \quad (5.29)$$

De cette manière l'objectif intermédiaire  $E_o^{(n)}$  reste constant d'une itération à l'autre lorsque l'erreur  $e^{(n)}(\omega)$  tend vers 0. Cette condition est nécessaire pour la convergence de l'algorithme.

Il est important de noter que dans certains cas, l'addition d'une erreur peut mener à des objectifs intermédiaires irréalistes par exemple si l'amplitude dépasse l'amplitude maximum d'un résonateur.

Les résultats de simulation pour la première itération correspondants à l'objectif n°1 sont présentés figure 5.14.

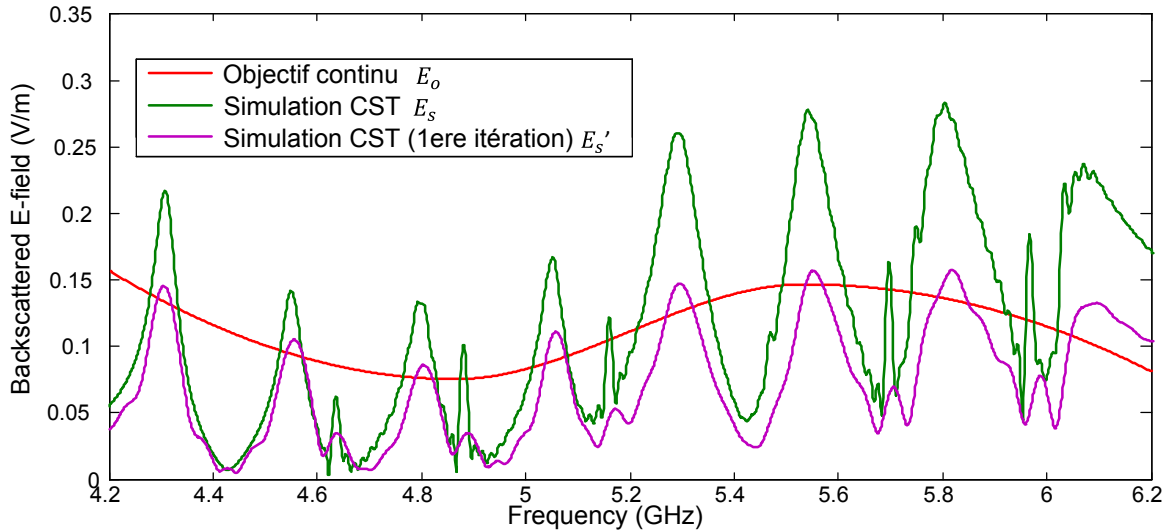


Figure 5.14 Comparaison des résultats de simulation obtenus lors de la simulation CST directe et après la première itération de la boucle de compensation.

Les résultats obtenus après la première itération sont plus proches de l'objectif comparés à la première simulation. On observe un écart maximum de  $0.03 \text{ V/m}$  (28 %) pour le pic n°8 et un écart moyen de  $\Delta_{mean} = 16 \%$ . Ce résultat est satisfaisant dans la mesure où l'approche linéaire (matlab) avait permis d'obtenir un résultat avec une erreur de 11%. Les résultats obtenus pour les autres objectifs sont récapitulés dans le tableau 5.2. Les performances de l'algorithme à chacune des étapes sont comparables pour les différents objectifs.

Tableau 5.2 Récapitulation des résultats obtenus par la méthode d'échantillonnage pour les différents objectifs.

		Objectif 1	Objectif 2	Objectif 3	Objectif 4
Matlab	$\Delta_{max}$ (V/m)	0,026	0,029	0,015	0,015
	$\Delta_{max}$ relatif	25 %	26 %	12%	14%
	$\Delta_{mean}$	11 %	11 %	8 %	10 %
CST Simulation	$\Delta_{max}$ (V/m)	0,15	0,17	0,14	0,11
	$\Delta_{max}$ relatif	110 %	130 %	113 %	115 %
	$\Delta_{mean}$	94 %	95 %	92 %	94 %
CST compensation (itération 1)	$\Delta_{max}$ (V/m)	0,029	0,040	0,022	0,028
	$\Delta_{max}$ relatif	28 %	35 %	18 %	26 %
	$\Delta_{mean}$	16 %	14 %	14 %	18 %

### 5.2.1.7 Sources d'erreurs

L'approche utilisée précédemment utilise plusieurs approximations simplificatrices qui ont permis d'utiliser une approche analytique pour la décomposition. En premier lieu, le modèle adopté pour les résonateurs est un passe bande pur ce qui ne concorde pas tout à fait avec les résultats de simulation du résonateur puisqu'on a pu voir sur la figure 5.6-b qu'il y avait un certain niveau d'amplitude résiduel après la résonance. De plus, on a estimé avec l'équation (5.12) que les résonateurs n'apportaient pas de contribution à la fréquence de résonance de leur voisin, ce qui est également faux aux vues des valeurs des coefficients de la matrice d'interdépendance  $G$  (5.9). Ces

erreurs sont pris en compte et compensées lors de la première itération mais il est possible de les corriger plus tôt, ce qui permettra d'isoler de manière plus claire l'impact des couplages.

Il paraît assez naturel que ces approximations affectent l'amplitude des pics mais il est plus difficile de voir pourquoi on obtient également un décalage fréquentiel des pics à l'étape C. A partir de la figure 5.8-b (réponse en phase), on voit qu'à la fréquence de résonance  $\omega_i$ , les composantes issues de la contribution des autres résonateurs  $R_k(\omega_i)$  sont en quadrature de phase par rapport à  $R_i$  (déphasés de  $\pm \pi/2$ ). La réponse du résonateur isolé est donnée par la fonction de transfert (5.7), qui peut également être modélisée par un circuit RLC parallèle (figure 5.15). La contribution des résonateurs voisins peut être modélisée par un élément réactif supplémentaire représenté par la bobine parasite  $L_p$  sur le circuit électrique équivalent avec  $Z_{L_p} = jX$ . Il est intéressant de noter que le même type de circuit peut être utilisé pour modéliser une antenne résonante chargée par son réseau d'alimentation [10]. Dans le cas d'une antenne désadaptée, il est commun d'observer un décalage de la fréquence de fonctionnement.

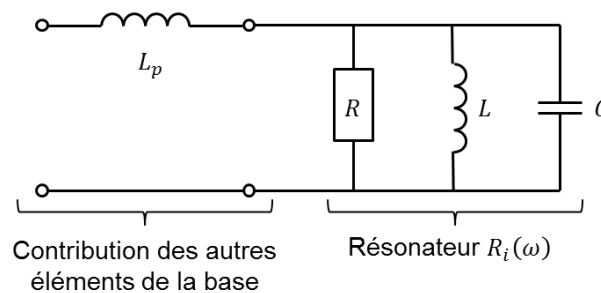


Figure 5.15 modèle circuit associé à la réponse d'un résonateur avec prise en compte de l'influence des résonateurs voisins.

La fonction de transfert associée à la réponse du résonateur perturbé est donnée par :

$$S_{vh}(\omega) = jX + \frac{A}{1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (5.30)$$

L'étude de la fonction (5.30) (voir annexe A1) permet effectivement de montrer que l'ajout de l'élément réactif  $jX$  entraîne un décalage de la pulsation de résonance  $\Delta\omega$  qui est donné par la relation suivante :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{2Q} \frac{X}{R} \quad (5.31)$$

Ce phénomène est le résultat du fait que la sommation concerne bien des grandeurs complexes (champ électromagnétique) et non réelles. Pour des fréquences proches de la résonance (différente de la fréquence de résonance), on se trouve dans le cas où l'on ajoute deux signaux complexes et l'interférence est à même de déplacer légèrement le maximum du module du signal total.

## 5.2.2 Version améliorée de l'algorithme de conception

Une première version de l'algorithme de conception pour la méthode d'échantillonnage a été présentée et on a vu que les approximations qui nous ont permis de faire la décomposition de manière analytique amenaient des sources d'erreur qu'il est possible de corriger. En contrepartie, la base ne pourra plus être supposée indépendante et il faudra par conséquent effectuer la décomposition à l'aide d'un outil de calcul. La méthode de décomposition présentée ici est valable également pour le cas large bande qui sera traité par la suite. Par rapport à ce qui a été fait précédemment, seules les parties B et C de l'algorithme sont modifiées.

### 5.2.2.1 Base des résonateurs

On a vu lors dans la partie précédente qu'il existait une amplitude résiduelle après la fréquence de résonance non prise en compte par la fonction utilisée pour modéliser le résonateur. Une première étape consiste à prendre en compte cette amplitude résiduelle au niveau du modèle de résonateur. Plusieurs modèles différents ont été testés.

La première idée consiste à utiliser la fonction de transfert d'un filtre passe haut résonant. Malheureusement ce modèle ne permet pas d'approcher correctement les résultats de simulation. Il faudrait pour cela utiliser l'ordre du filtre comme un paramètre variable. Les abaques qui en découlent sont alors discontinus et difficiles à utiliser.

La meilleure approche consiste à réutiliser la réponse d'un filtre passe bande résonant comme dans la partie précédente (5.7) mais en lui associant un filtre passe haut non résonant. La fonction de transfert totale est donnée par la relation (5.32).

$$S_{vh}(x) = \underbrace{\frac{A}{1 + jQ(x - 1/x)}}_{\text{Passe bande (résonant)}} + j \underbrace{\frac{B \cdot x^{2n}}{1 + jx^n/Q' - x^{2n}}}_{\text{Passe haut d'autre } 2n \text{ (non résonant)}} \quad (5.32)$$

Où on a introduit la grandeur sans dimension:

$$x = \omega/\omega_0 \quad (5.33)$$

Un exemple d'identification paramétrique à partir de ce modèle est donné figure 5.16. On observe une bonne concordance entre le résultat de simulation et la fonction de transfert utilisée.

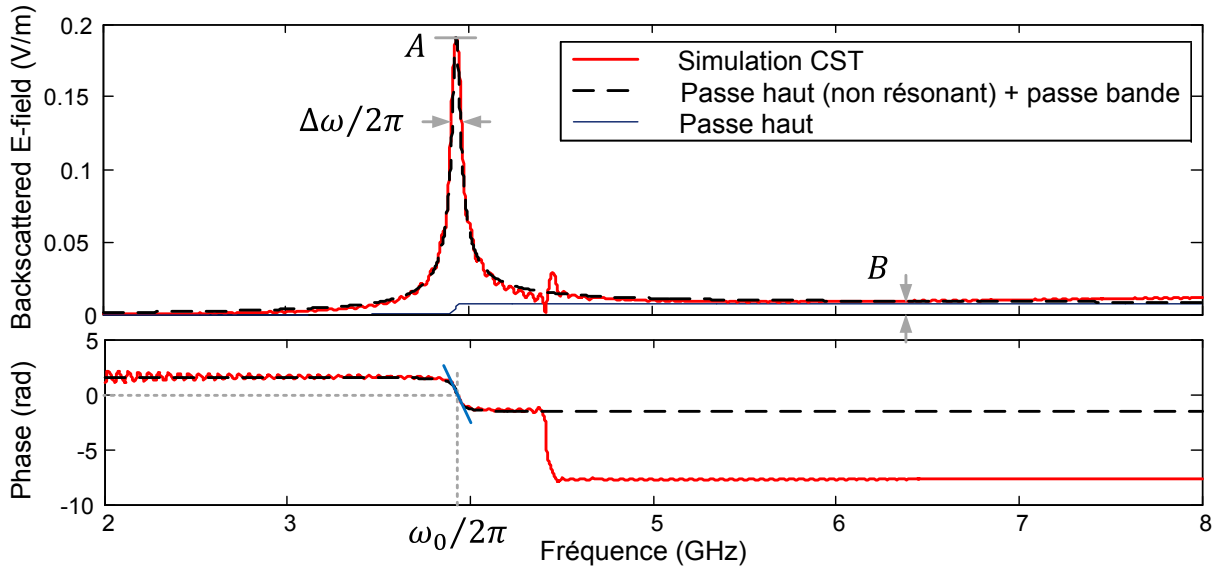


Figure. 5.16 Comparaison entre la réponse du modèle amélioré (5.32) et la simulation EM. Les paramètres du modèle sont identifiés par une approche moindre carrée.

Afin de limiter le nombre de variables du modèle on fixe arbitrairement la valeur de  $Q'$  à :

$$Q' = 1/\sqrt{2} \quad (5.34)$$

Ceci correspond à la condition limite du cas non résonant et qui permet d'avoir le temps de montée le plus court possible.

Toujours dans le but de limiter le nombre de variables du modèle, l'ordre  $2n$  du filtre passe haut est réglé de manière à avoir une phase avec la même pente que celle du résonateur passe bande autour de  $\omega = \omega_0$ , i.e.  $\varphi = 0$  (schématisé par un segment bleu sur la figure. 5.16). De cette manière, les deux signaux sont en phase autour de la résonance et on a une interférence constructive. L'étude de la fonction (5.32) (voir annexe A2) montre que cette condition revient à choisir  $n$  tel que :

$$Q = n \cdot Q' \quad (5.35)$$

Et d'après le choix effectué (5.34), on obtient :

$$n = \sqrt{2} \cdot Q \quad (5.36)$$

De cette manière le seul paramètre variable du passe haut est  $B$  qui est déterminé à partir de l'approximation au sens des moindres carrés entre (5.32) et le résultat de simulation.

Cette approche permet de garder des caractéristiques très similaires à celles obtenues dans la partie précédente. On a simplement un paramètre supplémentaire  $B$  qui correspond au niveau d'amplitude résiduel qui apparaît après la résonance. Tous les paramètres variables ont une signification claire qui peut être visualisée directement sur la réponse du résonateur (Fig. 5.16).

L'abaque supplémentaire de  $B$  en fonction de la longueur des dipoles a été extraite à partir de neuf simulations full-wave et est représenté sur la figure 5.17. On note également qu'avec ce modèle amélioré, les autres paramètres n'ont pas été modifiés ; les résultats présentés sur la figure 5.7 restent valables.

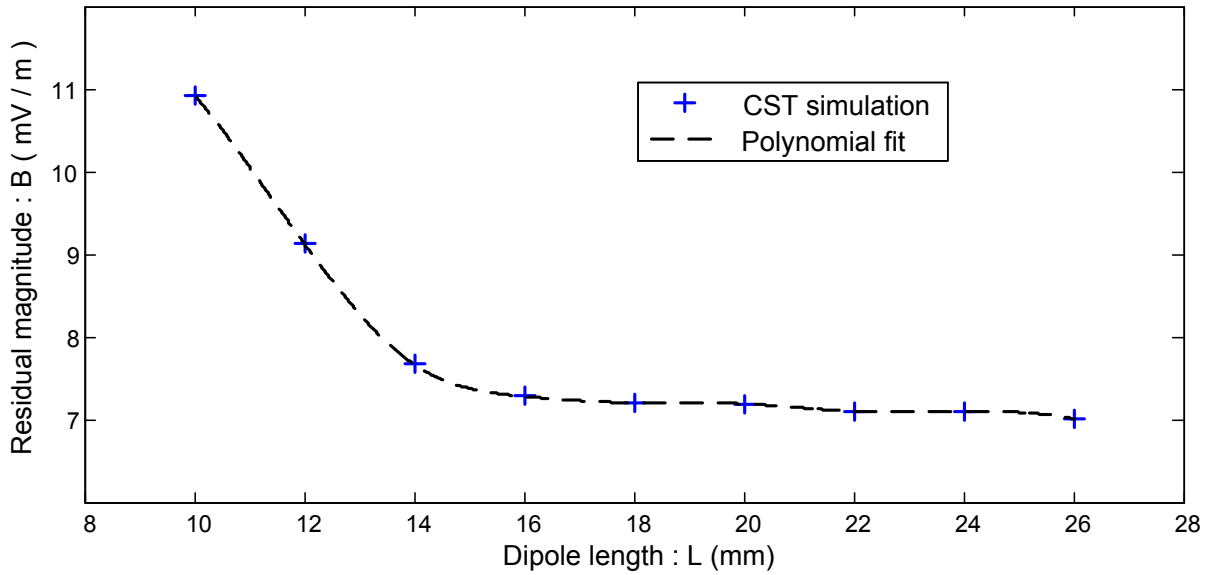


Figure 5.17 Abaques obtenus par identification paramétrique entre le modèle (5.32) et 9 simulations EM. La configuration des simulations est identique à celle décrite pour les abaques de la Fig. 5.7.

### 5.2.2.2 Etude théorique

La modélisation prend en compte l'amplitude résiduelle après la résonance et contrairement à l'étude réalisée dans la partie précédente, on ne considèrera plus que l'influence d'un résonateur sur son voisin est nulle lors de la décomposition. Il est par conséquent nécessaire de prendre en compte la réponse des résonateurs sur l'ensemble de la bande de fréquence. La méthode de résolution mise en œuvre ici est donc très similaire à la méthode qui sera utilisée pour des résonateurs large bande à l'exception du fait que les résultats sont évalués au niveau des points d'échantillonnage (objectif discret) alors qu'ils seront évalués en tous points du spectre pour la décomposition large bande (objectif continu). L'étude théorique est divisée en trois problèmes distincts qui vont du cas le plus général au plus particulier.

Problème 1 : Objectif complexe, coefficients complexes.

En supposant la phase de l'objectif connu, cela revient à trouver une famille de coefficients  $C = (c_k)_{k \leq N}$  telle que :

$$\forall i \leq N, \sum_k c_k \cdot R_k(\omega_i) = E_o(\omega_i) \quad (5.37)$$

On reconnait dans la sommation la forme du produit scalaire canonique de  $\mathbb{C}^N$ . On peut par conséquent écrire le problème (5.37) sous forme matricielle :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} R_1(\omega_1) & \cdots & R_N(\omega_1) \\ \vdots & & \vdots \\ R_1(\omega_N) & \cdots & R_N(\omega_N) \end{bmatrix}}_{\mathcal{R}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix}}_{\mathcal{C}} = \underbrace{\begin{bmatrix} E_o(\omega_1) \\ \vdots \\ E_o(\omega_N) \end{bmatrix}}_{\mathcal{O}} \quad (5.38)$$

La famille de coefficients recherchée est alors obtenue par inversion de la matrice  $\mathcal{R}$  :



$$C = \mathcal{R}^{-1} \cdot \mathcal{O} \quad (5.39)$$

On voit que dans le cas où la phase de l'objectif est supposée connue, ce type de problème se résout de manière analytique. Les coefficients obtenus par (5.39) peuvent néanmoins prendre des valeurs complexes. Le problème du décalage de la phase du résonateur sur toute la bande est très délicat à mettre en œuvre en pratique et il est donc souhaitable de trouver une famille de coefficients  $C$  réels.

### Problème 2 : Objectif complexe, coefficients réels.

Pour obtenir des coefficients réels, on peut réécrire le problème précédent (5.37) en faisant apparaître uniquement des quantités réelles. Pour ce faire on sépare les matrices en parties réelles et imaginaires. On note "Re" l'opérateur matriciel qui consiste à prendre la partie réelle des éléments de la matrice et "Im" l'opérateur qui consiste à prendre la partie imaginaire des éléments de la matrice. On note que ces opérateurs ne font pas chuter la dimension de la matrice, i.e. :

$$\dim(\text{Re}(\mathcal{R})) = \dim(\text{Im}(\mathcal{R})) = \dim(\mathcal{R}) \quad (5.40)$$

Le problème (5.37) peut alors se réécrire sous la forme :

$$\text{Re}(\mathcal{R}) \cdot C + j \cdot \text{Im}(\mathcal{R}) \cdot C = \text{Re}(\mathcal{O}) + j \cdot \text{Im}(\mathcal{O}) \quad (5.41)$$

Qui peut se séparer sous forme de deux problèmes indépendants :

$$\begin{aligned} \text{Re}(\mathcal{R}) \cdot C_1 &= \text{Re}(\mathcal{O}) \\ \text{Im}(\mathcal{R}) \cdot C_2 &= \text{Im}(\mathcal{O}) \end{aligned} \quad (5.42)$$

Afin de forcer l'égalité des coefficients  $C_1$  et  $C_2$  on peut concaténer les matrices liées aux parties réelles et imaginaires, ce qui donne le problème réel :

$$\begin{bmatrix} \text{Re}(\mathcal{R}) \\ \text{Im}(\mathcal{R}) \end{bmatrix} \cdot C = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathcal{O}) \\ \text{Im}(\mathcal{O}) \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

Ce problème est surdéterminé et il n'y a par conséquent aucune garantie de l'existence d'une solution exacte. Le problème peut néanmoins être résolu au sens des moindres carrés de manière à obtenir une famille de coefficients réels  $C_{mc}$  telle que :

$$C_{mc} = \min_{C \in \mathbb{R}^N} \left( \left\| \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathcal{R}) \\ \text{Im}(\mathcal{R}) \end{bmatrix} \cdot C - \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathcal{O}) \\ \text{Im}(\mathcal{O}) \end{bmatrix} \right\|^2 \right) \quad (5.44)$$

Le fait d'obtenir des coefficients réels rend l'implémentation pratique de la solution beaucoup plus simple puisqu'on connaît déjà une manière de modifier l'amplitude des éléments de la base.

Pour ce problème, il faut connaître la phase de l'objectif pour déterminer la partie réelle et la partie imaginaire de l'objectif.

### Problème 3 : Objectif réel, coefficients réels.

On considère que seul l'amplitude de l'objectif est connue et le problème revient donc à trouver la famille de coefficients réels  $C = (c_k)_{k \leq N}$  telle que :

$$\forall i \leq N, \left| \sum_k c_k \cdot R_k(\omega_i) \right|^2 = |E_o(\omega_i)|^2 \quad (5.45)$$

En séparant comme précédemment les parties réelles et imaginaires de la somme on a :

$$\forall i \leq N, \left[ \operatorname{Re} \left( \sum_k c_k \cdot R_k(\omega_i) \right) \right]^2 + \left[ \operatorname{Im} \left( \sum_k c_k \cdot R_k(\omega_i) \right) \right]^2 = |E_o(\omega_i)|^2 \quad (5.46)$$

En supposant les  $c_k$  réels on peut écrire :

$$\forall i \leq N, \left[ \sum_k c_k \cdot \operatorname{Re}(R_k(\omega_i)) \right]^2 + \left[ \sum_k c_k \cdot \operatorname{Im}(R_k(\omega_i)) \right]^2 = |E_o(\omega_i)|^2 \quad (5.47)$$

Ce qui peut se mettre sous forme matriciel :

$$[\operatorname{Re}(\mathcal{R}) \cdot C] \cdot \wedge^2 + [C \cdot \operatorname{Im}(\mathcal{R})] \cdot \wedge^2 = \Omega \cdot \wedge^2 \quad (5.48)$$

où l'opérateur pointé «  $\cdot \wedge^2$  » désigne le carré terme à terme des vecteurs et  $\Omega$  est le vecteur défini par (5.13) qui est composé du module des éléments de  $\mathcal{O}$ .

Ce système d'équations non linéaires ne fait intervenir que des quantités réelles et peut donc être résolu au sens des moindres carrés dans  $\mathbb{R}$ . Contrairement aux problèmes 1 et 2, il ne fait intervenir que l'amplitude de l'objectif.

Il est intéressant de comparer les résultats obtenus pour les problèmes 2 et 3 puisque cela donne des indications sur les performances qu'on peut obtenir pour le problème 2 (problème plus général) lorsqu'on se donne un objectif en amplitude et en phase.

Supposons avoir résolu le problème 2, c'est-à-dire qu'on dispose d'une famille de coefficients réels  $C$  qui minimise (5.44). On peut évaluer cette famille comme solution potentielle du problème 3. D'après l'inégalité triangulaire on a :

$$\forall i \leq N, \left| \left| \sum_k c_k \cdot R_k(\omega_i) \right| - |E_o(\omega_i)| \right| \leq \left| \sum_k c_k \cdot R_k(\omega_i) - E_o(\omega_i) \right| \quad (5.49)$$

Ce qui montre que la distance en norme entre la pseudo-solution et l'objectif obtenue pour le problème 3 est inférieure à celle du problème 2. De meilleurs résultats sont donc attendus en termes de norme lorsque l'objectif porte uniquement sur la norme (problème 3), ce qui se comprend bien si on considère que le problème 3 est moins contraint (pas de contraintes sur la phase) que le problème 2.

### 5.2.2.3 Résultats de la décomposition sur la base

Pour réaliser la décomposition de l'objectif n°1 sur la base des dipôles couplés, on utilise le formalisme du problème 3 (5.48) qui est résolu au sens des moindres carrés à l'aide de Matlab. On obtient une famille de coefficients réels positifs ( $c_i$ ) qui correspondent à la version échantillonnée du signal représenté figure 5.18.

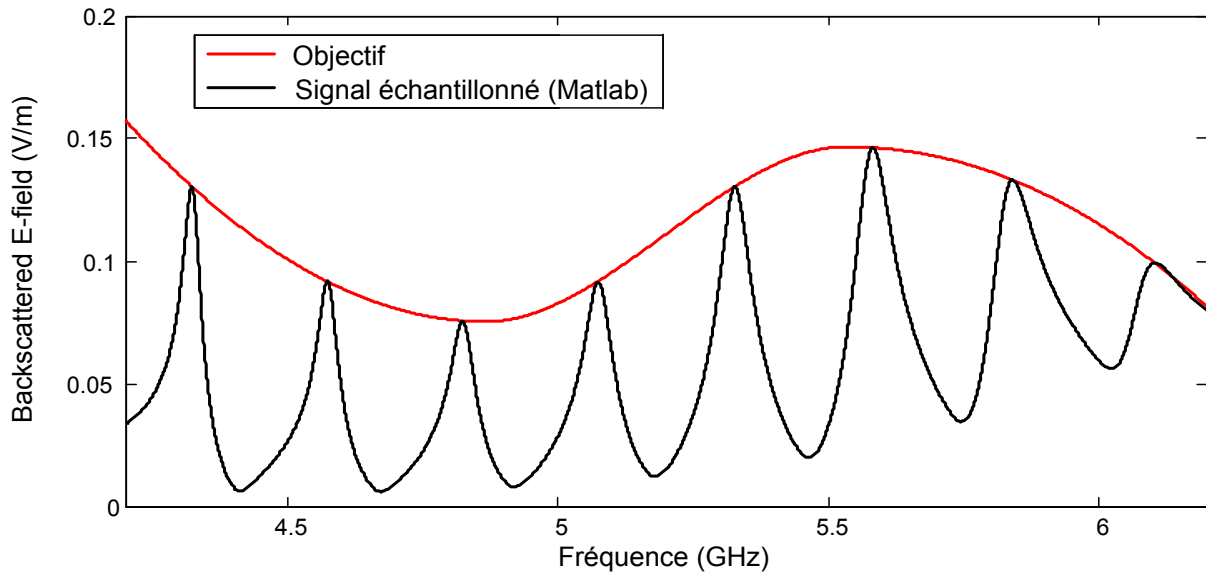


Fig. 5.18 Résultat de la décomposition sur la base par méthode moindre carré (Matlab) dans le cadre de la formulation du problème 3 : objectif réel, coefficients réels.

Le résultat de la décomposition est très satisfaisant. On a effectivement colocation entre la courbe « objectif » et les maximums des pics de la version échantillonnée. On observe un écart maximum inférieur à  $10^{-4}$  V/m. Cela constitue une amélioration importante comparée à la version analytique puisque pour le même objectif, on avait alors un écart maximum de 0.025 V/m.

Le fait de disposer d'un modèle (5.32) plus proche du comportement des résonateurs et d'être capable de faire une décomposition plus fiable permet de limiter de manière importante les sources d'erreur liées à la partie « linéaire » du problème (étape C sur le schéma de l'algorithme figure 5.5). De cette manière les sources d'erreur ne sont pas cumulées lorsqu'on simule la configuration physique et que l'on prend en compte les couplages. On s'assure ainsi que le décalage est bien lié à l'impact des couplages et non pas aux diverses approximations réalisées précédemment.

De même, on note qu'il est particulièrement important de faire une décomposition valable lorsqu'on choisit d'itérer le processus de correction (Etape F sur la figure 5.5), de manière à ne pas injecter d'erreurs supplémentaires à chaque itération.

#### 5.2.2.4 Prise en compte des couplages.

Une fois les coefficients  $c_i$  calculés, on détermine les angles équivalents à partir de (5.22) et les résonateurs sont positionnés sur le tag suivant une configuration similaire à celle de la Fig. 5.11. La réponse de la structure physique est obtenue par simulation EM (CST). Le résultat de la simulation est comparé à l'objectif figure 5.19. On observe un dépassement d'amplitude maximum de 0.08 V/m pour le pic n°5 (65 %) et un écart moyen de 44%. En comparaison des résultats précédant, on a une nette amélioration à cette étape puisqu'on avait obtenu un dépassement maximum de 0.15 V/m (110 %) et un écart maximum de 94 %. Cette approche nous permet d'avoir un meilleur aperçu de l'influence des couplages. On note que l'on observe toujours des décalages fréquentiels assez importants. Un écart moyen de 27 MHz est observé et un écart fréquentiel maximum de 38 MHz est obtenu pour le 5eme pic. On peut raisonnablement supposer que le décalage fréquentiel est lié aux couplages entre les résonateurs et non à des erreurs de modélisation sur les résonateurs isolés.

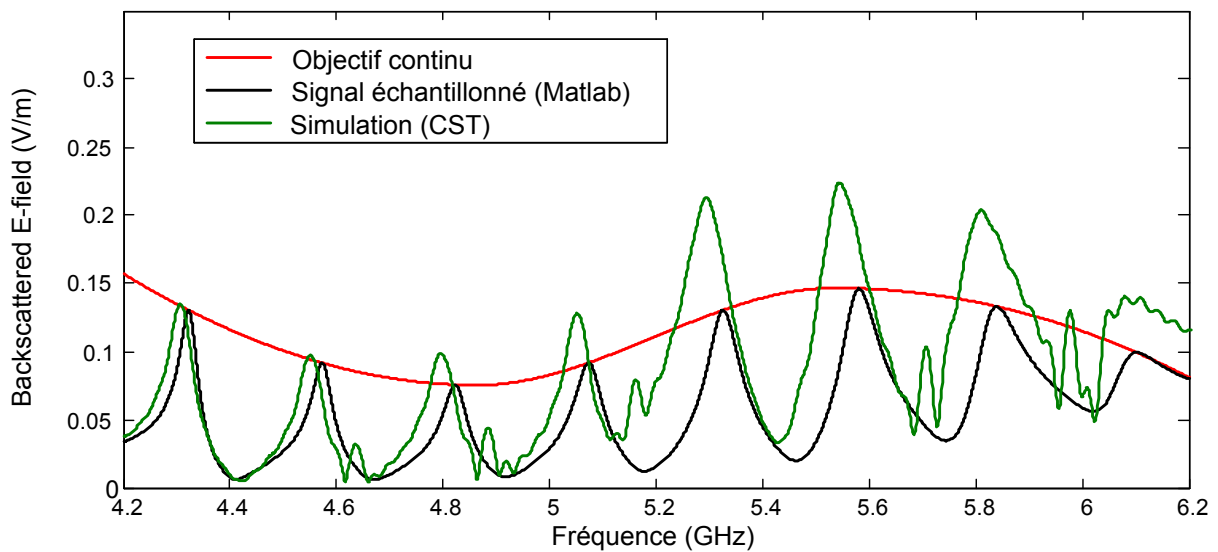


Figure 5.19 Comparaison entre les résultats attendus de manière théorique (Matlab, approche linéaire) et ceux obtenus par simulation électromagnétique (CST, prise en compte des couplages).

### 5.2.2.5 Correction de l'effet des couplages.

Comme dans le cas précédent, l'erreur sur l'amplitude existant entre l'objectif et le résultat de simulation est évaluée et pris en compte en fixant un objectif intermédiaire (5.26). L'orientation des résonateurs est modifiée (5.28) en conséquence. Le résultat de simulation obtenu après la première itération est présenté figure 5.20.

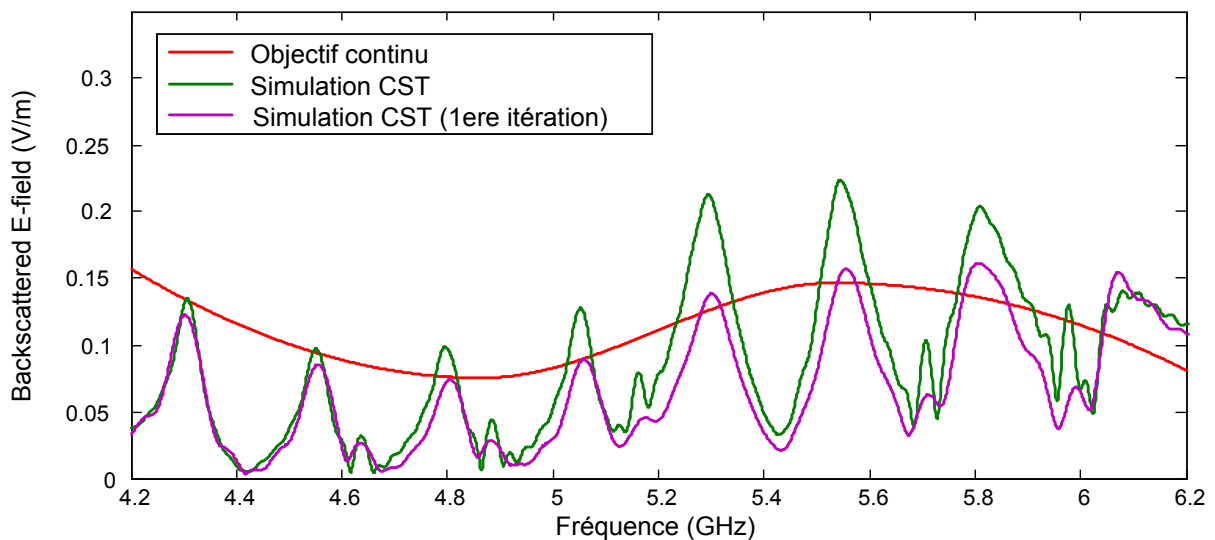


Figure 5.20 Comparaison des résultats de simulation obtenus lors de la simulation CST directe et après la première itération de la boucle de compensation.

Comme dans le cas précédent, la première itération marque une nette amélioration des résultats comparés à la simulation directe. L'erreur moyenne  $\Delta_{\text{mean}}$  passe en effet de 44% pour le cas de la simulation directe à 15% après prise en compte des couplages. Un décalage fréquentiel moyen de 4 MHz est observé entre ces deux résultats. Les résultats obtenus lors de la première itération sont comparables à ceux obtenus après la première itération de la méthode naïve. Pour

l'objectif n°1, un écart moyen de 16 % a été obtenu après cette première étape. La faible amélioration en termes de résultats comparé à l'approche naïve est probablement due au fait que pour la prise en compte des couplages, l'amplitude des pics a été évaluée au niveau de la fréquence de résonance des résonateurs isolés et non pas au niveau des maximums de la réponse globale. On a vu dans la section précédente (figure 5.19) qu'il pouvait y avoir un décalage fréquentiel relativement important entre ces deux valeurs. Ce premier point explique par exemple pourquoi les deux premiers pics qui semblaient être bien positionnés lors de la simulation directe sont plus éloignés de l'objectif lors de la première itération. De meilleurs résultats pourraient probablement être obtenus en évaluant l'écart entre les pics et la courbe au niveau des maxima de la réponse globale. Un autre élément d'explication est la mise en évidence d'un couplage non constant en fonction de l'angle.

Tableau 5.3 Récapitulation des résultats obtenus par la méthode d'échantillonnage améliorée pour les différents objectifs.

		Objectif 1	Objectif 2	Objectif 3	Objectif 4
CST Simulation	$\Delta_{\max}$ (V/m)	0,083	0,092	0,074	0,064
	$\Delta_{\max}$ relatif	64 %	59 %	65 %	67 %
	$\Delta_{\text{mean}}$	44 %	39 %	44 %	48 %
CST compensation (itération 1)	$\Delta_{\max}$ (V/m)	0,051	0,062	0,032	0,021
	$\Delta_{\max}$ relatif	48 %	56 %	25 %	19 %
	$\Delta_{\text{mean}}$	15 %	16 %	14 %	14 %

Les résultats obtenus pour les différents objectifs sont données en termes d'erreur maximum et d'erreur moyenne dans le tableau 5.3. Les résultats sont comparables d'un objectif à l'autre.

La méthode de décomposition présentée dans le cadre de la version améliorée de l'algorithme est valable également pour le cas large bande qui sera traité dans la prochaine section. La différence principale réside dans le fait que les résultats seront sur l'ensemble de la bande de fréquence d'intérêt (objectif continu).

## 5.3 Décomposition sur des motifs large bande.

### 5.3.1 Base de résonateur

Les éléments utilisés comme base de décomposition sont des dipôles couplés sans plan de masse (figure 5.21). Les dipôles couplés sans plan de masse sont composés d'un nombre de strips  $n$  variable entre 1 et 4 de largeur  $W = 2 \text{ mm}$  et de longueur  $L$  variable. Les strips sont espacés par un gap  $g = 0.5 \text{ mm}$ . Les dipôles sont positionnés sur un substrat sans plan de masse de type RO4003 d'épaisseur  $0.8 \text{ mm}$  et de permittivité  $\epsilon_r = 3.55$ . Comme précédemment nous ne nous intéresserons qu'à la réponse en crosspolarisation des dipôles. Les dipôles sont initialement orientés avec un angle  $\theta = 45^\circ$  pour maximiser la composante en crosspolarisation de leur réponse. Les valeurs de champ rétrodiffusé sont obtenues par simulation EM (CST) à l'aide d'une sonde placée à  $1 \text{ m}$  du tag. Par identification avec un filtre passe bande du second ordre, on trouve pour ces éléments un facteur de qualité  $Q$  de l'ordre de  $2.9$ . A fréquence de résonance identique, le dipôle sans plan de masse est bien moins sélectif que le dipôle couplé avec plan de masse pour lequel on obtient un facteur de qualité  $Q = 80$ . Etant donné l'absence du plan de masse, on ne retrouve plus l'aspect cavité de résonance qui est responsable de la sélectivité élevée des patches microstrips.

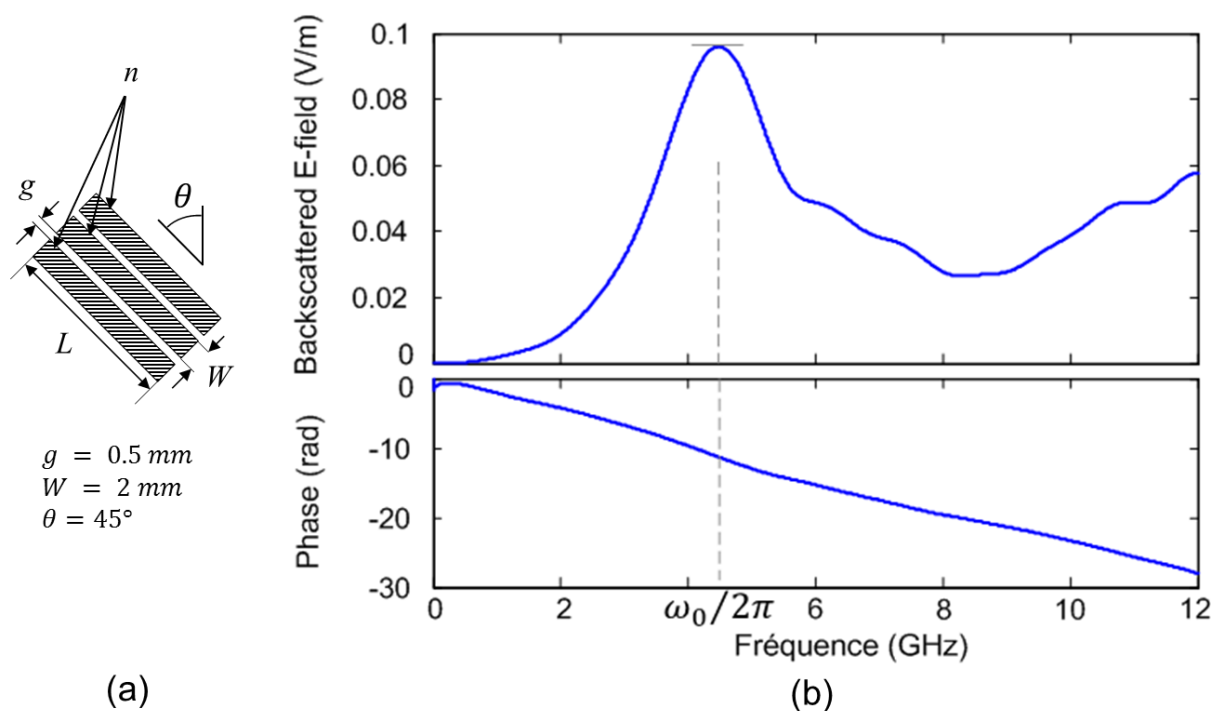


Figure 5.21 Dipôles couplés sans plan de masse utilisés pour la décomposition large bande. (a) Paramètres géométriques associés au dipôle. (b) Réponse des dipôles couplés pour  $n = 3$  et  $L = 26 \text{ mm}$ . Un facteur de qualité  $Q = 2.9$  est obtenu par identification avec un filtre passe bande.

Une étude paramétrique de la réponse des dipôles a été réalisée en faisant varier le nombre de strip  $n$  et la longueur  $L$  des dipôles. Les courbes correspondant au maximum d'amplitude  $A$  des dipôles ainsi qu'à leur fréquence de résonance associée  $F$  (figure 5.22) ont été extraites à partir d'une série de 32 simulations électromagnétiques pour  $n$  variant entre 1 et 4 et  $L$  variant entre 12 mm et 26 mm.

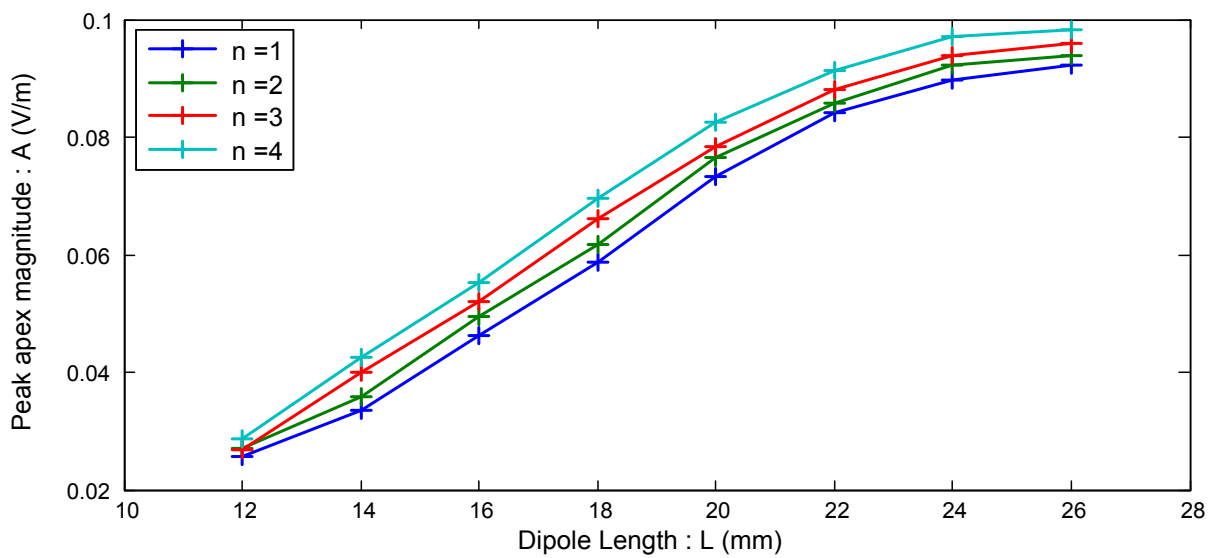
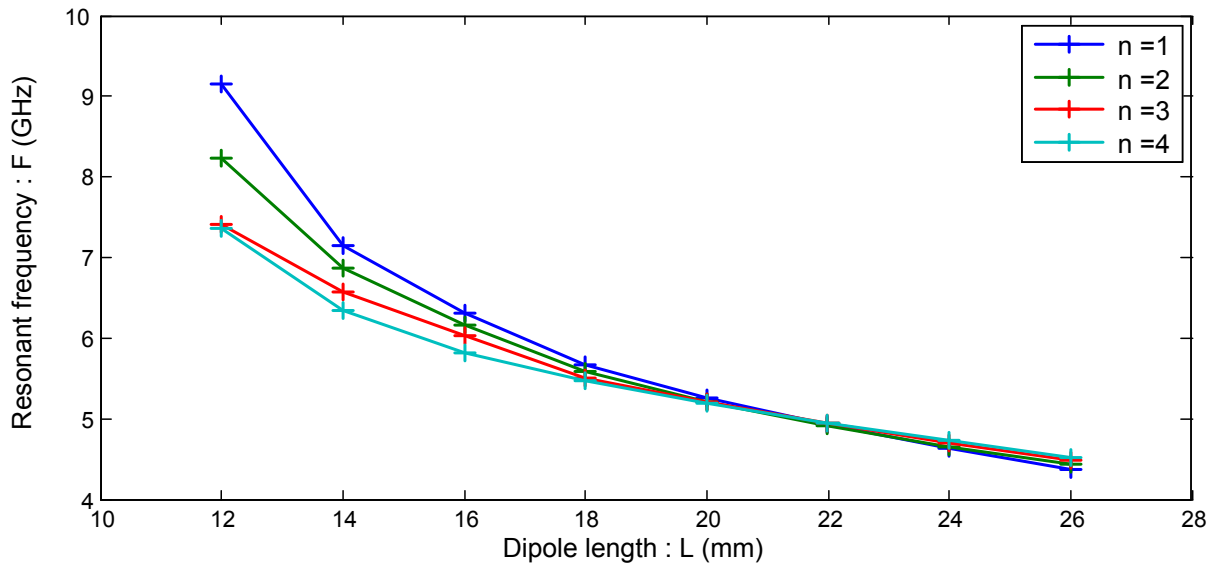


Figure 5.22 Etude paramétrique de la réponse des dipôles sans plan de masse présentés Fig. 5.20.

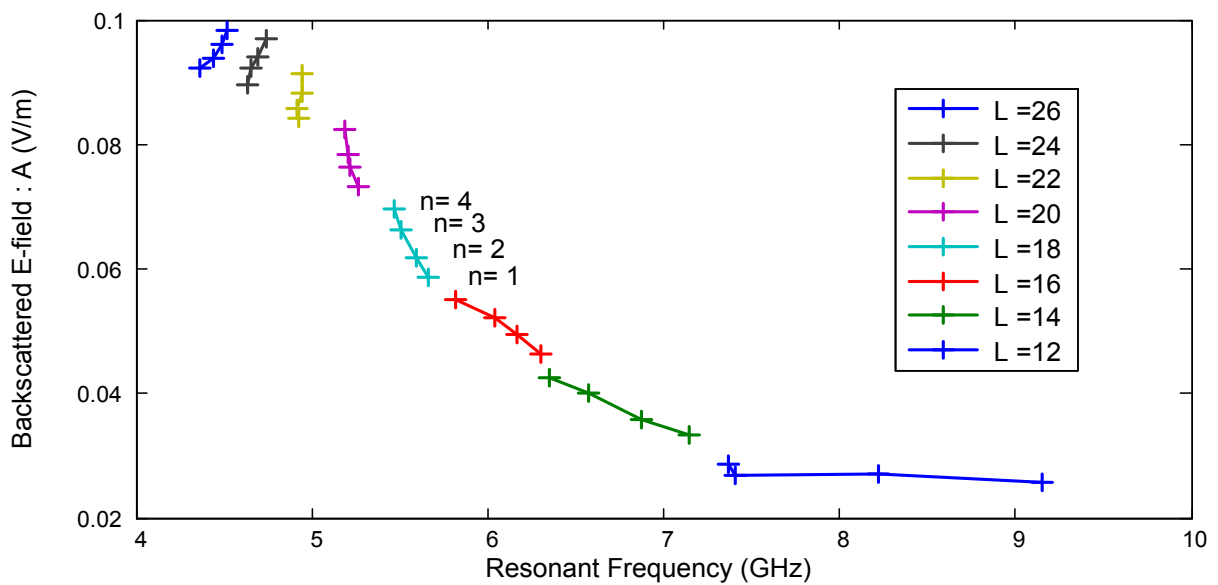


Figure 5.23 Paramètres de résonance des dipôles issus de l'étude paramétrique.

Ces deux abaques peuvent être combinés afin de donner une meilleure vision des paramètres de résonance des dipôles (figure 5.23). Les dipôles couplés se comportent en première approximation comme des résonateurs demi-onde. On peut noter que l'amplitude de la réponse est globalement moins élevée que dans le cas des dipôles avec plan de masse.

Contrairement au cas des dipôles couplés avec plan de masse, il est délicat de proposer un modèle de comportement pour ces résonateurs large bande et nous utiliserons par conséquent directement les résultats de simulation pour faire les calculs de décomposition.

On considère une base de décomposition  $\mathcal{L}$  composée des  $N = 32$  résonateurs utilisés pour l'étude paramétrique. La réponse de chacun des éléments de la base sera désigné par  $\Lambda_i(\omega)$  dans la suite pour marquer la différence avec le cas fortement résonant. On ne s'intéresse qu'à la réponse des éléments de la base sur la plage de fréquence  $I = [4.2 \text{ GHz}, 6.2 \text{ GHz}]$ . Pour une question de lisibilité, nous ne présentons sur la figure 5.24 que la réponse des éléments de la base pour lesquels le nombre de strips est  $n = 4$ . Les réponses pour d'autres valeurs de  $n$  sont similaires avec une légère variation de l'amplitude.

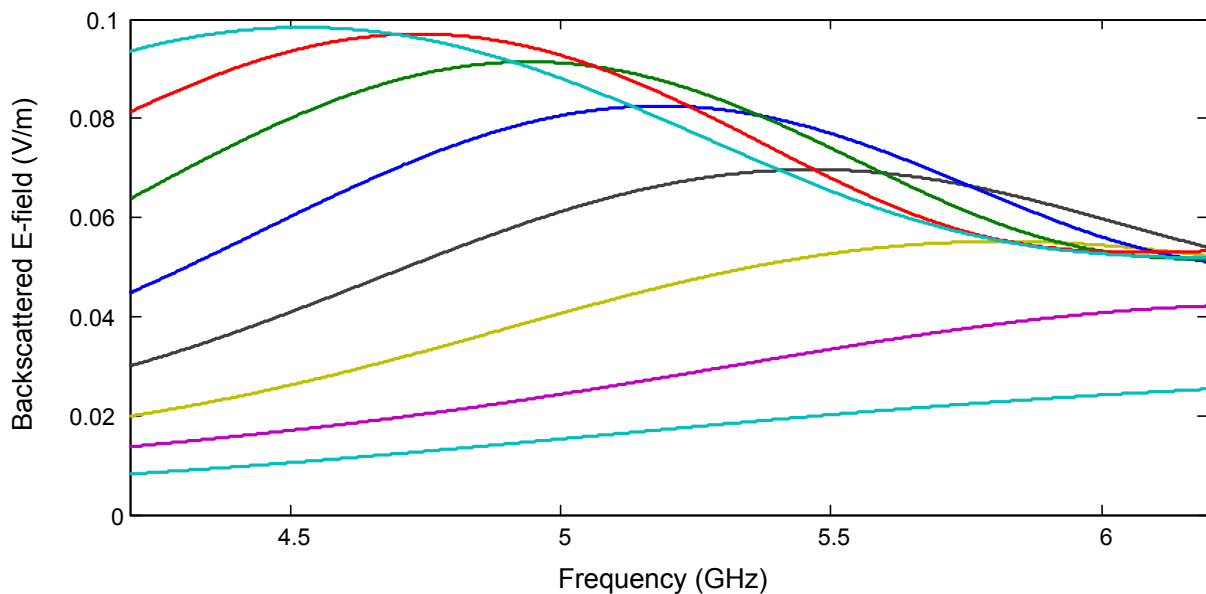


Figure 5.24 Base de décomposition pour la méthode d'échantillonnage – approche éléments large bande (Seules les réponses des 8 résonateurs avec  $n = 4$  sont représentés). La base utilisée est composée au total de 32 résonateurs. Les réponses sont données pour des résonateurs isolés.

On remarque que les réponses des résonateurs varient assez lentement sur la plage de fréquence considérée et qu'il sera par conséquent difficile de synthétiser des réponses comportant des variations rapides.

L'objectif portera uniquement sur l'amplitude. Pour faciliter la comparaison, nous conserverons dans cette partie les objectifs que nous nous étions fixés dans la partie précédente.



### 5.3.2 Décomposition sur la base.

La réponse des résonateurs appartient mathématiquement à l'espace des fonctions complexes à variable réelle. Cet espace est naturellement muni du produit scalaire hermitien :

$$\langle f|g \rangle = \int_I f(\omega) \cdot \bar{g}(\omega) d\omega \quad (5.50)$$

Sa norme associée sera notée par des doubles barres pour la différencier du module des nombres complexes :

$$\|f\|^2 = \langle f|f \rangle = \int_I |f(\omega)|^2 d\omega \quad (5.51)$$

Contrairement à la méthode d'échantillonnage, la réponse est évaluée sur toute la bande d'intérêt et non plus sur un ensemble discret de points. L'objectif porte uniquement sur l'amplitude des réponses. D'un point de vue purement théorique, on peut adopter un formalisme purement continu. On cherche alors à déterminer une famille de coefficients réels  $C = (c_k)_{k \leq N}$  telle que :

$$\left\| \left| \sum_k c_k \cdot \Lambda_k(\omega) \right| - |E_o(\omega)| \right\|^2 = 0 \quad (5.52)$$

Toutefois les signaux numériques sont de nature discrète et il est donc possible d'utiliser directement le formalisme proposé dans l'équation (4.47). Il faut simplement remplir cette condition pour tout point de la bande de fréquence et non plus uniquement pour les  $\omega_i$ , qui n'ont d'ailleurs pas de sens particulier ici. En utilisant la notation qui a été introduite pour les motifs large bande on a donc :

$$\forall \omega \in I, \left[ \sum_k c_k \cdot \text{Re}(\Lambda_k(\omega)) \right]^2 + \left[ \sum_k c_k \cdot \text{Im}(\Lambda_k(\omega)) \right]^2 = |E_o(\omega)|^2 \quad (5.53)$$

Comme précédemment (4.48), cette relation peut se mettre sous forme matricielle et être résolue au sens des moindres carrés pour des coefficients réels positifs. La décomposition est réalisée à l'aide de Matlab en ajoutant une contrainte sur les coefficients de manière à ce que ceux-ci ne puissent prendre que des valeurs appartenant à l'intervalle  $[0, 1]$ . Cette contrainte permet d'éviter les solutions difficilement réalisables en pratiques pour lesquels on a des coefficients supérieurs à un et donc des résonateurs qui doivent dépasser leur valeur maximum.

Par la suite, on choisit de se donner un maximum de 6 résonateurs afin de limiter les dimensions du tag. On commence par effectuer la décomposition sur la base entière (32 éléments) puis on ne sélectionne que les six éléments dont les coefficients sont les plus significatifs. On considère alors la base restreinte  $\mathcal{L}_r$  composée de ces six éléments et on réalise une nouvelle décomposition sur cette base. Cette approche permet de sélectionner une bonne base de décomposition lorsqu'on dispose d'une famille de décomposition surdimensionnée. Une fois la base restreinte déterminée, les itérations sont réalisées avec cette même base afin de ne pas modifier les couplages de façon trop importante. L'approche fournie une solution optimale sur la base restreinte mais pas forcément sur la base complète.

La décomposition de l'objectif n°1 sur la base des éléments large bande est réalisée à l'aide de Matlab. Le résultat obtenu est noté  $E_l(\omega)$  et est représenté graphiquement figure 5.25. L'évolution

des coefficients  $c_k$  lorsque la base est restreinte à 6 éléments est représentée graphiquement figure 5.26.

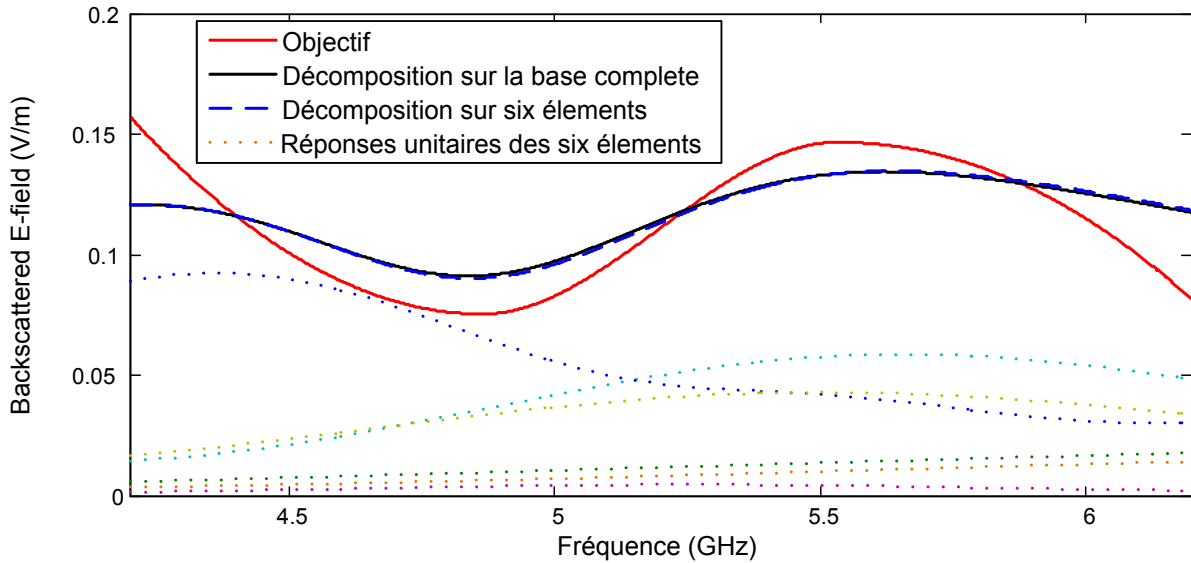


Figure 5.25 Résultat de la décomposition sur la base de résonateurs large bande – objectif n°1.

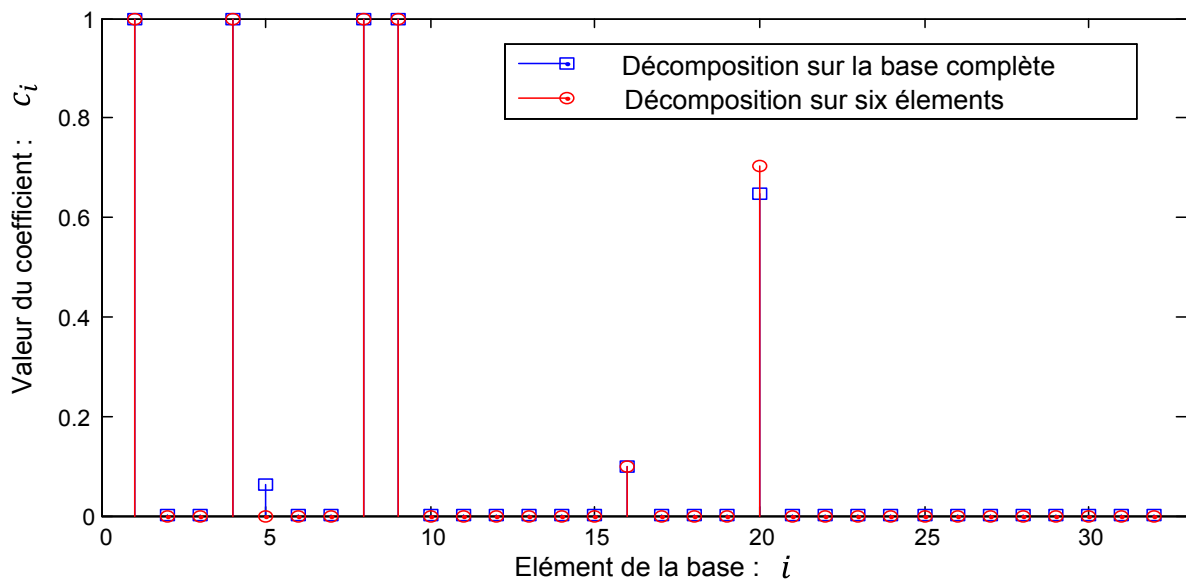


Fig. 5.26 Evolution des coefficients pour une base restreinte à 6 éléments – objectif n°1.

On voit sur la figure 5.26 que la base de départ est assez mal adaptée à la décomposition de l'objectif. Cela se traduit par un projeté sur la base assez loin de l'objectif de départ. On peut définir une distance normalisée  $\Delta_{mean}$  à l'aide de la norme hermitienne entre deux courbes qui permettra de comparer les résultats pour différents objectifs. Cette distance est simplement l'adaptation au cas continu de (5.23)

$$\Delta_{mean} = \frac{\| |E_o(\omega)| - |E_l(\omega)| \|}{\| |E_o(\omega)| \|} \quad (5.54)$$

Ici on obtient une distance  $\Delta_{mean} = 10\%$  entre l'objectif et sa décomposition sur la base. De meilleurs résultats sont toutefois obtenus pour les autres objectifs (1%, 3.5% et 3% pour les objectifs 1, 2 et 3 respectivement) Un autre indicateur qui montre que la base n'est pas bien adaptée à la

projection est le fait que les coefficients de la décomposition prennent des valeurs correspondant aux bornes de leur intervalle de variation. On note cependant que la restriction de la base ne dégrade que très faiblement le résultat de la décomposition, ceci en comparaison à la décomposition sur les 32 éléments.

### 5.3.3 Prise en compte des couplages et correction.

Comme dans le cas des dipôles couplés avec plan de masse, pour une orientation particulière des dipôles  $\theta = 0$ , la matrice de diffusion polarimétrique  $S$  est nulle à l'exception de la composante  $S_{vv}$ . Les autres composantes de la matrices  $S$  sont inférieures à -120 dB en simulation. Par conséquent la rotation des dipôles sans plan de masse influence l'amplitude du champ rétrodiffusé suivant l'équation simplifiée (5.18). Les coefficients obtenus à partir de la décomposition sont traduits en termes d'angles  $\theta_i$  à l'aide de (5.22).

On considère un tag ayant des dimensions larges (Format A4 :  $210\text{ mm} \times 297\text{ mm}$ ) afin de pouvoir espacer les résonateurs pour limiter l'effet des couplages qui est très important pour des résonateurs large bande. L'écartement de  $74\text{ mm}$  entre deux résonateurs voisins est parfois supérieur à  $\lambda_r/2$  ce qui peut se traduire par des interférences destructives comme dans le cas d'un réseau d'antenne. Ce phénomène est particulièrement gênant pour une bande large ( $\lambda_r$  variable) puisque le déphasage entre les différentes réponses varie en fonction de la fréquence. Si on fixe la position des résonateurs au préalable et qu'on les considère comme des sources ponctuelles, il est cependant possible de prendre en compte cet effet au cours de la décomposition ce qui permettrait des tags plus compact que la méthode proposée ci-dessous. Les résonateurs sont positionnés en cercle autour du point central (aligné avec la sonde de mesure du champ) de manière à ce que la réponse des différents résonateurs s'additionne en phase sur l'ensemble de la bande de fréquence. La structure du tag simulée est représentée figure. 5.27.

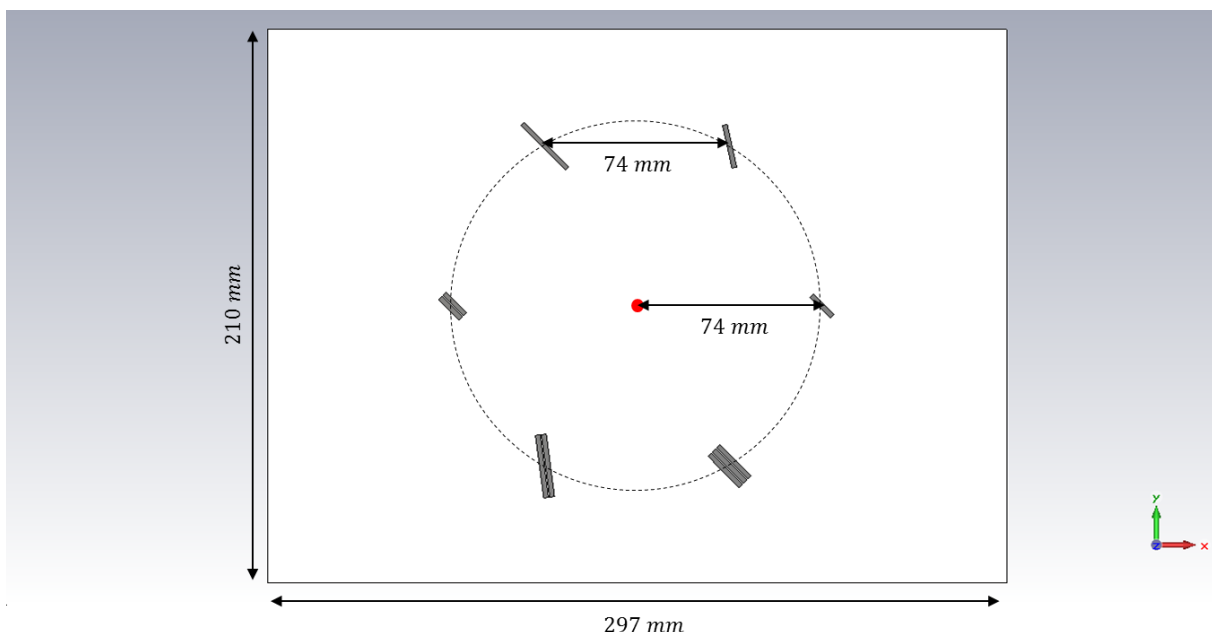


Figure 5.27 Les résonateurs large bande sont positionné sur un tag de la dimension d'une feuille A4 pour pouvoir considérer des espacements important afin de limiter l'impact des couplages. Les

résonateurs sont placés en cercle afin que leur réponse s'additionne en phase quel que soit la fréquence.

Le résultat de simulation du tag est représentée figure 5.28. On voit que la prise en compte des couplages a une influence très importante au niveau de la réponse du tag comparé à la prédiction linéaire (matlab). Une distance relative  $\Delta_{mean} = 13\%$  obtenue entre la simulation et l'objectif. Les couplages permettent d'obtenir des coefficients de variation plus importants que pour la prédiction linéaire.

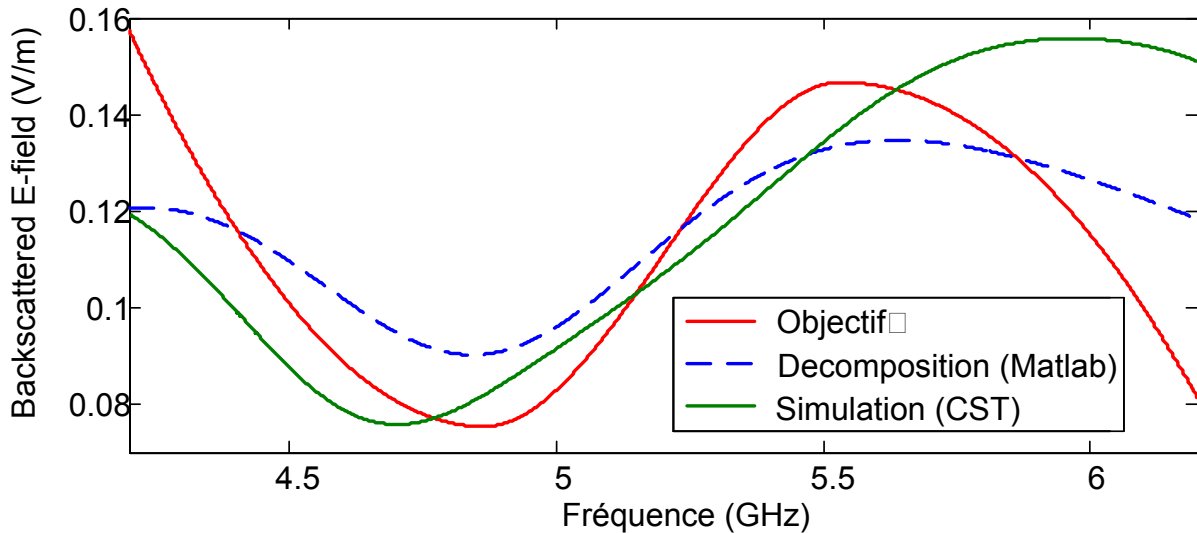


Figure 5.28 Comparaison entre la réponse du tag simulé (CST) et la réponse linéaire (Matlab).

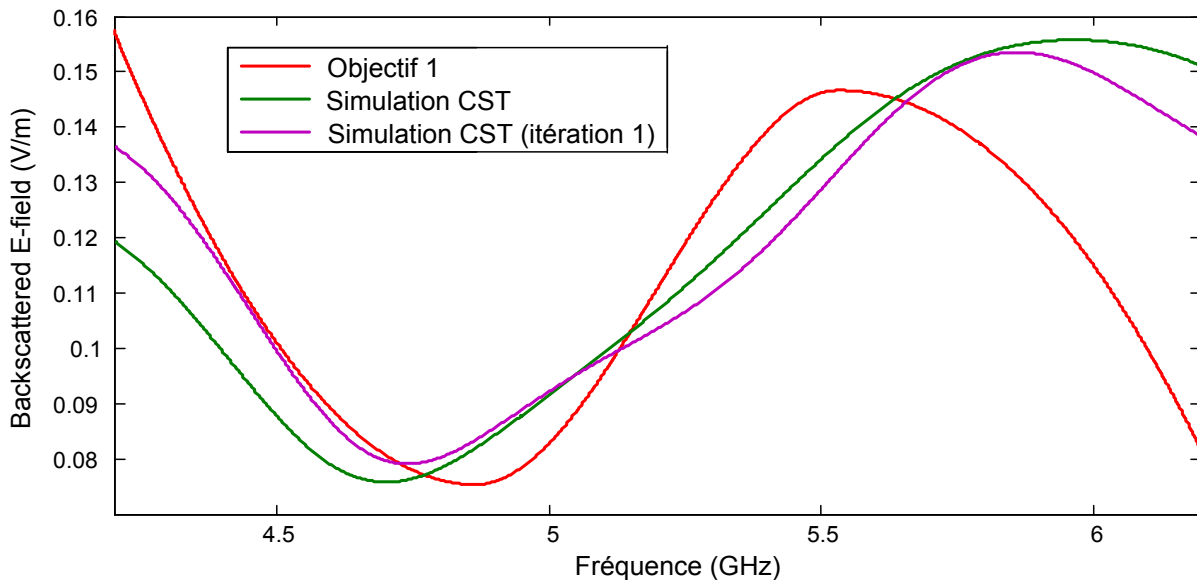


Figure 5.29 Comparaison entre les réponses simulées directement et après la phase de correction.

Dans le cas large bande il est difficile de visualiser l'impact des couplages sur la réponse d'un résonateur en particulier puisqu'il n'y a pas de contribution dominante à une fréquence donnée contrairement à l'approche par échantillonnage. La méthode proposée dans les sections précédentes (5.26) reste toutefois utilisable. Le résultat de simulation après la première itération est comparé au résultat de la simulation directe figure 5.28. On remarque une amélioration du résultat pour la région

inférieure à 4.7 GHz mais l'amélioration globale est moins marquée que pour la méthode par échantillonnage ( $\Delta_{mean}=11\%$ ). Pour des structures faiblement résonantes, les simulations EM sont beaucoup plus rapides que dans le cas résonant et il paraît donc possible de réitérer le processus. On ne remarque cependant pas d'amélioration notable du résultat.

## 5.4 Conclusion

Un algorithme de conception pour des tags RFID sans puce dont le codage est basé sur l'allure globale de la réponse a été proposé et testé en simulation pour des motifs résonants et faiblement résonants. Les résultats obtenus pour des tags résonants sont encourageants. Dans le cas des tags faiblement résonants les résultats ne sont pas aussi proches que ce qu'on pourrait espérer de l'objectif. Ceci est lié au fait que les couplages entre résonateurs (non linéaires) sont nettement plus importants dans le cas non résonant et des études complémentaires sur ces couplages sont certainement nécessaires pour améliorer les résultats obtenus. Les résultats obtenus sont toutefois suffisamment proches de l'objectif pour considérer cette première étape comme un point de départ intéressant pour la mise en place d'un algorithme génétique. De nombreux degrés de liberté peuvent en effet être exploités pour améliorer la réponse. On peut par exemple envisager de jouer sur la position des résonateurs au sein du tag afin de modifier la configuration des couplages et ainsi trouver un tag plus proche de la réponse. Le cas faiblement résonant est favorable à l'utilisation de méthodes numériques car les simulations électromagnétiques associées sont relativement courtes (entre 5 et 20 min). Il est intéressant de noter que bien que cela n'ait pas été fait dans l'exemple précédent il paraît possible de prédire de façon semi analytique les interférences positives et destructives qui peuvent exister pour des résonateurs positionnés de manière aléatoire, de manière similaire à ce qui est fait pour les réseaux d'antennes. Ce point constitue un deuxième degré de liberté potentiellement utilisable pour améliorer la réponse des tags.

A titre de perspective, nous n'avons pas eu le temps de tester la méthode de synthèse de signature en mesure. Nous avons vu dans le chapitre précédent que le codage en amplitude posait des problèmes spécifiques qui se retrouvent pour le codage sur la forme globale. Une étape importante qui devra être faite prochainement pour valider l'approche est donc sa validation pratique.

## Annexe A : Effet de la distance de lecture sur la signature d'un tag .

L'équation du radar permet de prendre en compte l'effet d'une variation de la distance tag lecteur sur l'amplitude de la signature d'un tag. A partir de l'équation radar on voit que :

$$|S_{11}| = \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} = \sqrt{\sigma} \frac{G\lambda}{(2\sqrt{\pi})^3 R^2} \quad (5.55)$$

En considérant une distance différente  $R'$  :

$$|S_{11}'| = \sqrt{\frac{P_r'}{P_t'}} = \sqrt{\sigma} \frac{G\lambda}{(2\sqrt{\pi})^3 R'^2} \quad (5.56)$$

D'où :

$$|S_{11}|/|S_{11}'| = R'^2/R^2 \quad (5.57)$$

Ce qui montre que pour la représentation de la signature en décibel, une variation de la distance tag-lecteur se traduit simplement par une translation de la courbe objectif (figure. 5.30-a).

Considérons maintenant le terme de phase. En suivant une hypothèse de champ lointain, l'onde rayonnée par l'antenne d'émission et l'onde réfléchiée par le tag (champ rétrodiffusé) se comportent comme des ondes sphériques. Le terme de phase d'une onde sphérique en fonction de la distance de propagation est typiquement donné par :  $e^{jkr}$ . En considérant le lien entre la longueur d'onde on a :

$$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot f / c \cdot R + \varphi(f) \quad (5.58)$$

où  $\varphi(f)$  est une fonction qui représente les effets autres que la propagation tel que la réflexion sur la tag ou la résonance, le déphasage induit par les antennes. Cette fonction ne dépend pas de la distance de lecture  $R$ . On voit que la pente de la phase est directement liée à la distance de lecture de lecture, ce qui est représenté schématiquement figure 5.30-b.

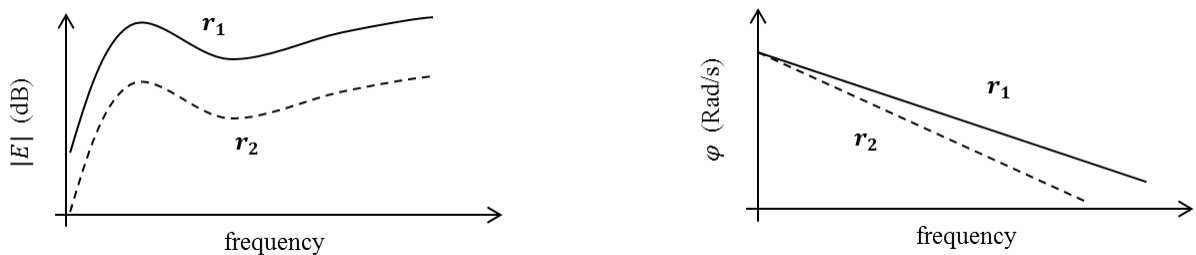


Figure 5.30 effet de la distance tag lecteur sur la réponse d'un tag RFID sans puce. (a) Amplitude. (b) phase.

## Annexe B. Décalage fréquentiel lié à un élément réactif parasite

La réponse du résonateur perturbé par un élément parasite est modélisée par la fonction de transfert :

$$S_{vh}(\omega) = jX + \frac{A}{1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (5.30)$$

On note introduite la grandeur sans dimension :

$$x = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (5.59)$$

L'équation (5.30) peut se mettre sous la forme :

$$S_{vh}(x) = \frac{A + j[X(1 + Q^2(x - 1/x)^2) - AQ(x - 1/x)]}{1 + Q^2(x - 1/x)^2} \quad (5.60)$$

La condition de résonance est liée à l'annulation de la partie réactive. On cherche donc les valeurs de  $x$  telles que :

$$X(1 + Q^2(x - 1/x)^2) - AQ(x - 1/x) = 0 \quad (5.61)$$

On note :

$$\alpha = Q(x - 1/x) \quad (5.62)$$

De telle sorte que l'équation (5.61) peut se réécrire sous la forme d'un trinôme du second degré :

$$X\alpha^2 - A\alpha + X = 0 \quad (5.63)$$

Dont les racines sont données par :

$$\alpha_{1,2} = \frac{A \pm \sqrt{R^2 - 4X^2}}{2X} = \frac{A \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \left( \frac{2X}{A} \right)^2} \right]}{2X} \quad (5.64)$$

Pour  $X$  suffisamment faible devant  $t$  on peut faire un développement limité de la racine carrée à l'ordre 1 :

$$\alpha_{1,2} \simeq \frac{A \left[ 1 \pm \left( 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{2X}{A} \right)^2 \right) \right]}{2X} \quad (5.65)$$

La fréquence de résonance du résonateur perturbée peut être exprimée en fonction de la fréquence de résonance du système isolé.

$$f_r = f_0 + \Delta f \quad (5.66)$$

Et si  $\Delta f$  est suffisamment faible on a :

$$\alpha = Q(x - 1/x) \simeq 2Q \frac{\Delta f}{f_0} \quad (5.67)$$

En remplaçant  $\alpha$  par (5.67) la valeur dans (5.65), on trouve :

$$2Q \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{A \left[ 1 \pm \left( 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{2X}{A} \right)^2 \right) \right]}{2X} \quad (5.68)$$

La racine comportant le signe « + » donnerait un décalage fréquentiel très élevé et n'a donc pas de sens physique dans ce contexte. Après simplification on obtient finalement:

$$\boxed{\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2Q} \frac{X}{A}} \quad (5.31)$$



## Références du chapitre 5

- [1] Chipless RFID - Design Procedure and Detection Techniques | Reza Rezaiesarлак | Springer. .
- [2] O. Bulatsyk, B. Z. Katsenelenbaum, Y. P. Topolyuk, and N. N. Voitovich, Phase Optimization Problems: Applications in Wave Field Theory. John Wiley & Sons, 2010.
- [3] B. Z. Katsenelenbaum et al., 'Phase optimization problems in antenna synthesis theory', in 2013 IX International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2013, pp. 22–27.
- [4] L. Brown, A Radar History of World War II: Technical and Military Imperatives, 1 edition. Bristol ; Philadelphia: Institute of Physics Publishing, 1999.
- [5] D. Colton and R. Kress, Inverse Acoustic and Electromagnetic Scattering Theory. Springer Science & Business Media, 2012.
- [6] P. Tait, Introduction to Radar Target Recognition. IET, 2005.
- [7] J. Hadamard, Lectures on Cauchy's Problem in Linear Partial Differential Equations. Courier Corporation, 2014.
- [8] H. Chaabane, E. Perret, and S. Tedjini, 'A Methodology for the Design of Frequency and Environment Robust UHF RFID Tags', IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 9, pp. 3436–3441, Sep. 2011.
- [9] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjni, 'A Depolarizing Chipless RFID Tag for Robust Detection and Its FCC Compliant UWB Reading System', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 61, no. 8, pp. 2982–2994, Aug. 2013.
- [10] D. R. Jackson, 'Microstrip Antennas', in Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition, McGraw-Hill Professional, 2009.

# Conclusion Générale

## Conclusion

Le sujet de thèse, bien que portant sur une branche spécifique de la RFID, a donné lieu à des études variées. Ceci est lié au fait que la RFID sans puce est à la croisée entre différents domaines de recherches tels que les antennes, les cibles radars, les circuits résonants ou la RFID conventionnelle.

Ce travail de thèse a permis d'établir le fondement théorique pour un nouveau type de codage basé sur l'allure globale de la signature. Ce type de codage est prometteur d'un point de vue capacité de codage et devrait permettre d'atteindre l'objectif de 128 bits attendu pour un usage industriel. L'utilisation de motifs faiblement résonants rend l'approche compatible avec des tags réalisés sur des matériaux faible coût tels que le papier. Ce point est une condition indispensable pour la réalisation de tags sans puce faible coût. Un travail supplémentaire doit toutefois être effectué pour améliorer la prise en compte des couplages entre les différents motifs et pour évaluer en pratique la faisabilité de l'approche.

Dans ce mémoire nous avons commencé par positionner la RFID sans puce par rapport au code-barres et à la RFID UHF suivant des critères de performance et de coût parmi les autres technologies RFID. Le deuxième chapitre a permis de présenter les différentes techniques de codage utilisées de manière conventionnelle en RFID sans puce. Il a permis de montrer que les capacités de codage les plus importantes étaient obtenues à partir des tags codés dans le domaine fréquentiel. Le troisième chapitre a permis de définir de manière précise ce qui constitue la signature électromagnétique d'un tag sans puce. Des outils théoriques ont également été fournis afin de faciliter la conception et l'analyse de futurs designs.

Dans le chapitre 4, deux études complètes de tags sans puce ont été menées, allant de la conception jusqu'à la mesure pratique en environnement réel. La méthode de codage en amplitude a été présentée et le pas d'amplitude utilisable pour discerner deux niveaux d'amplitude consécutifs a été évalué à partir d'une série de mesures pour les deux configurations. Nous avons vu que pour un tag sans plan de masse, un pas d'amplitude minimum de 3.5 dB doit être utilisé. Pour un tag avec plan de masse, un pas d'amplitude plus faible de 1.5 dB peut être utilisé. Cette étude a également permis d'illustrer en pratique les difficultés liées au codage sur l'amplitude qui dépend fortement de l'environnement. Au vu des résultats de l'étude, dans le cas sans plan de masse, il paraît important de connaître par avance le type d'objet sur lequel seront positionnés les tags (permittivité, épaisseur) afin de pouvoir les prendre en compte au moment de la conception. Des techniques permettant de contrôler l'amplitude de la réponse des tags ont été proposées. La technique la plus facile à mettre en œuvre et qui permet d'obtenir la dynamique la plus importante est basée sur l'orientation du tag vis-à-vis de la polarisation des antennes.

La méthode de contrôle de l'amplitude de la réponse a été réutilisée dans le chapitre 5 pour la conception de tags dont le codage est basé sur l'allure globale de la signature. Deux études ont été menées. La première étude s'appuie sur des motifs résonants, comportant un plan de masse, similaires à ceux utilisés dans le chapitre 4. Bien que n'offrant pas d'augmentation en terme de codage par rapport au cas du chapitre 4 cette première étude a permis de se placer dans un cadre

simplifié (base orthogonale) pour la mise en place de la méthode de conception. Des résultats encourageants ont été obtenus en simulation pour le cas fortement résonant. La méthode de conception a été testée pour une base de décomposition formée d'éléments faiblement résonants. Des résultats relativement satisfaisants ont été obtenus bien que la prise en compte des couplages reste problématique.

## Perspectives

La faible durée des simulations électromagnétiques pour le cas faiblement résonant permet d'envisager l'utilisation des résultats obtenus au chapitre 5 comme point de départ pour un algorithme génétique qui jouerait sur des degrés de liberté qui n'ont pas été exploités jusqu'à présent. Par exemple, il paraît relativement simple de modifier le positionnement des résonateurs au sein du tag afin de jouer sur la phase relative des éléments. En modifiant la position des éléments, on change également la configuration des couplages. En l'absence de modèle analytique, cette approche doit donc être menée d'un point de vue numérique.

En dehors de l'aspect codage d'information, la génération d'une étiquette ayant une SER spécifique peut avoir également un intérêt pour d'autres domaines d'application tels que les réseaux réflecteurs ou les antennes Fabry-Perot.

La grande sensibilité de l'amplitude de la réponse d'un tag est gênante pour la conception de tags sans puce mais elle peut être mise à profit pour la réalisation de capteurs faible coût. A titre d'exemple, il est possible d'exploiter la non linéarité de la réponse d'un dipôle par rapport à l'angle (équation (4.30)) pour réaliser un capteur d'angle. Un autre exemple d'application est l'utilisation de tags sans puce pour la caractérisation électromagnétique d'un substrat. En positionnant une étiquette sur un objet d'épaisseur connue et en mesurant le décalage fréquentiel induit sur la résonance, il est possible de remonter à la permittivité de l'objet. En supposant qu'on dispose également d'un modèle reliant l'amplitude de la réponse aux pertes diélectriques, il est également possible de mesurer les pertes ( $\tan \delta$ ) par cette approche. Des bancs de mesure de ce type sont compatibles avec des appareils de mesure type radar faible coût (dont certains sont développés pour la RFID sans puce) et ne demandent pas forcément d'équipements de laboratoire coûteux.

# Liste des publications

## Revues Internationales avec comité de lecture

O. Rance, P. Lemaître-Auger, R. Siragusa, and E. Perret, 'Generalized Array Factor Approach to the Assessment of Discrete Tapered Nonuniform Leaky-Wave Antenna', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 9, pp. 3868–3877, Sep. 2015.

O. Rance, R. Siragusa, P. Lemaître-Auger, and E. Perret, 'Toward RCS Magnitude Level Coding for Chipless RFID', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2315–2325, Jul. 2016.

A. Ramos, E. Perret, O. Rance, S. Tedjini, A. Lázaro, and D. Girbau, 'Temporal Separation Detection for Chipless Depolarizing Frequency-Coded RFID', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2326–2337, Jul. 2016.

O. Rance, R. Siragusa, P. Lemaître-Auger, and E. Perret, 'Contactless Characterization of Coplanar Stripline Discontinuities by RCS Measurement', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.

## Conférences internationales avec comité de sélection et actes

O. Rance, P. Lemaître-Auger, R. Siragusa, and E. Perret, 'Non-uniform description of short CRLH Leaky Wave Antenna with the Generalized Array Factor Approach', in *Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European*, 2014, pp. 247–250.

O. Rance, R. Siragusa, P. Lemaître-Auger, and E. Perret, 'RCS magnitude coding for chipless RFID based on depolarizing tag', in *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*, 2015, pp. 1–4.

## Conférences nationales avec comité de sélection et actes

O. Rance, R. Siragusa, P. Lemaître-Auger, E. Perret, " Généralisation de l'approche par facteur de réseau pour la conception d'antennes à onde de fuite quasi-uniformes taperisées", *18èmes Journées Nationales Microondes*, Paris, France, Mai 2013

O. Rance, R. Siragusa, P. Lemaître-Auger, E. Perret, " Codage en Amplitude Appliqué à la RFID sans Puce", *19èmes Journées Nationales Microondes*, Bordeaux, France, Juin 2015

## **Synthèse de RCS pour la conception de tags RFID sans puce à forte capacité de codage.**

### **Mots-clefs :**

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, diffuseur résonant.

### **Résumé :**

L'essor considérable de la RFID s'accompagne actuellement par le développement de nombreuses technologies qui viennent compléter l'offre déjà présente tout en cherchant à répondre à de nouvelles problématiques. La RFID sans puce (ou chipless) en est un exemple ; l'objectif affiché est de réduire considérablement le prix du tag ainsi que d'augmenter significativement la quantité d'information qu'il contient de manière à pouvoir concurrencer le code à barres tout en conservant les bénéfices d'une approche de lecture flexible basée sur une communication par ondes radio.

Pour répondre à la problématique de la quantité d'information d'un tag, ce travail de thèse propose une nouvelle méthode de codage basée sur la forme globale du RCS du tag. Pour ce faire, il faut être capable de réaliser des tags dont le RCS est donné, ce qui consiste à résoudre un problème inverse. Une méthode de conception basée sur l'assemblage de motifs résonants est proposée. Les principales caractéristiques de ces éléments de base (amplitude, fréquence, coefficient de qualités) sont contrôlées par des paramètres géométriques.

## **RCS synthesis for the design of chipless RFID tags with high 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), resonant scatterers

### **Abstract :**

The important growth of RFID goes along with the development of many technologies which complement the current offer by adding new possibilities. The chipless RFID is a perfect of such technology. The purpose of the approach is to considerably reduce the price of the tag while increasing the data encoding capacity in order to compete with the barcode. The RF link between the tag and the reader also permit a flexible reading.

In order to increase the coding capacity of a chipless tag, this PHD work proposes a new coding method based on the overall shape of the electromagnetic signature. To do this, we must be able design tags for which the RCS is given in advance, which amounts to the resolution of an inverse problem. A method based on the decomposition of the RCS on a base of resonators is proposed. The main characteristics of these base elements (amplitude, frequency, quality factor) are controlled by geometric parameters.