



HAL
open science

Contribution au développement de tag RFID UHF et Microondes sur matériaux plastiques

Delphine Béchevet

► **To cite this version:**

Delphine Béchevet. Contribution au développement de tag RFID UHF et Microondes sur matériaux plastiques. Autre. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2005. Français. NNT : . tel-00119837

HAL Id: tel-00119837

<https://theses.hal.science/tel-00119837>

Submitted on 12 Dec 2006

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.

Remerciements

Remerciements

Je souhaiterais tout d'abord remercier mes rapporteurs, Messieurs Carlo NALDI et Albert PAPIERNICK, pour avoir accepté de faire partie du jury et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux de thèse. Mes remerciements vont également au président de ce jury, Mr Pierre SAGUET, qui a su rassurer, toujours avec beaucoup d'humour, même dans les moments délicats et stressants. Je tiens également à remercier Mr Gilles LE BLEVENNEC pour avoir, tout d'abord, bien voulu faire partie de mon jury mais également pour m'avoir fait partager ses connaissances. A travers lui, je désire remercier également le LETI-CEA, partenaire de ces travaux, et plus particulièrement Mme Cécile BORY et Mrs Christophe DUBARRY et Bruno VALLON pour leur grande implication dans cette collaboration.

Ces travaux ont également été réalisés en partenariat avec la société GAGGIONE et le Pôle Traçabilité. Je souhaite, à ce titre, vivement remercier Mlle Alexandra FARGEOT et Mr Patrick FOSSATI pour la grande qualité de leur travail et Mr Bruno THUILLIER pour sa veille technologique.

Que Mr Tan-Phû VUONG, mon co-directeur de thèse, soit assuré de ma gratitude et de mes remerciements les plus sincères pour son aide et ses conseils avisés, sa générosité de cœur ainsi que pour m'avoir supportée au quotidien, en temps que "colocataire" de bureau. De la même façon, je souhaite remercier Mr Smaïl TEDJINI pour sa diplomatie, ses conseils et sa patience. Il a su me diriger de manière intelligente, et nos échanges quotidiens étaient constructifs. Je lui dois beaucoup et il restera mon Mentor.

Je leur souhaite à tous une bonne continuation dans leurs recherches et espère les rencontrer aux détours d'une conférence.

Je ne peux pas oublier l'aide précieuse de Mr Pierre CHARDON (ENSERG) qui a réalisé des équipements d'une grande qualité. Bonne retraite!

Ces travaux ont été financés par la Région Rhône-Alpes. Je remercie donc les personnes en charge du programme AVENIR et également celles qui m'ont permise, grâce au prix des XVèmes Rencontres Régionales de la Recherche, d'effectuer trois mois dans le laboratoire du Professeur ITOH, à UCLA – Los Angeles – Californie. Ce séjour reste inoubliable. J'en profite pour remercier le Pr. ITOH ainsi que ses étudiants, mes colocataires et mes voisins pour m'avoir intégrée dans leur univers (Thanks to all for your kindness and so good times spent together! You are wellcome in France!).

Les amis et collègues du LCIS et de l'ESISAR ont rendu chaque jour agréable à travailler. Je les remercie pour leur présence, leurs mots et nos conversations de "haut-vol". Merci également à mes nouveaux collègues de France Télécom R&D Meylan qui ont su me conseiller et me soutenir alors que la soutenance approchait. J'espère que nous ferons du bon travail ensemble.

Je voudrais également remercier mes Amis, avec un grand A, qui ont toujours été présents dans les moments importants. Merci à Delphine, Stéphanie, Totch, Noliv, Eric (pas le mien l'autre ;-)). Merci, entre tant d'autres, à Christine pour nos "batailles", à "Ptit Fred", à Pat'Dep, à Tonton Yves, à Nico, Lolo, et à mon "fratellino". Merci à *ma* Laure pour tant de choses...

Je remercie encore Sylvana et Michel pour leur soutien et leur porte toujours ouverte.

Que mes parents soient également assurés de ma plus grande gratitude, car, sans eux, je ne pourrais prétendre, à ce jour, au titre de Docteur. Ils ont su m'apporter, et m'apportent encore, leur curiosité en toute chose et un amour à toute épreuve. *"La force d'un clan réside dans la cohésion de ses membres, pas dans leur nombre!"*. Merci du fond du cœur...

Enfin, mes derniers mots de reconnaissance vont à "mon" Eric, qui a su me soutenir et se montrer compréhensif. Il est maintenant temps de penser à nous; à nos prochaines randos à ski, à pied, à VTT, à cheval etc.

Je dédie ce mémoire à nos projets communs, à notre Avenir...

Table des Matières

INTRODUCTION	9
Chapitre I: RFID	14
<i>I. Introduction</i>	15
A. Aspect historique de la RFID	15
B. Une dimension faible coût	17
<i>II. Les systèmes RFID</i>	18
A. Présentation d'un système RFID	18
B. Les critères de différenciation des systèmes RFID	20
C. Le lecteur	23
D. Le TAG	24
E. Communication tag - lecteur	26
<i>III. Bandes de fréquences</i>	29
A. Normes	29
B. Identification de l'état de chaque bande	30
<i>IV. TAG RFID</i>	32
A. Puce	32
B. Antenne	33
<i>V. Objectifs de la thèse</i>	34
Chapitre II: Caractérisation des Matériaux	35
<i>I. Introduction</i>	37
<i>II. Méthodes de caractérisation</i>	37
A. Propriétés magnétiques et diélectriques	37
<i>III. Mise en œuvre</i>	49
A. Cavité résonante utilisée	49
B. Résultats expérimentaux	50
<i>IV. Caractérisation des matériaux conducteurs</i>	53
<i>V. Conclusion</i>	56

Chapitre III: Les Antennes **59**

<i>I. Introduction</i>	61
<i>II. Paramètres d'une antenne</i>	61
A. Le dipôle	61
B. Les paramètres circuit	64
C. Les paramètres de réception	66
D. Les paramètres de rayonnement	66
<i>III. Les antennes filaires et imprimées</i>	69
A. Les antennes filaires	70
B. Les antennes imprimées	71
C. Antennes dans le contexte d'un TAG passif	76
<i>IV. Conclusion</i>	76

Chapitre IV: Matériaux et Procédés Technologiques **79**

<i>I. Introduction</i>	81
<i>II. Matériaux diélectriques (substrats)</i>	81
A. Identification des matériaux	81
B. Différentes méthodes de réalisation	82
C. Propriétés diélectriques de la famille des plastiques	85
D. Propriétés diélectriques de la famille des papiers	88
<i>III. Propriétés des matières conductrices</i>	89
<i>IV. Méthodes de dépôt de conducteurs sur substrats</i>	91
A. Micro-dépôt	91
B. Dépôt industriel	95
C. Classification	97
<i>V. Conclusion</i>	97

Chapitre V: Conception et Caractérisation d'Antenne **99**

<i>I. Introduction</i>	101
<i>II. La conception</i>	102
A. Description des différentes étapes pour aboutir aux résultats	102
B. Résultats de conception	105
<i>III. Caractérisation d'antennes</i>	110
A. Méthodes de mesures des paramètres	110
B. Environnement de mesure	112
C. Présentation et résultats des différentes structures réalisées	114
<i>IV. Conclusion</i>	123

Chapitre VI: Conception d'un Démonstrateur RFID 126

<i>I. Introduction</i>	127
<i>II. Présentation de la puce</i>	127
A. Description	128
B. Modulation de charge	129
<i>III. Intégration</i>	131
A. Modulation PSK	131
B. Adaptation	132
<i>IV. Miniaturisation: différentes méthodes</i>	135
A. Méthode à géométrie fractale	135
B. Méthode des matériaux composites main droite – main gauche	138
C. Méthode de dipôles repliés	143
<i>V. Résultats</i>	143
A. Antennes sans adaptation à la puce	143
B. Antennes adaptées à la puce RFID	151
<i>VI. Conclusion</i>	158

CONCLUSION GENERALE et PERSPECTIVES 161

<i>I. Conclusion générale</i>	163
<i>II. Perspectives</i>	165

Annexes 167

<i>I. Autres types d'antennes [Balanis-05]</i>	169
A. Les antennes à ouverture	169
B. Les antennes réflecteurs	169
C. Les antennes lentilles	170
D. Les antennes en réseau	170
<i>II. Programme de calcul du design d'une antenne patch rectangulaire (maple)</i>	171
<i>III. Méthode des trois antennes</i>	176
<i>IV. Diagramme en blocs de la puce RFID Atmel ATA5590</i>	177

Bibliographie 179

Introduction

INTRODUCTION

La traçabilité est une terminologie récente pour signifier le suivi de produits (ou d'applications) à des fins de localisation, de gestion, de contrôle, d'accroissement de productivité ou encore à des fins sanitaires. Nos méthodes de transmission de données ont évolué à travers les siècles, au moyen tout d'abord de la voix, puis d'écritures sur supports (parchemins, papiers, disques optiques) enfin plus récemment au moyen de systèmes complets et intelligents à communication sans fil destinés à des applications à ambiance intelligente. Citons comme exemple d'application l'identification radiofréquence (RFID).

La transmission de données sans fil implique l'utilisation d'antennes, reliées à un circuit électronique, lui-même dédié à une application. Le panel des bandes de fréquences de fonctionnement discrètes est large (entre 9 kHz et 5.8 GHz). Lorsque les fréquences de travail sont basses, la nature des matériaux importe peu, mais ce n'est plus vrai à partir de fréquences avoisinant le GigaHertz.

D'autre part, l'aspect bas-coût est un paramètre incontournable pour tout produit industriel. Grâce aux récentes avancées technologiques en microélectronique, les circuits électroniques bas-coût sont de dimensions réduites : ils peuvent par exemple être intégrés sur une étiquette de la taille d'une carte bancaire. Cependant le prix des antennes associées à leur connexion à la puce reste élevé.

Un effort peut être fourni pour diminuer non seulement les tailles d'antennes mais également leur coût, en choisissant par exemple des matériaux et des méthodes de réalisation bas-coût.

Ce mémoire apporte une contribution au développement d'étiquettes intelligentes (tag RFID) par la conception et la réalisation d'antennes sur substrats non nobles (plastiques). Il s'est réalisé en collaboration avec le laboratoire LETI-CEA-Grenoble, la société Gaggione SA et le Pôle Traçabilité, dans le cadre du projet Avenir de la Région Rhône-Alpes.

Le mémoire traite également de la connexion entre des antennes sur matériaux plastiques et la puce RFID régissant le fonctionnement du tag.

Pour cela, nous avons mis en place une méthodologie qui permet de

- choisir une catégorie de matériaux pressentis comme de bons candidats au rôle de substrat et support,
- valider ce choix par la détermination de leurs propriétés diélectriques,
- concevoir des antennes au "design" simple en tenant compte des dites propriétés diélectriques,
- mettre en réalisation, mesurer et valider de manière expérimentale les antennes conçues.

Les résultats obtenus nous permettent de chercher à intégrer ces antennes à une puce électronique pour concevoir un tag RFID.

Dans le premier chapitre, nous présentons le contexte général et le domaine d'application de la RFID.

Après un historique et l'évocation de l'aspect de coût, nous présentons les systèmes RFID dans un contexte général. Nous décrivons ensuite les différentes composantes d'une chaîne de communication RFID, les différentes bandes de fréquences en vigueur et leur différenciation. Nous terminerons ce chapitre par l'approfondissement du tag RFID, un des sujets clefs de ce mémoire.

Le deuxième chapitre traite de la caractérisation des matériaux que nous souhaitons utiliser pour composer des antennes.

Nous présentons les méthodes expérimentales disponibles et mise en oeuvre à la caractérisation de substrats et de matières conductrices. Les résultats obtenus sur les différentes familles se trouveront dans le chapitre IV.

Le troisième chapitre est entièrement dédié aux antennes.

Nous présentons tout d'abord les différents paramètres d'antennes, permettant de les comparer les unes aux autres, rappelons les différents types d'antennes, pour approfondir la famille des antennes imprimées et introduire l'antenne dans le contexte du tag passif.

Le quatrième chapitre présente les matériaux et procédés technologiques.

Nous identifions tout d'abord des matériaux substrats (diélectriques) bas-coût tout en présentant des procédés pour les obtenir. Nous mettons ensuite en avant leurs propriétés. Nous traitons, ensuite, des résultats de mesures des paramètres des matériaux conducteurs et présentons les différentes méthodes pour les déposer sur des substrats. Nous concluons ce chapitre par une classification des méthodes et des choix de matériaux disponibles.

Le cinquième chapitre se rapproche de l'aboutissement.

Nous présentons dans une première partie la conception d'antennes planaires, en utilisant, après une phase de calculs préliminaires, un simulateur électromagnétique qui prend en compte les paramètres des matériaux diélectriques et conducteurs disponibles. La deuxième partie du chapitre s'appuie sur la caractérisation d'antennes avec dans un premier volet les méthodes de mesures des paramètres d'antennes pour évoluer vers l'environnement de mesures. Nous concluons le chapitre par la présentation des résultats de mesures des différentes antennes réalisées.

Le sixième chapitre est un pas de plus vers la réalité.

Nous y présentons tout d'abord la puce RFID utilisée. Nous rappelons la méthode de modulation de charge, nécessaire à la communication entre le lecteur et le tag. Nous y étudions également l'adaptation d'impédance entre l'antenne et la puce du tag. Une seconde partie du chapitre est dédiée aux méthodes de miniaturisation de taille d'antennes dans les bandes de fréquences UHF et microondes. Nous concluons le chapitre par une présentation des premiers résultats de conception de tag (antenne et puce).

Chapitre I:

RFID

Sommaire du chapitre I

<i>I. Introduction</i>	15
A. Aspect historique de la RFID	15
B. Une dimension faible coût	17
<i>II. Les systèmes RFID</i>	18
A. Présentation d'un système RFID	18
B. Les critères de différenciation des systèmes RFID	20
C. Le lecteur	23
D. Le TAG	24
E. Communication tag - lecteur	26
<i>III. Bandes de fréquences</i>	29
A. Normes	29
B. Identification de l'état de chaque bande	30
<i>IV. TAG RFID</i>	32
A. Puce	32
B. Antenne	33
<i>V. Objectifs de la thèse</i>	34

Chapitre I: RFID

I. Introduction

A. Aspect historique de la RFID

Le 19 juillet 1999, la loi 99-574 du Code rural fixe une liste de produits végétaux et de denrées pour lesquels la traçabilité est exigée [http-tracabilite]. Cette dernière est définie [http-afnor] comme " l'aptitude à retrouver l'historique, l'utilisation ou la localisation d'un article ou d'une activité, ou d'articles ou d'activités semblables au moyen d'une identification enregistrée " (ISO 8402). Il s'agit d'une nouvelle démarche qui consiste, grâce à l'étiquetage, à donner la possibilité de retrouver la trace des différentes étapes et lieux de vie d'un produit, depuis sa création jusqu'à sa destruction. Obligatoire dans le domaine alimentaire et pharmaceutique, elle se développe, sous des formes différentes, dans de nombreux secteurs d'activités, avec des motivations aussi bien sécuritaires que commerciales. La traçabilité n'est pas une simple démarche qui garantit la qualité, mais un véritable système qui valorise la chaîne de production - distribution. Le système de traçabilité procure une valeur ajoutée au produit et un bénéfice additionnel au client.

Les code-barres omniprésents, ont déclenché, il y a quelques années, une vraie révolution pour les systèmes d'identification. Cependant, ils deviennent inadaptés dans un nombre croissant de cas. Les code-barres peuvent être très peu coûteux mais leur pierre d'achoppement réside dans leur caractère passif. La solution techniquement optimale serait le stockage des données dans une puce silicium.

Il existe, certes, des dispositifs où les données sont embarquées, mais leur transmission s'effectue par contact. On pense notamment aux cartes intelligentes comme les cartes téléphoniques ou encore les cartes bancaires. Cependant, ces contacts mécaniques sont souvent inadaptés et engendrent une usure rapide. Un transfert sans contact de données entre le dispositif comportant les données et le lecteur est de loin le moyen de communication le plus souple. Dans le cas idéal, la puissance nécessaire au bon fonctionnement du dispositif contenant les données serait également transférée via le lecteur grâce à une technologie sans contact.

A cause des procédures utilisées pour le transfert de puissance et de données, les systèmes d'identification sans contact sont appelés des systèmes RFID, pour RadioFrequency IDentification.

Parmi toutes les techniques assurant la traçabilité, la RFID apparaît comme intéressante et une des plus prometteuses. Ce sujet de thèse se place dans ce cadre, et est axé sur l'étude

des technologies de réalisation des composants RFID et plus particulièrement le fonctionnement d'une antenne pour la traçabilité par RFID.

Actuellement, l'évocation du mot « identification » sollicite la controverse car il n'évoque pas les mêmes applications, suivant que l'on travaille sur le plan humain ou industriel. Dans le premier cas, il évoque la crainte d'atteinte aux libertés des personnes, la peur de se faire « pister ». Heureusement, des lois et constitutions sont établies afin d'éviter tout abus et de préserver les libertés de chacun. Dans le second cas, l'identification se révèle comme un outil indispensable d'un point de vue industriel tant pour la production, la gestion des stocks que pour la traçabilité des produits. La gestion des flux est ainsi améliorée sur toute la chaîne d'approvisionnement (du fabricant au distributeur en passant par les acteurs de cette chaîne désignés à l'emballage et au transport). Par exemple, un fournisseur d'emballages de transit peut localiser en temps réel et à tout moment telle caisse ou telle palette (chose qui ne peut pas se faire aisément avec un code barres) [Paret-01].

Passages rapides en caisse de grandes surfaces, facilité à effectuer des inventaires ainsi que des réapprovisionnements industriels et domestiques, validation du ticket de transport, à travers le sac, ou le portefeuille, télébadge pour péage, ne sont que quelques exemples d'applications de la RFID.

Auparavant, l'identification d'objets et de personnes était réalisée sur support papier, carton etc., à l'aide de codes écrits ou imprimés (code barres). Le traitement des données nécessitait le contact physique ou visuel. Avec les techniques d'identification par Radio Fréquence (RF), la lecture des données est disponible non seulement en volume mais également à travers des objets (cartons d'emballage par exemple).

Le domaine de la RFID est vaste en terme de bandes de fréquences discrètes [Finkenzeller-03] qui s'étendent de 9 kHz à 5.8 GHz, et sont régies par des normes européennes et internationales.

Les applications sont diverses et variées [Paret-01] : automobile, péages autoroutiers, suivis d'objets. 75% des applications RFID en 2002 étaient dédiées aux secteurs des transports, de la distribution et de l'industrie utilisaient 75% de la totalité (Fig. I-1),

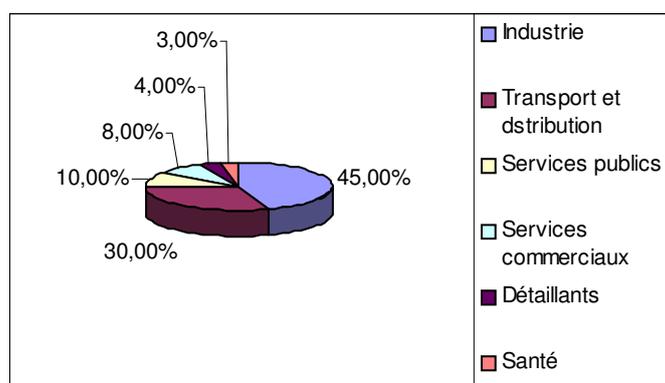


Fig. I-1: répartition des applications RFID par secteur d'activité

Les deux technologies les plus utilisées restent actuellement ciblées sur les basses et hautes fréquences (125 kHz et 13.56 MHz), chacune d'elle présentant des avantages et des inconvénients en fonction de l'application visée. La dernière bande de fréquences à

apparaître est la bande UHF (Ultra High Frequency) qui doit permettre en théorie, d'obtenir des distances de lecture plus grandes. Cette bande est centrée sur 869 MHz en Europe, 915 MHz aux Etats-Unis et au Canada, et 960 MHz en Asie. Toutefois il reste encore de très nombreuses incompatibilités entre les différentes parties du globe, aussi bien par les différences des bandes de fréquences allouées que sur les niveaux de puissance autorisés. Ceci ajoute à la confusion générale des utilisateurs et aux revues de presse qui sont souvent basées sur des données des constructeurs, eux-mêmes calés sur les normes du pays d'origine.

Ainsi, de nouvelles orientations technologiques voient le jour, comme les systèmes fonctionnant à des fréquences situées entre 2 et 6 GHz. La Bande de fréquences autour de 2.45 GHz, présente l'avantage de se situer dans une bande d'allocations de fréquence dite « libre », la bande ISM, et ce au niveau international. Cela permet d'assurer un pont vers d'autres technologies sans fil de type Bluetooth (technologie de transmission de données développée par SONY) ou Wifi (Wireless fidelity, technologie de transmission de données développée par un consortium reliant plusieurs sociétés et IEEE).

B. Une dimension faible coût

Les systèmes RFID restent principalement composés de trois parties : la puce en silicium, l'antenne et le support (ou corps du tag). Travailler en hyper fréquences, ou dans la gamme microondes, permet entre autres de réduire la taille des antennes associées. Ces dernières sont, toujours dans cette gamme, constituées de matériaux métalliques et diélectriques. Une partie de l'étude consiste donc à mettre en évidence un substrat ou une famille de substrats remplissant les critères de coût, de taille et bien évidemment de faisabilité. Comme il existe un très grand nombre de matériaux, nous avons choisi d'étudier la famille des polymères appelés communément « plastiques ».

En effet, les plastiques sont tout autour de nous : bouteille d'eau, stylo, lingettes de nettoyage, vêtements, outils de bricolage, pneumatiques, etc. Leurs applications sont diverses et variées, et ce grâce à leurs grandes différences de propriétés : mécaniques, optiques, électriques. Maintenant que les techniques de polymérisation et autres procédés pour obtenir le plastique final sont maîtrisées, une grande flexibilité dans la conception ainsi que de nombreuses options de production sont rendues possibles. Les plastiques peuvent être moulés à l'intérieur d'une voiture ou ajoutés à des solvants pour devenir une peinture ou un adhésif [<http://careersinplastics>]. En plus de ce panel très large de caractéristiques de propriétés, leur coût reste modéré pour les applications grand public (production de masse).

Un grand nombre de projets visent le développement d'applications électroniques voire microélectroniques sur plastiques: écrans organiques, tags RF, circuits imprimés, mémoires etc. [<http://Electronicstimes>].

II. Les systèmes RFID

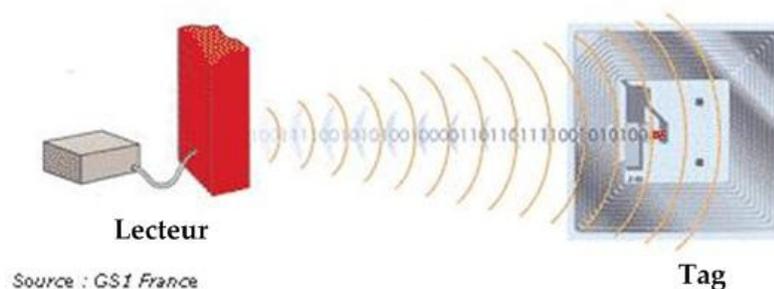
Les systèmes RFID sont étroitement liés aux cartes intelligentes. Ces dernières sont des systèmes de stockage de données, avec une possibilité de capacité additionnelle (carte à microprocesseur), et sont, par commodité, intégrés dans une carte plastique de la taille d'une carte bancaire.

Ainsi, dans un système RFID, les données sont stockées dans un dispositif électronique : le transpondeur. Cependant, au contraire des cartes intelligentes, le transfert de données ne s'effectue pas par contact métallique mais via les ondes (électriques, magnétiques, électromagnétiques voire même acoustiques).

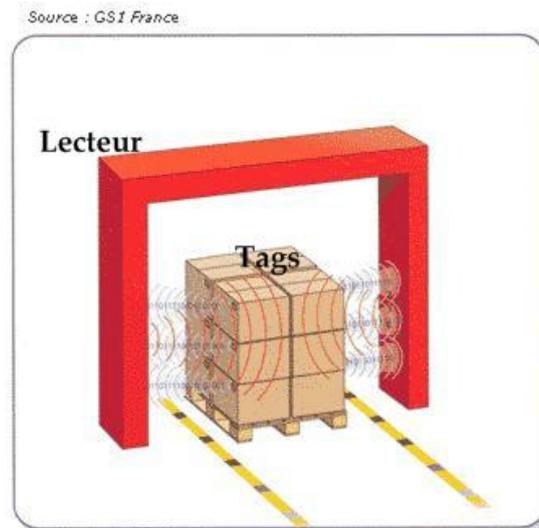
A. Présentation d'un système RFID

Un système RFID est toujours constitué de 2 entités physiques [K.Finkenzeller-03] :

- le tag ou le transpondeur : il s'agit de l'étiquette, dite "intelligente", encapsulée ou collée sur le produit à identifier. Tout au long du mémoire nous évoquerons l'appellation « tag » pour transpondeur,
- le lecteur ou la base station : il est soit fixe, soit adjoint à un système portable (Fig. I-2); il dépend de la conception et de la technologie utilisées et peut à la fois lire et écrire le tag. Il est dirigé par l'application à laquelle il est destiné.



(a)



(b)

Fig. I-2:tag(s) passant dans la zone d'interrogation d'un lecteur portable (a) ou fixe (b)

Un lecteur contient un module RF (transmetteur et récepteur), une unité de contrôle et un élément rayonnant (Fig. I-3) permettant la communication sans fil vers le tag.

De plus, de nombreux lecteurs sont reliés à une interface dans le but de transmettre les données reçues à un autre système (ordinateur, robot etc.)

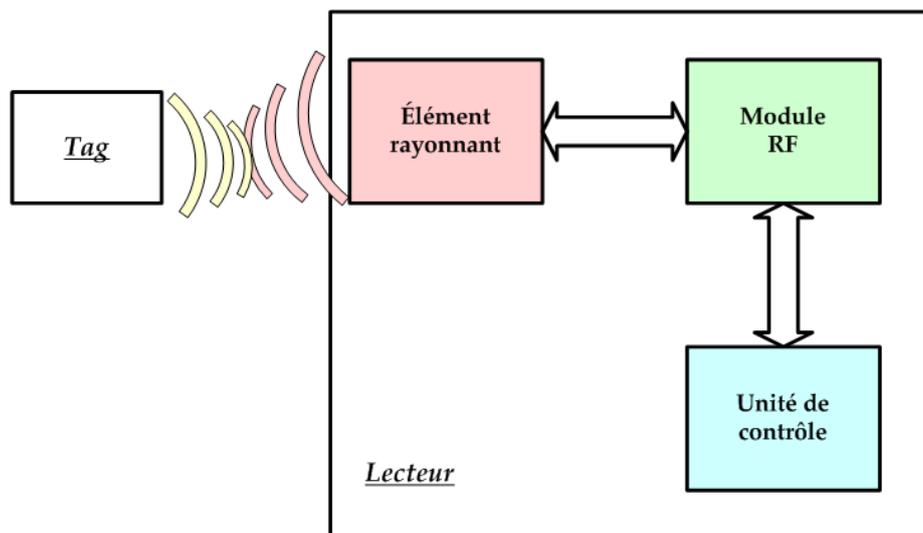


Fig. I-3: lecteur communiquant avec le tag

S'ajoutent aux deux équipements matériels, deux composantes dites « soft » et commerciales, à savoir :

- le logiciel : il assure la gestion du composant de la couche bas niveau (protocole) à la couche applicative (ex: gestion de procédés) en passant par des couches intermédiaires (sécurité, cryptographie)
- le service : il amène une valeur ajoutée complémentaire aux applications, comme dans le cas de la téléphonie.

En vue d'expliquer un système RFID, prenons et développons l'exemple du passage au péage autoroutier. Comment se fait-il qu'en arrivant devant la barrière, cette dernière s'ouvre et laisse passer le véhicule ? Un tag (télébadge dans notre cas) a été fixé sur le pare-brise. En arrivant à hauteur de la zone d'interrogation du lecteur, fixé à côté de la barrière, un processus de communication par ondes radio s'amorce: le lecteur envoie une requête d'identification au tag qui lui répond en utilisant la puissance du signal envoyé par le lecteur. L'échange d'information s'effectue de telle sorte que le tag est authentifié et reconnu, laissant le conducteur continuer sa route.

Chaque partie communicante contient des informations, gérées par un logiciel, mais la seule manière de pouvoir communiquer est leur élément rayonnant respectif (Fig. I-4). Cet élément rayonnant est une pièce essentielle de l'ensemble de la chaîne et certainement celui qui demande le plus de développement pour augmenter les performances de communication.

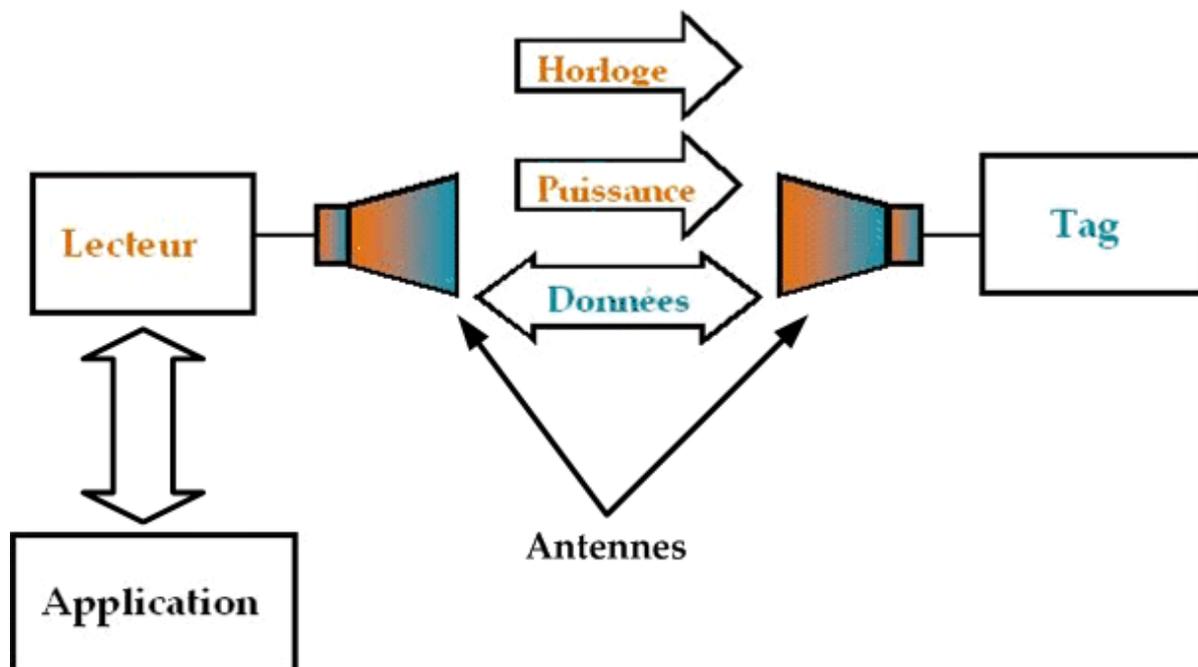


Fig. I-4: lecteur, commandé par l'application, et tag communiquant par le biais d'antennes

B. Les critères de différenciation des systèmes RFID

Les critères de différenciation les plus importants pour les systèmes RFID sont les fréquences du lecteur, le principe physique de fonctionnement sur lequel repose la communication et la plage de fréquence du système.

Les dispositifs RFID fonctionnent à de nombreuses bandes de fréquences discrètes, comprises entre 9 kHz et 5.8 GHz. Ainsi en fonction de la plage de fréquences utilisée, la communication s'effectue soit grâce au phénomène de couplage magnétique ou électrique, soit grâce au phénomène de propagation d'onde électromagnétique (EM) (Fig. I-5). Les

portées de ces systèmes varient de quelques millimètres, appelés systèmes de couplage à champ proche (NFC pour Near Field Communication), à plus de quinze mètres.

Dans le premier cas, les tags doivent être, soit insérés dans le lecteur soit déposés sur une surface prévue à cet effet. Ils sont couplés à la fois au champ électrique et magnétique et peuvent être théoriquement opérationnels à n'importe quelle fréquence souhaitée entre le courant continu et 30 MHz [Finkenzeller-03], car leur fonctionnement ne dépend pas de la radiation des champs. Le couplage à champ proche facilite un grand transfert de puissance et donc, même un microprocesseur dont la consommation de puissance n'est pas optimisée peut fonctionner. Ces systèmes sont essentiellement utilisés pour des applications qui requièrent une très grande sécurité mais pas nécessairement une longue portée. On peut citer comme exemples, les systèmes gérant les fermetures de portes ou encore de cartes intelligentes sans contact, liées à des fonctionnalités de paiement.

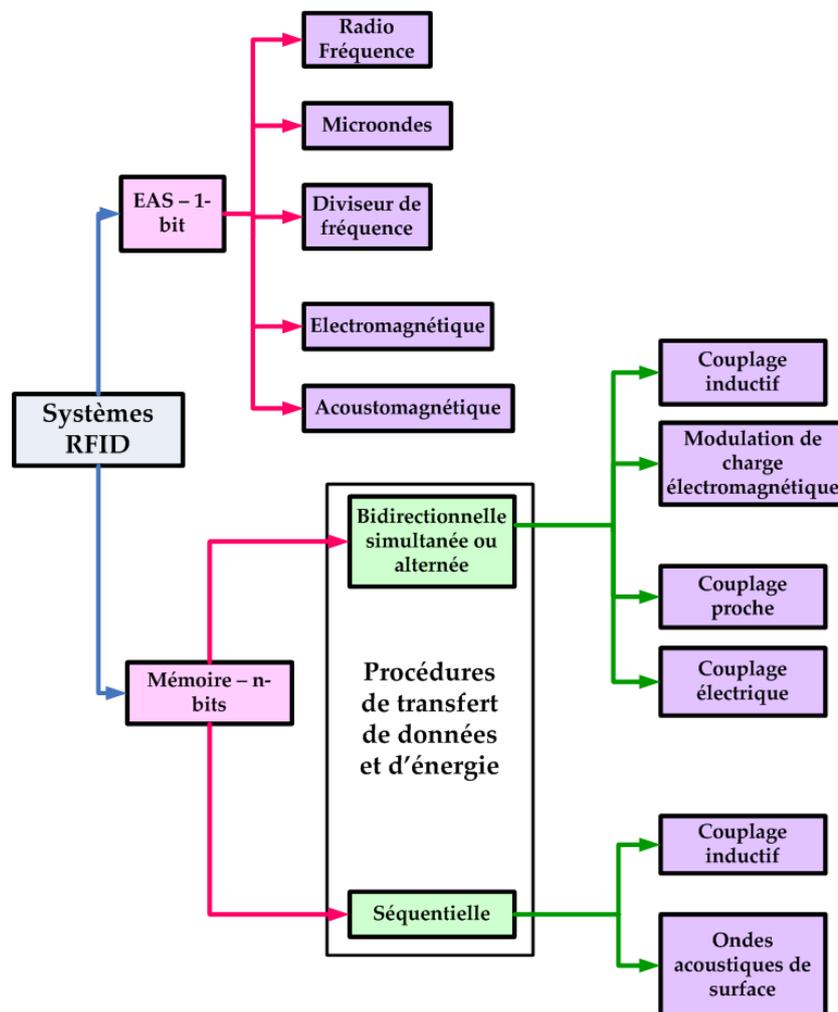


Fig. I-5: répartition des différents systèmes RFID en fonction de leur principe physique de fonctionnement et de leur complexité

Les dispositifs dont les portées de lecture et d'écriture avoisinent le mètre, sont dénommés sous le terme collectif de « systèmes de couplage à distance », dont la majorité présente un mode de fonctionnement basé sur le couplage inductif (magnétique). Ces systèmes sont de ce fait, connus sous la dénomination de « systèmes radio inductifs ». Il

existe en marge de ces dispositifs, une petite quantité de systèmes basés sur le principe de couplage capacitif (électrique).

Enfin, les systèmes RFID dont les portées sont bien au-delà du mètre sont dénommés les « systèmes à longue portée », ou encore « systèmes à backscatter », par leur principe de fonctionnement physique. En effet, ce dernier est basé sur la propagation d'ondes EM dans les bandes UHF c'est-à-dire à 869 MHz pour l'Europe, 915MHz pour les Etats-Unis et 960 MHz pour l'Asie, mais également microondes, à savoir 2.45GHz et 5.8GHz. Des portées typiques de trois mètres peuvent être atteintes avec des tags passifs (sans batterie) communiquant par modulation de charge, et de quinze mètres avec des tags actifs (batterie embarquée) communiquant également par modulation de charge. La batterie d'un tag actif ne fournit cependant pas l'énergie nécessaire à la transmission des données entre le tag et le lecteur mais alimente seulement la puce électronique qui permet le stockage de données. Seule la puissance du champ EM fournie par le lecteur est la source d'énergie nécessaire à la transmission des données.

Nous présentons sur la figure Fig. I-5 les différents tags en fonction de leur mémoire et y déclinons les différentes procédures de transfert de données et d'énergie et des phénomènes physiques utilisés. Les tags à 1-bit, comme les EAS (pour Electronic Article Surveillance) sont à différencier des tags à n-bits pour leur simplicité. Dans les deux cas, on retrouve les mêmes principes physiques de communication, dus aux fréquences choisies (dirigées par l'application souhaitée). Cependant, les tags à n-bits mémoires sont plus complexes de par leur puce électronique qui requiert un niveau de communication plus élaborée.

On compte parmi les procédures de communication celles qui utilisent un transfert d'énergie continu et un transfert de données bidirectionnel (lecteur - tag) simultané (FDX pour Full Duplex) ou alterné (HFD pour Half Duplex) (Fig. I-6). Enfin les procédures séquentielles sont basées sur un système de transfert d'énergie sur une période de temps limitée et un transfert de données alterné (Fig. I-6).

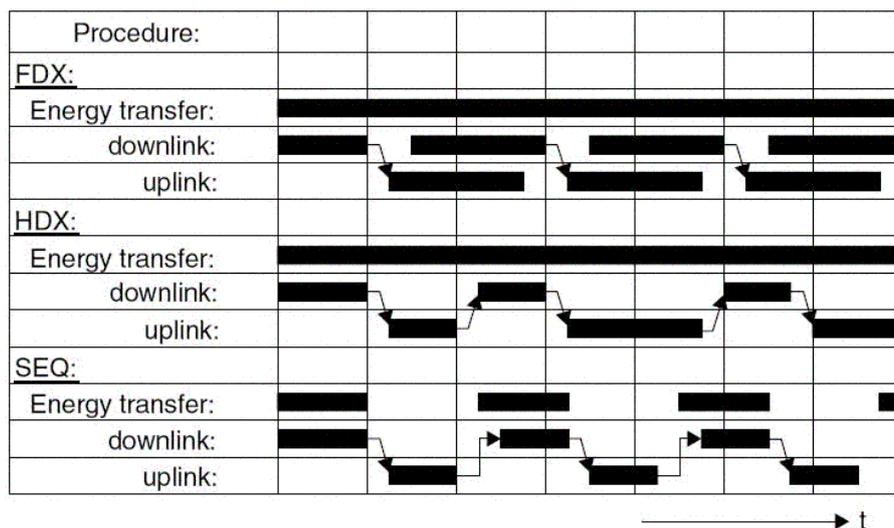


Fig. I-6: procédures de transfert de données et d'énergie, bidirectionnelle simultanée (FDX), bidirectionnelle alternée (HDX) et séquentielle (SEQ)

C. Le lecteur

Une communication RFID est basée sur le principe de relation maître – esclave (Fig. I-7), où le lecteur, lui-même commandé par un logiciel de l’application RFID souhaitée, joue le rôle de maître et le tag celui d’esclave.

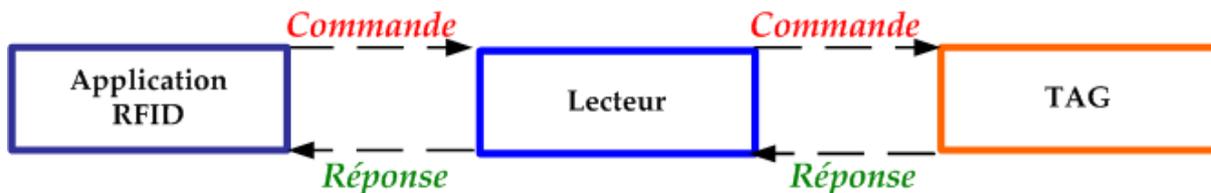


Fig. I-7: relation maître-esclave dans la communication RFID

Les principales fonctions du lecteur sont tout d’abord d’activer le tag, puis de structurer la séquence du signal communiqué à ce dernier élément et enfin de transférer les données du tag au logiciel de l’application. Les aspects de communication, comme la mise en place de la connexion ou la gestion des procédures d’anticollision et/ou d’authentification, sont entièrement assurés par le lecteur.

Même s’il existe de nombreux principes physiques de communication entre le tag et le lecteur du fait des fréquences de travail, les principes fondamentaux de chaque entité restent identiques et de ce fait, leur design interne aussi.

Ainsi, dans n’importe quel système RFID, le lecteur peut-être divisé en deux blocs : le système de gestion et l’interface RF (transmetteur et récepteur) (Fig. I-8).

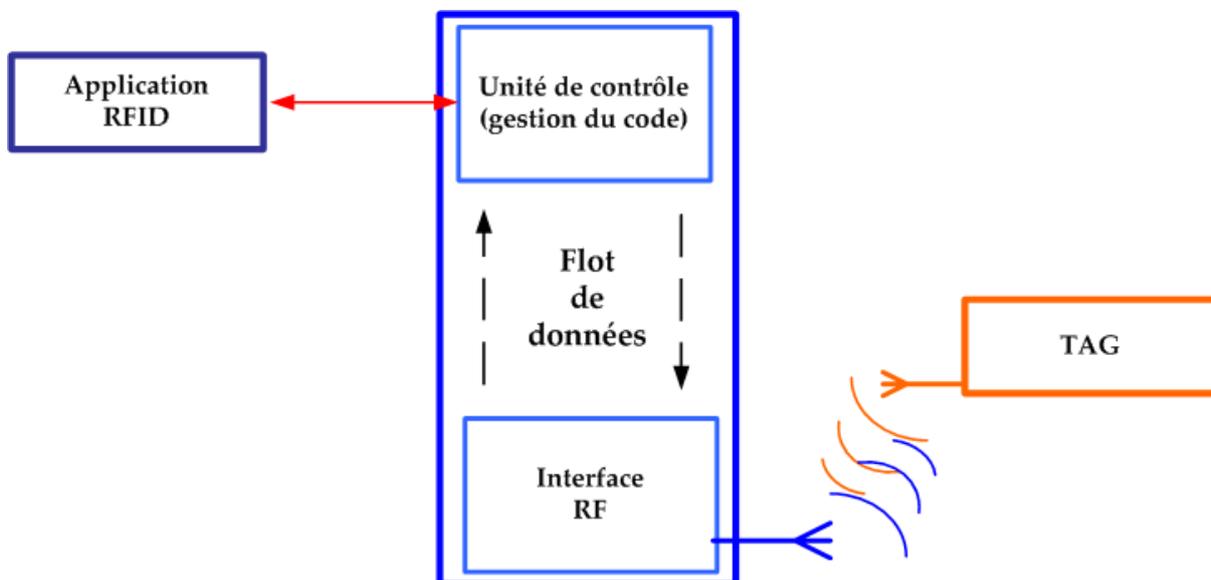


Fig. I-8: vision du lecteur en deux blocs: l’unité de contrôle, pilotée par l’application RFID et l’interface RF, permettant la communication sans fil

Ce dernier élément, l’interface RF, a pour vocation de générer la puissance du signal RF transmis au tag, permettant ainsi d’activer ledit tag et de lui fournir de l’énergie. Le lecteur a également comme tâche, comme nous l’avons cité ci-dessus, de moduler le signal qu’il transmet dans le but d’envoyer les données, de requête d’identification par exemple, au tag. Enfin il se doit de réceptionner et de démoduler les signaux RF arrivant du tag.

L'interface RF se compose donc de deux parties distinctes qui correspondent aux deux différents chemins empruntés par le flot de données, vers ou depuis le tag: l'étage de transmission et l'étage de réception. Nous donnons ci-dessous un exemple de schéma blocs de lecteur (Fig. I-9), [Finkenzeller-03]. Nous y reconnaissons, entre autres, un coupleur directionnel à travers lequel transitent les données à transmettre et reçues.

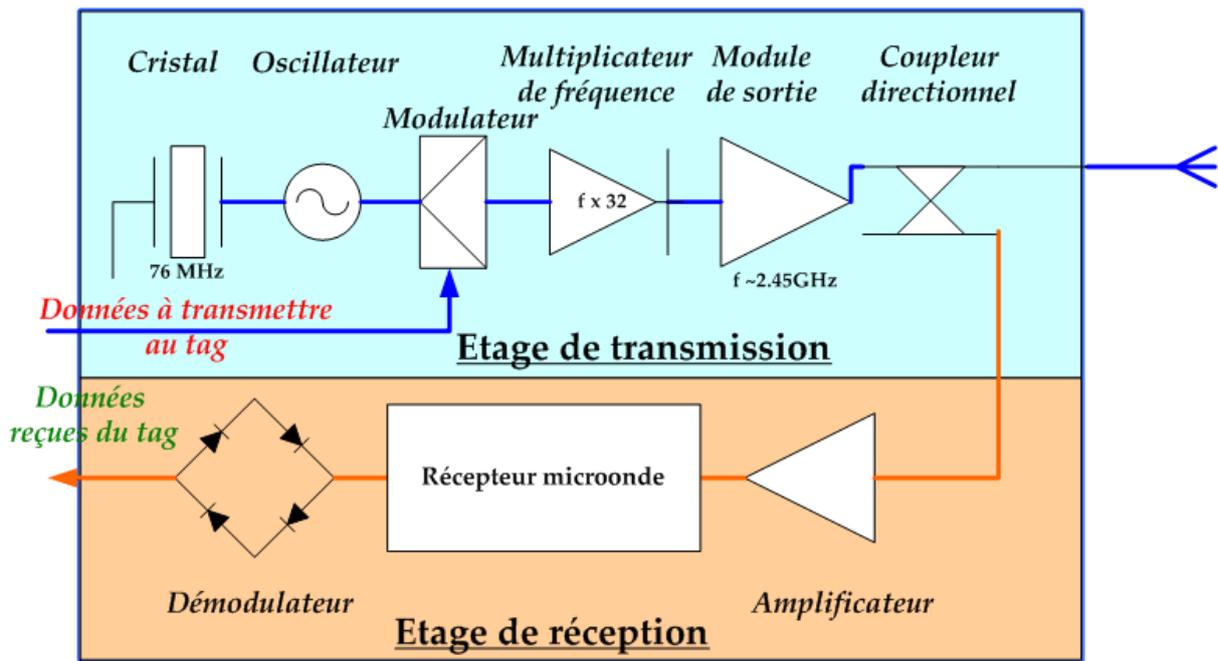


Fig. I-9: vue en deux parties de l'interface RF: l'étage de transmission et celui de réception

La similitude entre tous les systèmes RFID s'arrête ici. Une des premières différences que nous pouvons noter est l'obtention de la fréquence d'opération. Ainsi, pour les systèmes inductifs, elle est obtenue directement à la sortie du cristal (quartz), alors que pour les systèmes microondes, elle s'obtient seulement après excitation des harmoniques d'une fréquence plus basse. Lors de la phase de multiplication de cette fréquence, la modulation est conservée ; c'est la raison pour laquelle elle est effectuée à plus basse fréquence aussi.

D. Le TAG

Nous allons présenter dans cette partie l'interaction entre le tag et le lecteur, en particulier l'approvisionnement en puissance du tag et le transfert de données entre ces deux entités. Pour cela nous prenons l'exemple du tag le plus simple: le "tag à 1 bit".

Les systèmes basés sur la technologie de "tag à 1 bit" sont représentés par deux états :

Etat 1 : le tag est dans la zone d'interrogation

Etat 2 : le tag se situe en dehors de la zone d'interrogation.

En dépit de cette situation, à première vue restrictive, on décompte un très grand nombre de ces tags qui s'inscrivent dans des applications comme les dispositifs anti-vol dans les magasins (systèmes EAS).

Un système EAS est composé des éléments suivants : l'antenne du lecteur, l'élément de sécurité (tag), et un dispositif optionnel pour désactiver le tag après paiement. Dans certains systèmes plus sophistiqués, la désactivation prend effet quand le code du produit est enregistré en caisse. Quelques dispositifs contiennent également un activateur qui permet au tag d'être réactivé et utilisé à nouveau sur un autre produit.

Ces systèmes EAS utilisent la génération d'harmoniques d'un composant à caractéristiques électriques non linéaires, le plus souvent des varicaps.

Un tel tag à 1 bit, générant des harmoniques est d'une varicap connectée à un élément rayonnant ajusté à la fréquence porteuse. Si le tag est localisé dans la zone de lecture du lecteur, alors le passage du courant aux bornes de l'antenne du tag génère et émet en retour une onde dont la fréquence peut être une harmonique de la porteuse, comme nous le présentons sur l'exemple ci-dessous (Fig. I-10) [Finkenzeller-03]. Il montre un tag dans le champ d'un transmetteur microonde fonctionnant à 2.45GHz. La seconde harmonique à 4.9GHz générée par la diode du tag est transmise et détectée par un récepteur, qui est ajusté précisément à cette fréquence. La réception du signal à la fréquence de la seconde harmonique peut être ensuite reliée à un système de déclenchement d'une alarme.

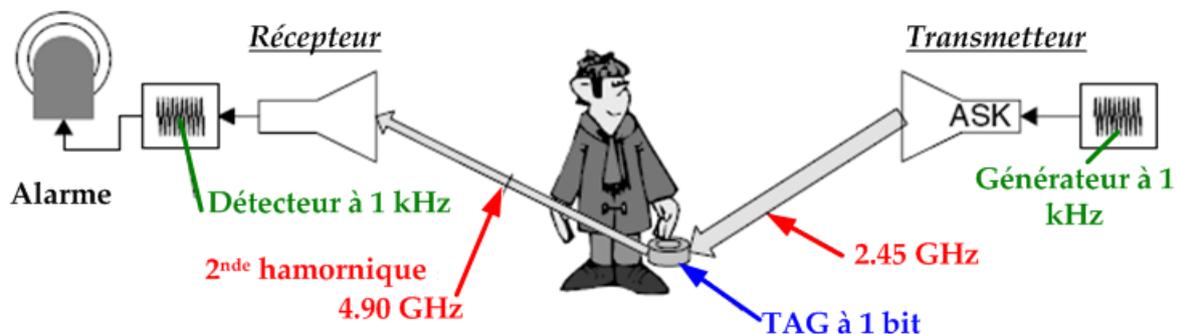


Fig. I-10: tag dans une zone d'interrogation d'un détecteur (transmetteur et récepteur)

Dans l'hypothèse où, soit l'amplitude, soit la phase, soit la fréquence de l'onde porteuse serait modulée (ASK, PSK, ou FSK), alors toutes ses harmoniques auraient la même modulation. Cette donnée peut être utilisée afin de distinguer les signaux d'interférence de ceux utiles, ou encore prévenir de faux signaux d'alarme causés par des signaux externes.

E. Communication tag - lecteur

1. Fournir de l'énergie au tag

Les systèmes RFID pour lesquels la distance entre le lecteur et le tag est supérieure à 1 m, sont appelés « systèmes à longue portée ». Ces derniers fonctionnent aux fréquences UHF de 869 MHz pour l'Europe, 915 MHz pour les Etats-Unis, 960 MHz pour l'Asie et aux fréquences microondes de 2.45 et 5.8 GHz.

A ce stade, il est nécessaire d'introduire les notions de densité de puissance, de puissance EIRP (pour Effective Isotropic Radiative Power) et ERP (pour Equivalent Radiated Power) [Finkenzeller-03].

Une onde électromagnétique se propage de manière sphérique à partir de l'endroit de sa création. Elle transporte l'énergie dans l'espace environnant. Plus l'onde se propage, plus la distance R qui la sépare de sa source augmente et l'énergie est divisée sur la surface qui l'entoure: c'est la densité de rayonnement S. Si l'antenne est isotrope, l'onde se propage dans toutes les directions de l'espace et la densité de rayonnement s'écrit (Eq. I-1)

$$S = \frac{P_{EIRP}}{4\pi R^2} \quad \text{Eq. I-1}$$

Si l'antenne n'est pas isotrope, la puissance de l'onde rayonnée s'écrit dans la direction principale de rayonnement, où on prend en compte son gain G (Eq. I-2):

$$P = \frac{P_{EIRP}}{G} \quad \text{Eq. I-2}$$

Ainsi, plus le gain de l'antenne est grand plus la puissance nécessaire à fournir, pour une même puissance EIRP, est petite (Tabl. I-1)

$P_{EIRP} = 1 \text{ W}$	
G = 1 (antenne isotrope)	P = 1.00 W
G = 1.64 (antenne dipôle)	P = 0.61 W
G = 6 (antenne patch)	P = 0.17 W

Tabl. I-1: puissance à fournir à l'antenne pour avoir une puissance EIRP constante de 1 W

On trouve également, dans les fiches de produits, une autre puissance de référence: l'ERP. Au lieu de prendre la puissance émise par une antenne isotrope comme référence on prend celle émise par un dipôle (Eq. I-3):

$$P_{ERP} = \frac{P_{EIRP}}{1.64} \quad \text{Eq. I-3}$$

Pour estimer l'énergie nécessaire au fonctionnement du tag, il est recommandé de tenir compte de la perte en espace libre du signal transmis a_F . Elle correspond à la perte de puissance pendant le trajet et s'exprime à partir de l'équation de Friis [Balanis-05, Finkenzeller-03] (Eq. I-4). Cette dernière met en relation la puissance P_L émise, dans tout l'espace par le lecteur et celle P_T reçue par le tag, via l'ouverture effective de son antenne, la distance R entre les antennes du lecteur et du tag, et la fréquence de travail:

$$\frac{P_T}{P_L} = \left(G_L \cdot \frac{1}{4\pi R^2} \right) \cdot \left(G_T \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \right) \quad \text{Eq. I-4}$$

$$\Leftrightarrow \frac{P_T}{P_L} = G_L \cdot G_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

Et, la perte en espace libre étant définie comme $a_F = 10 \cdot \log\left(\frac{P_L}{P_T}\right)$, on obtient (Eq. I-5Eq. I-6)

$$a_F = 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot R \cdot f}{c}\right) - 10 \cdot \log(G_L) - 10 \cdot \log(G_T) \quad \text{Eq. I-5}$$

soit

$$a_F = -147.6 + 20 \cdot \log(R) + 20 \cdot \log(f) - 10 \cdot \log(G_L) - 10 \cdot \log(G_T) \quad \text{Eq. I-6}$$

où c , est la vitesse de la lumière

En utilisant les technologies développées par les fondeurs pour l'industrie des semi-conducteurs, il est possible d'obtenir des puces électroniques ayant une consommation de seulement $5 \mu\text{W}$. La présence d'autres composants entre l'antenne et la puce peut occasionner une perte de puissance de 10% environ. Il est donc indispensable d'obtenir une puissance à la sortie de l'antenne du tag de $P_R = 50 \mu\text{W}$ dans ce cas. Ceci signifie également que, là où la puissance de transmission de lecteur est de $P_T = 0.5 \text{ W EIRP}$, la perte en espace libre ne peut excéder les 40 dB ($P_T / P_R = 10\,000$), s'il faut obtenir suffisamment de puissance aux bornes de l'antenne du tag pour faire fonctionner la puce électronique qui lui est associée. La figure ci-dessous (Fig. I-11) montre qu'une portée d'un peu plus de 3m peut être atteinte dans la bande de fréquences UHF et un peu plus de 1 m à 2.45 GHz. Si la puce du tag devait consommer plus, la portée obtenue décroîtrait en conséquence.

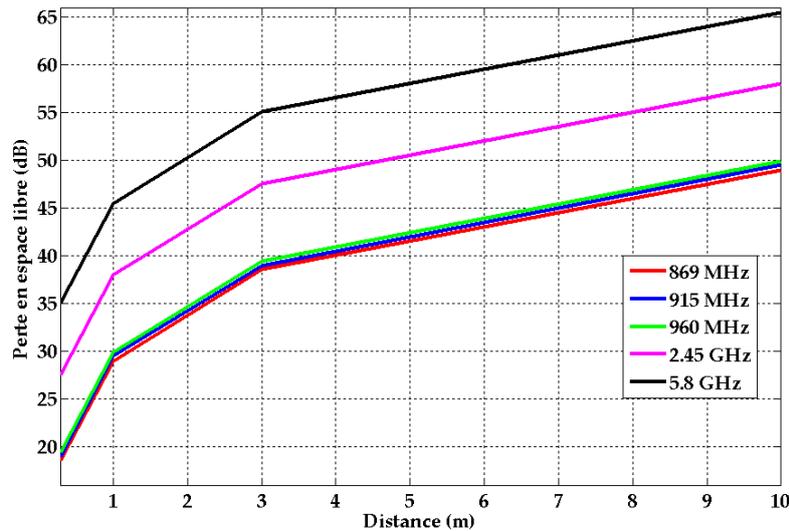


Fig. I-11: perte en espace libre en fonction de la distance entre les deux antennes, à différentes fréquences, en supposant que l'antenne du tag est un dipôle ($G=1.64$) et celle du lecteur est isotrope ($G=1$)

Si de plus longues portées sont souhaitées (jusqu'à 15 m), ou bien que la puissance nécessaire au bon fonctionnement de la puce doit être plus importante, il est alors souhaitable d'embarquer une batterie à bord du tag. Rappelons que la pile d'un tag ne fournit pas l'énergie nécessaire à la communication des données mais sert exclusivement à l'alimentation de la puce électronique. Cette transmission des données ne dépend que de l'énergie du champ EM émis par le lecteur.

2. Transmission des données au lecteur

La facilité avec laquelle un objet réfléchit les ondes EM est décrite par sa section transverse de réflexion (RCS, pour Radar Cross Section (voir chapitre VI)). Les objets qui présentent une résonance avec le front d'onde qui les heurte, comme c'est le cas d'antenne adaptée à la bonne fréquence par exemple, ont une section transverse de réflexion particulièrement grande.

Soit la puissance P_1 émise par l'antenne du lecteur, seule une portion de cette puissance, à cause de l'atténuation en espace libre atteint l'antenne du tag (Fig. I-12).

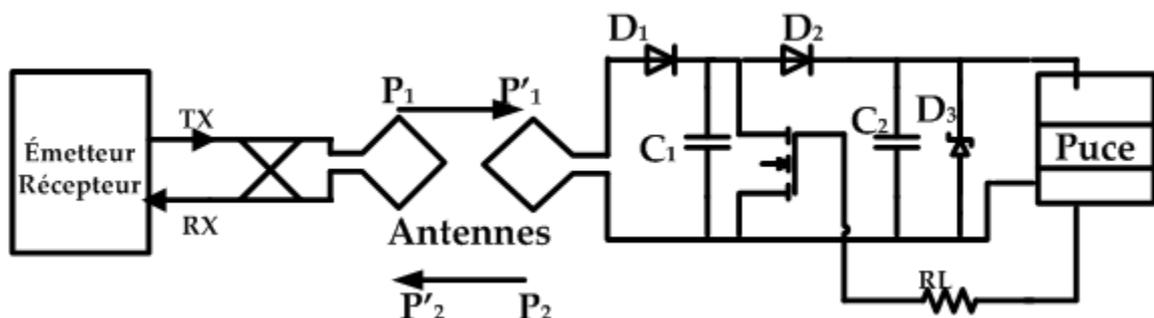


Fig. I-12: communication entre le lecteur et le tag, vu sous sa forme de circuit électronique

Arrive donc aux bornes de l'antenne du tag, la puissance P_1 , sous forme de tension HF, et est transmise alors, après redressement par les diodes D_1 et D_2 , à la puce. Cette puissance peut être utilisée comme stimulus d'activation de la puce si cette dernière se trouve en mode repos. Les diodes utilisées ici sont de type Schottky dont la particularité est de présenter une tension de seuil basse. La tension obtenue peut être suffisante à l'alimentation de la puce électronique dans le cas des courtes portées.

Une partie de la puissance P_1 est réfléchiée par l'antenne sous forme de puissance P_2 .

Notons que les caractéristiques de réflexion de l'antenne peuvent être influencées par la modulation de la charge à ses bornes, d'où la présence d'une résistance R_L connectée en parallèle aux bornes de l'antenne, pour une meilleure adaptation. Cette résistance est sollicitée ou non en même temps que le flot de données à transmettre. L'amplitude de la puissance P_2 réfléchiée par le tag peut alors être modulée (voir chapitre VI). Une partie de cette puissance est dissipée dans le médium et l'autre récupérée par l'antenne du lecteur. Le signal réfléchi se propage à contre-courant via les bornes de l'antenne, est découplé par un coupleur directionnel et transféré vers l'entrée du récepteur du lecteur.

III. Bandes de fréquences

A. Normes

Afin de rendre compatibles tous ces systèmes, d'en assurer l'interopérabilité, de les comparer pour une même application, et de proposer aux utilisateurs un choix cohérent, des normes ont émergé. Elles définissent les paramètres techniques du tag et du lecteur pour les différentes applications normalisées comme les cartes intelligentes sans contact, l'identification des animaux ou encore l'automatisation industrielle.

Cependant, en terme de puissance, il a été statué (normes EN 300) qu'en fonction d'une certaine fréquence, il est une puissance à ne pas dépasser lors de la transmission d'un signal (Tabl. I-2), pour l'Europe [Finkenzeller-03, <http://eannet>]. Notons qu'à partir d'une certaine fréquence, la puissance maximale n'est plus exprimée dans la même unité: en dessous de 40 MHz, on se trouve en champ proche (amplitude du champ magnétique dB.μA/m), au-delà, en champ lointain (puissance du champ électromagnétique: ERP ou EIRP)

Bande de fréquences (MHz)	Puissance maximale permise
06.780	42 dB.μA / m @ 10 m
13.560	42 dB.μA / m @ 10 m
27.125	42 dB.μA / m
40.680	10 mW ERP
433.920	1 – 10 mW ERP
869.000	100 – 2 000 mW EIRP
2450.000	500 – 4 000 mW EIRP
5800.000	25 mW EIRP

Tabl. I-2: allocations des puissances autorisées en fonction des fréquences de communication

Il subsiste cependant des divergences, en termes de puissances maximales acceptées, entre l'Europe, le continent américain et l'Asie. Les seuils sont généralement plus élevés aux Etats-Unis qu'en Europe, où ils sont restreints pour des raisons de sécurité sanitaire des utilisateurs. La bande de fréquences UHF est un cas typique: les plages de fréquences allouées ne sont pas les mêmes (autour de 915 MHz pour les USA, et de 953 MHz pour le Japon) tout comme les puissances (de 25 mW à 4 W EIRP) [http-eannet].

B. Identification de l'état de chaque bande

Par ce que les systèmes RFID génèrent et rayonnent des ondes EM, ils sont légalement classés dans les systèmes radio. En aucun cas ils ne doivent gêner les fonctions des autres systèmes radio comme les communications radio des services militaires, de police, de sauvetage, les communications grandes et moyennes ondes radio ou encore la télévision et les téléphones portables. Il est donc impératif de ne pas utiliser pour les communications RFID, les fréquences d'autres utilisateurs et, à la vue du nombre croissant de ces derniers, les plages de fréquence disponibles sont restreintes. C'est la raison pour laquelle il n'est possible d'utiliser que des gammes de fréquences allouées aux applications industrielles, scientifiques ou bien encore médicales, appelées les bandes ISM (Industrial Scientific Medical).

Ces plages (Fig. I-13) [Finkenzeller-03] se positionnent autour des fréquences suivantes : 6.78, 13.56, 27.125, 40.68, 433.92, 869 (Europe), 915(Amérique du Nord) et ~960 (Asie) MHz, et 2.45, 5.8 GHz. Il existe une dernière bande de fréquences disponible entre 0 et 135 kHz pour les Amériques du Nord et du Sud et en dessous de 400 kHz pour le Japon, car il est alors possible de travailler avec des champs magnétiques très forts et certains systèmes RFID utilisent le couplage inductif.

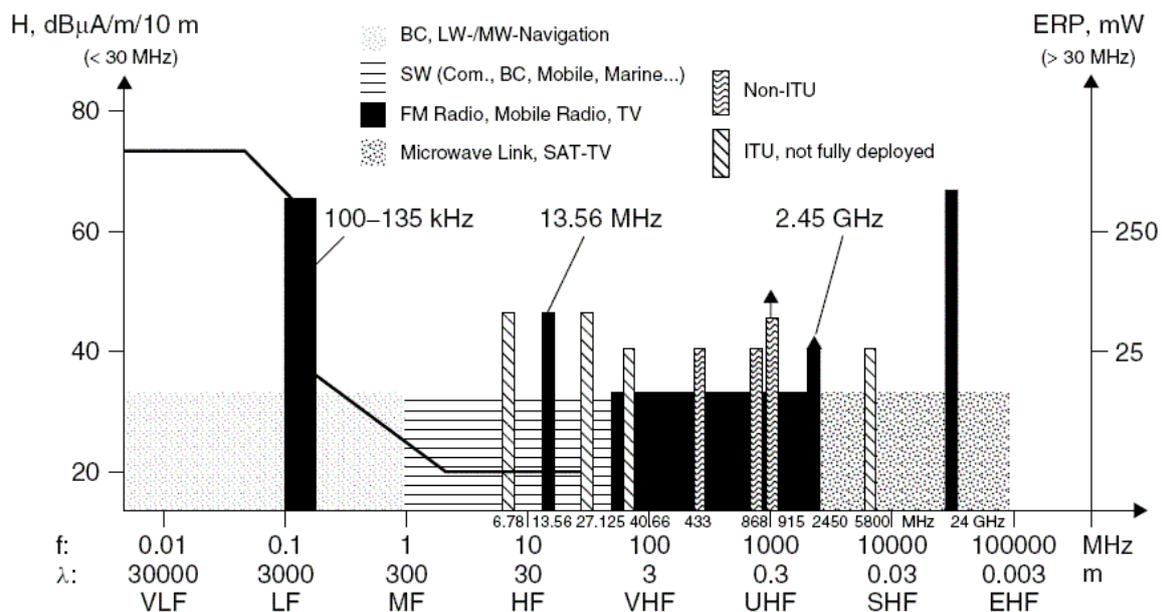


Fig. I-13: bandes de fréquences, champ magnétique et puissance maximale autorisés

1. Bande de fréquences entre 9 – 135 kHz

La bande en dessous de 135 kHz est largement utilisée par les services radio car elle n'est pas réservée ISM. Les conditions de propagation dans cette bande de fréquences grandes ondes permet d'atteindre des endroits situés à 1000 km à la ronde. On compte parmi ces systèmes des services radio pour la navigation maritime ou aéronautique.

2. Bande de fréquences à 6.78 MHz

La bande 6.765 – 6.795 MHz appartient à la Bande de fréquences en ondes courtes. Les conditions de propagation proposent des portées courtes et des portées allant jusqu'à 100km, de jour et plus de 1000 km la nuit. Les services de presse, de météorologie ou encore d'aéronautique sont les principaux utilisateurs.

3. Bande de fréquences à 13.56 MHz

La bande de fréquences comprises entre 13.553 et 13.567 MHz se situe au milieu de la bande de courte longueur d'onde. Elle est majoritairement utilisée pour des systèmes RFID inductifs. C'est la Bande de fréquences actuellement la plus utilisée pour des applications RFID.

4. Bande de fréquences à 27.125 MHz

Cette bande de fréquences ISM d'une largeur de 326 kHz est comprise dans la bande allouée aux communications radio pour la CB (allant de 26.565 à 27.405 MHz) aussi bien en Europe qu'au Canada et aux USA. En plus des systèmes radio inductifs pour la RFID, on trouve dans cette bande des applications pour le médical mais aussi des équipements de soudure fonctionnant à HF. Il est donc important de prendre ces applications en compte pour la mise en place de systèmes RFID à cette fréquence car ils pourraient être perturbés par les forts champs HF générés par les équipements de soudure, par exemple, ou pourraient perturber eux-mêmes des installations médicales.

5. Bande de fréquences à 40.680 MHz

Cette bande de fréquences a une largeur de 40 kHz et se situe au bas de la bande VHF (Very High Frequency). La propagation de ces ondes est limitée par le sol et de ce fait, les signaux sont moins amortis par des immeubles ou autres objets sur le chemin de propagation.

Cette fréquence n'est que peu utilisée car la longueur d'onde qui lui est associée est trop grande pour mettre en place des tags de taille assujettie à cette même longueur d'onde.

6. Bande de fréquences à 433.920 MHz

Cette bande de fréquences, d'une largeur de 1.74MHz fait partie de la bande allouée au radio amateurisme (de 430 à 440 MHz). Elle est utilisée non seulement par des applications RFID mais également par des applications de télémétrie, d'intercommunication (talkie-walkie) et ce en assez grande quantité pour que des interférences gênantes interviennent.

7. Bandes de fréquence à 869 MHz, à 915 MHz et à 960 MHz

La première plage de fréquences comprises entre 868 et 870 MHz a été permise pour des dispositifs de courte portée (SRD : Short Range Device) en Europe depuis 1997 et de ce fait est utilisée pour des applications RFID.

Les deuxièmes et troisièmes bandes sont les homologues de la première en Amérique du Nord et en Asie mais ne sont pas permises en Europe.

8. Bande de fréquences à 2.45 GHz

Cette bande d'une largeur de 83.5 MHz partage les fréquences avec des applications de radio amateurisme et des services de localisation radio. Les conditions de propagation dans cette gamme UHF (Ultra High Frequency : 300 MHz – 3 GHz) sont telles que des objets comme des immeubles par exemple, réagissent en bons réflecteurs et atténuent fortement le champ EM. En plus de dispositifs RFID, on trouve dans cette bande ISM des applications comme les systèmes PC LAN (Local Area Network) pour la mise en réseau sans fil d'ordinateurs.

9. Bande de fréquences à 5.8 GHz

Comme la bande de fréquences à 2.45 GHz, cette bande, d'une largeur de 150 MHz, partage les fréquences avec d'autres applications radio que les systèmes RFID, comme les détecteurs de mouvement permettant d'ouvrir portes et barrières.

IV. TAG RFID

Nous avons présenté précédemment l'interaction entre le lecteur et le tag et avons décrit brièvement les modes de communication. Nous allons, dans cette partie aller plus en avant dans la description du tag lui-même en le compartimentant en 2 parties: la puce électronique d'un côté, l'antenne de l'autre

A. Puce

Le nombre de puces électroniques dédiées à des applications RFID est important et ne cesse d'augmenter. En général, à une puce est associée une fréquence, ou quelques fréquences voisines. Car, comme nous l'avons déjà vu, l'architecture du circuit électronique de la puce dépend de la fréquence de travail.

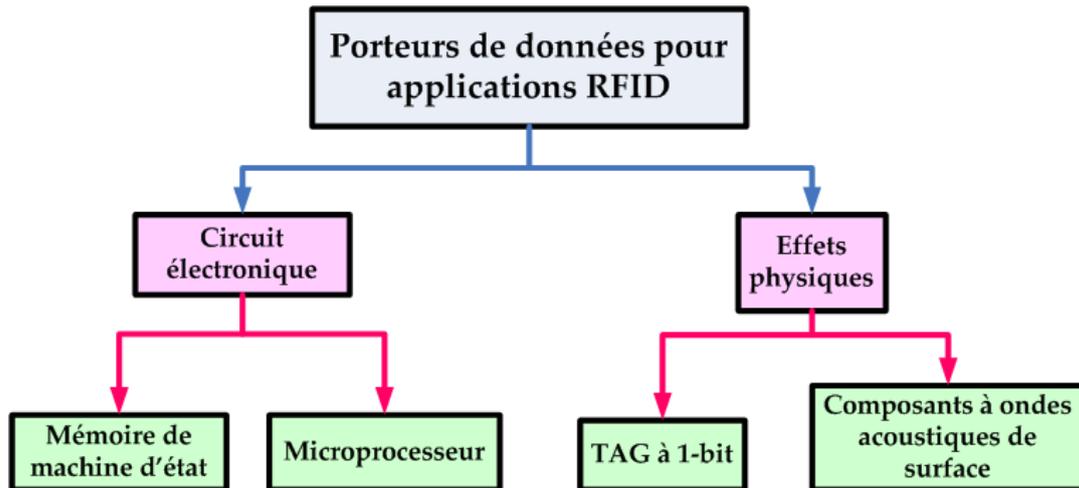


Fig. I-14: répartition des différents porteurs de données RFID

Le choix de la puce s'effectue en fonction de la complexité, du niveau de sécurité requis et d'autres critères liés à l'application RFID (Fig. I-14). Certaines applications ne nécessitent que peu de complexité. Dans ce cas, les effets physiques sont directement utilisés comme moyens de communication. En revanche lorsque l'application requiert une grande fiabilité (haute sécurité, cryptographie) l'utilisation d'une configuration plus complexe (taille mémoire importante) est nécessaire. On choisira alors un circuit électronique comme un microprocesseur, par exemple.

Enfin, une des caractéristiques importantes de la puce est son impédance équivalente, qui nous permet, sous certaines conditions que nous développerons dans le chapitre VI, une connexion à l'antenne avec le maximum d'efficacité possible.

B. Antenne

Comme nous l'avons déjà évoqué, l'antenne est un élément clef dans une communication radio. N'oublions pas que l'antenne permet de récupérer l'énergie et les données d'un signal voyageant dans l'air. La qualité et les performances de l'antenne interviennent dans le bon déroulement de la communication sans fil. Nous dédions le chapitre III aux antennes et à leurs paramètres.

La partie puce électronique étant maîtrisée par l'industrie microélectronique, à travers les fondeurs, l'antenne reste une pierre d'achoppement de toute communication sans fil. Il apparaît donc indispensable de maîtriser non seulement la conception des antennes adaptées aux fréquences souhaitées mais également leurs réalisations. Actuellement, les méthodes de réalisation et les matériaux utilisés sont ceux dérivant de l'électronique, mais ne sont pas forcément les plus optimisés et même si c'est le cas, cela nécessite l'utilisation de matériaux de référence en RF très coûteux (ie. duroïd, alumine).

Enfin dans les gammes de fréquences visées, la potentialité et la faisabilité d'autres matériaux, à bas-coût, à former une antenne, sont encore à l'étude, en cours de développement ou en voie d'optimisation.

V. Objectifs de la thèse

Les objectifs qui découlent du portrait dressé ci-dessus sont tout d'abord l'identification de familles de matériaux bas coût pouvant répondre aux critères de faisabilité d'une antenne RFID microondes.

Rappelons qu'à ces fréquences, les propriétés intrinsèques de chaque partie constituant l'antenne interviennent dans son bon fonctionnement: par exemple le substrat n'est plus seulement un support mécanique mais ses propriétés interviennent dans ce bon fonctionnement. Il en va de même pour la partie conductrice de l'antenne. Seulement, ces propriétés, nécessaires aussi à la conception de ces antennes, ne sont pas ou peu connues à ces fréquences. De plus, la famille des matériaux diélectriques est grande et, particulièrement pour les polymères, il existe différents grades pour une même appellation. Ceci implique donc la caractérisation des matériaux diélectriques, des matériaux conducteurs, la mise en avant des méthodes de réalisation bas coût.

L'étape de démonstration de la viabilité des matériaux choisis à former une antenne permet d'évoluer vers la conception d'un démonstrateur de tag RFID. Ainsi on étudiera et prendra en compte les moyens méthodes d'adapter une antenne à une puce RFID.

Enfin nous étudierons la miniaturisation de la taille des antennes, puisque dans la gamme UHF, les tailles d'antennes deviennent critiques si le souhait est de les intégrer dans sur une carte bancaire ISO, par exemple.

Chapitre II:

Caractérisation des Matériaux

Sommaire du chapitre II

<i>I. Introduction</i>	37
<i>II. Méthodes de caractérisation</i>	37
A. Propriétés magnétiques et diélectriques	37
<i>III. Mise en œuvre</i>	49
A. Cavité résonante utilisée	49
B. Résultats expérimentaux	50
<i>IV. Caractérisation des matériaux conducteurs</i>	53
<i>V. Conclusion</i>	56

Chapitre II: Caractérisation des Matériaux

I. Introduction

Concevoir une antenne, en UHF et microondes, nécessite de connaître les propriétés intrinsèques des matériaux qui la constituent. Or, à ces fréquences, seul un petit nombre de matériaux bien connus sont utilisés: duroïd, alumine, pour les diélectriques, or, argent, cuivre etc. pour les conducteurs. En revanche, des matériaux moins nobles comme des plastiques bas-coût sont peu utilisés pour des applications de rayonnement. De ce fait, leurs caractéristiques sont peu connues.

En dessous du Gigahertz, le substrat d'une antenne n'est généralement qu'un support mécanique. En revanche, les propriétés intrinsèques d'une antenne fonctionnant aux alentours et au dessus du Giga Hertz, interviennent dans son bon fonctionnement. Ainsi, nous nous intéresserons dans ce chapitre, à deux types de matériaux: les matériaux diélectriques et les matériaux conducteurs. Nous porterons un intérêt tout particulier aux propriétés diélectriques comme la permittivité relative complexe et le facteur de pertes diélectriques pour le premier type de matériaux. Nous porterons enfin notre attention sur les propriétés liées aux aspects conducteurs, à savoir l'épaisseur du conducteur, la conductivité, et l'épaisseur de peau liée à cette dernière.

Dans le but de connaître les caractéristiques intrinsèques des matériaux, nous avons étudié et utilisé différentes méthodes de caractérisation que nous présentons dans ce chapitre.

II. Méthodes de caractérisation

A. Propriétés magnétiques et diélectriques

La première étape dans le design d'une antenne planaire est le choix du substrat, support mécanique du patch. Il existe plusieurs catégories de substrats, parmi lesquels on peut citer les céramiques, les semi-conducteurs, les ferromagnétiques et les plastiques. Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre I, notre choix se tourne vers des substrats plastiques pour leur très bas coût, en cherchant le comportement diélectrique adéquat.

D'un point de vue électromagnétique, un substrat diélectrique est caractérisé par sa permittivité et son facteur de pertes diélectriques – appelé aussi tangente de pertes (qui

englobe la conductivité), sa perméabilité magnétique. Ce sont les paramètres que nous étudierons.

La permittivité ε (Eq. II-1) et la perméabilité μ (Eq. II-2) sont exprimées sous forme complexe et en fonction de la fréquence [Balanis-89] afin de tenir compte des effets dissipatifs inhérents à tout matériau :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j \cdot \left(\varepsilon''(\omega) + \frac{\sigma}{\omega} \right) \quad \text{Eq. II-1}$$

$$\mu(\omega) = \mu'(\omega) - j\mu''(\omega) \quad \text{Eq. II-2}$$

$$\text{où } \omega = 2\pi \cdot f \quad \text{Eq. II-3}$$

est la pulsation associée à la fréquence f .

On définit également le facteur de pertes diélectriques ou de dissipation $\tan\delta$, comme le rapport de la partie imaginaire ε'' sur la partie réelle ε' (Eq. II-4).

$$\tan \delta(\omega) = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)} \quad \text{Eq. II-4}$$

lui aussi fonction de la fréquence.

De la même manière, on définit un facteur de pertes magnétiques $\tan\delta_m$ comme (Eq. II-5):

$$\tan \delta_m(\omega) = \frac{\mu''(\omega)}{\mu'(\omega)} \quad \text{Eq. II-5}$$

On cherche un facteur de pertes diélectriques le plus faible possible. Dans notre étude, on considèrera qu'un matériau remplit les critères « d'acceptabilité électromagnétique » à être un bon substrat si son facteur de pertes diélectriques est inférieur au centième de l'unité : $\tan \delta < 10^{-2}$. En effet, étudions brièvement l'atténuation d'une onde de fréquence ω dans un milieu diélectrique ($\varepsilon_r = \varepsilon_r' \cdot (1 - j \cdot \tan \delta)$) non perméable ($\mu_r = 1$). La constante de propagation γ , exprimée en pertes par mètres, [Balanis-89] s'écrit comme (Eq. II-6, Eq. II-7)

$$\gamma = \sqrt{j\omega\varepsilon\mu} \quad (\text{pertes} \cdot m^{-1}) \quad \text{Eq. II-6}$$

et

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta \quad \text{Eq. II-7}$$

où α est la constante d'atténuation

et β la constante de phase

L'équation Eq. II-6 équivaut à

$$\gamma = \frac{\omega}{c} \cdot \sqrt{j \cdot \varepsilon_r' (1 - j \tan \delta)} \quad \text{Eq. II-8}$$

$$\Rightarrow \gamma \approx \frac{\omega}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon_r'} \cdot \frac{1}{2} (j + \tan \delta)$$

On obtient la constante d'atténuation par identification des parties réelles et imaginaires des équations Eq. II-7 et Eq. II-8:

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{2} \cdot \tan \delta \quad \text{Eq. II-9}$$

Nous présentons dans le tableau ci-dessous (Tabl. II-1) les valeurs de la constante d'atténuation d'une onde propagée dans un milieu diélectrique où $\epsilon_r = 4$, non perméable, à 900 MHz et 2.45 GHz, pour des facteurs de pertes diélectriques différents.

f \ $\tan \delta$	900 MHz	2.45 GHz
10^{-1}	1.88	5.13
10^{-2}	0.188	0.513
10^{-3}	0.0188	0.0513

Tabl. II-1: constante d'atténuation en fonction du facteur de pertes diélectriques, en UHF et microondes

L'atténuation de l'onde dans le diélectrique devient négligeable pour $\tan \delta < 10^{-2}$

Ces paramètres seront donc déterminés à une fréquence donnée.

Le choix d'une technique de caractérisation est d'abord justifié par la Bande de fréquences exploitée, puis par les propriétés physiques du matériau (magnétique ou non, transparent ou absorbant, isotrope ou anisotrope, homogène ou hétérogène, dispersif ou non) et enfin par la forme et la nature des échantillons.

1. La perméabilité μ

La perméabilité est le critère de qualité permettant de connaître la susceptibilité d'un matériau à réagir à un champ magnétique \vec{H} . En règle générale, un polymère présente une perméabilité μ équivalente à celle du vide, ou à l'unité, en terme de perméabilité relative μ_r :

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad \text{Eq. II-10}$$

où $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m) est la perméabilité du vide

Nous avons toutefois cherché à confirmer cette hypothèse par le biais de mesures adéquates, dont nous décrivons ici le principe de fonctionnement. L'échantillon à caractériser est introduit dans une bobine solénoïde (Fig. II-1) alimentée par un courant sinusoïdal [Dubarry-01].

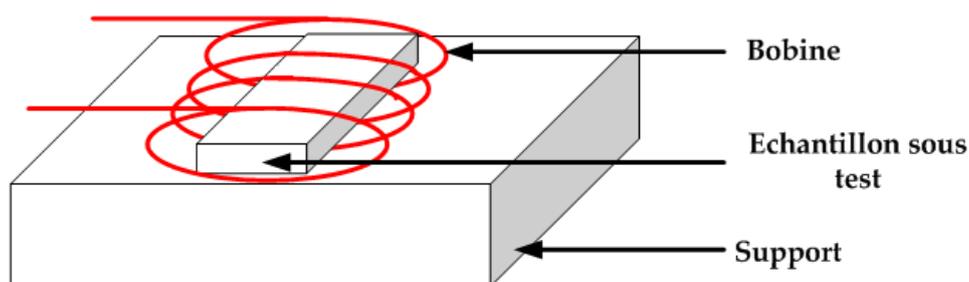


Fig. II-1: schéma de l'échantillon dans la bobine

Un analyseur de réseau interfacé à un logiciel informatique permet de mesurer la perméabilité de l'échantillon en comparant les impédances de la bobine à vide et celle de la bobine chargée de l'échantillon.

Nous avons effectué la mesure avec un échantillon de PolyStyrène (PS), entre 200 et 2 000 MHz et la réponse des termes réels et imaginaires de la perméabilité en fonction de la fréquence est présentée sur la figure ci-dessous (Fig. II-2).

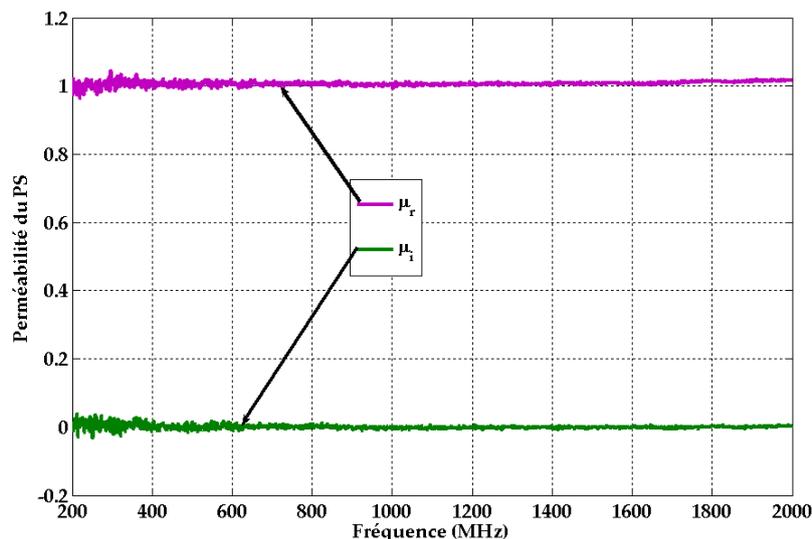


Fig. II-2: parties réelles et imaginaires de la perméabilité relative du PolyStyrène, en fonction de la fréquence

D'après les mesures, l'échantillon de polystyrène présente une perméabilité relative égale à l'unité ($\mu_r = 1$) et il n'y a aucunes pertes magnétiques. Nous pouvons comparer le résultat à un matériau de référence comme le Fe80Ni connu pour être fortement magnétique. Les mesures (Fig. II-3) confirment cette forte caractéristique, même aux alentours de 2 GHz: $\mu_r' = 888$ et $\mu_r'' = 391$.

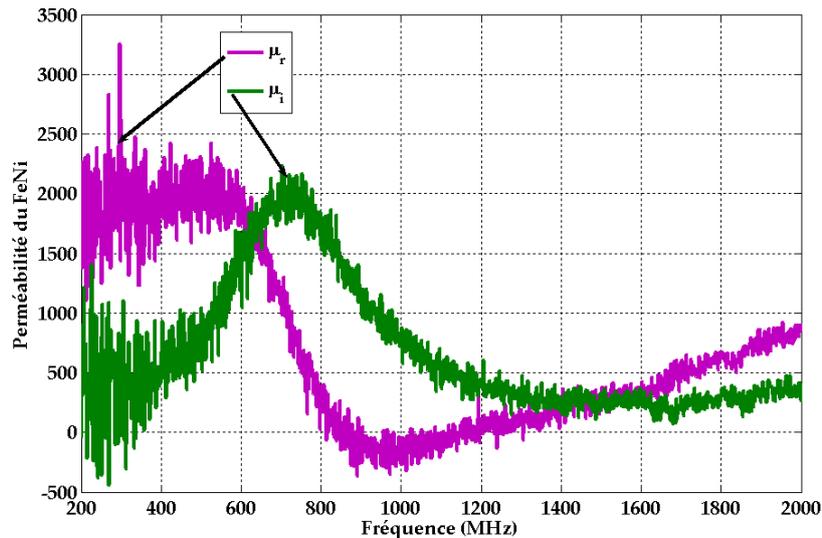


Fig. II-3: parties réelles et imaginaires de la perméabilité du Fer- Nickel

Ce résultat confirme notre hypothèse à savoir que le PS n'est pas magnétique ($\mu_r = 1$).

2. La permittivité

La permittivité est en quelque sorte le jumeau de la perméabilité mais pour la partie électrique alors que la perméabilité concerne la partie magnétique d'un matériau. Ainsi la permittivité est le critère de qualité permettant, cette fois de connaître la susceptibilité d'un matériau à réagir à un champ électrique \vec{E} . Comme dans le cas de la perméabilité, on différencie également le terme dit relatif, comparé à la permittivité du vide (Eq. II-11).

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad \text{Eq. II-11}$$

où $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ (F/m) est la permittivité du vide.

Les méthodes d'obtention de la permittivité d'un matériau sont nombreuses et fonction de la gamme de fréquence souhaitée. Nous avons choisi d'étudier et d'utiliser la méthode de cavité résonante (mesure discrète) et d'étudier la méthode triplaques (mesure en continu). Dans les deux cas, l'utilisation d'un analyseur de réseaux vectoriel (VNA) est nécessaire. Cet équipement nous donne entre autres, la réponse de la matrice S en fréquence (coefficients de réflexion et de transmission). Nous tacherons donc de relier l'expression de la permittivité en fonction de ces paramètres.

a. Cavité résonante

L'utilisation d'une cavité électromagnétique résonante fait appel à la théorie dite « des petites perturbations ». Cette dernière est basée sur la comparaison de deux situations supposées voisines sous une vision électromagnétique, à savoir la présence ou non d'un échantillon dans la cavité. Ainsi, il s'agit d'écrire les équations de Maxwell dans le vide en prenant en compte comme conditions aux limites les parois métalliques de la cavité ; puis

d'écrire ces même équations de Maxwell dans un matériau de permittivité relative ϵ_r et de perméabilité relative μ_r . On obtient donc deux situations :

- Situation 1 : la cavité est vide et trois paramètres la représentent : la fréquence ω_0 , la permittivité ϵ_0 , et la perméabilité μ_0 ; les champs électriques \vec{E}_1 et magnétiques \vec{H}_1 y règnent
- Situation 2 : la cavité est chargée partiellement d'un échantillon et trois paramètres représentent l'état : la fréquence ω , la permittivité ϵ , et la perméabilité μ ; les champs \vec{E}_2 et \vec{H}_2 y règnent.

Etudions tout d'abord le champ qui règne dans une cavité vide [Balanis-89]. Les configurations des champs dans la cavité sont soit TE soit TM. Les fréquences de résonance des modes TE (pour des indexation m, n , et p) se calculent en fonction des dimensions a, b , et c (Eq. II-12):

$$(f_r)_{mnp}^{TE} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}, \text{ avec } \left. \begin{array}{l} m = 0,1,2,\dots \\ n = 0,1,2,\dots \\ p = 1,2,3,\dots \end{array} \right\} m = n \neq 0 \quad \text{Eq. II-12}$$

où a, b et c sont respectivement la largeur, la hauteur et la longueur de la cavité et m, n et p les nombres relatifs aux modes dans les directions x, y, z (Fig. II-4)

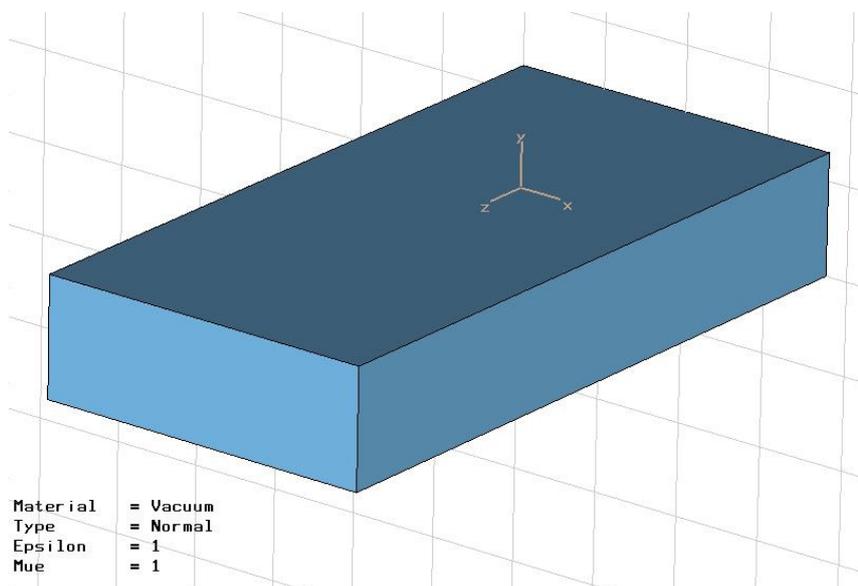
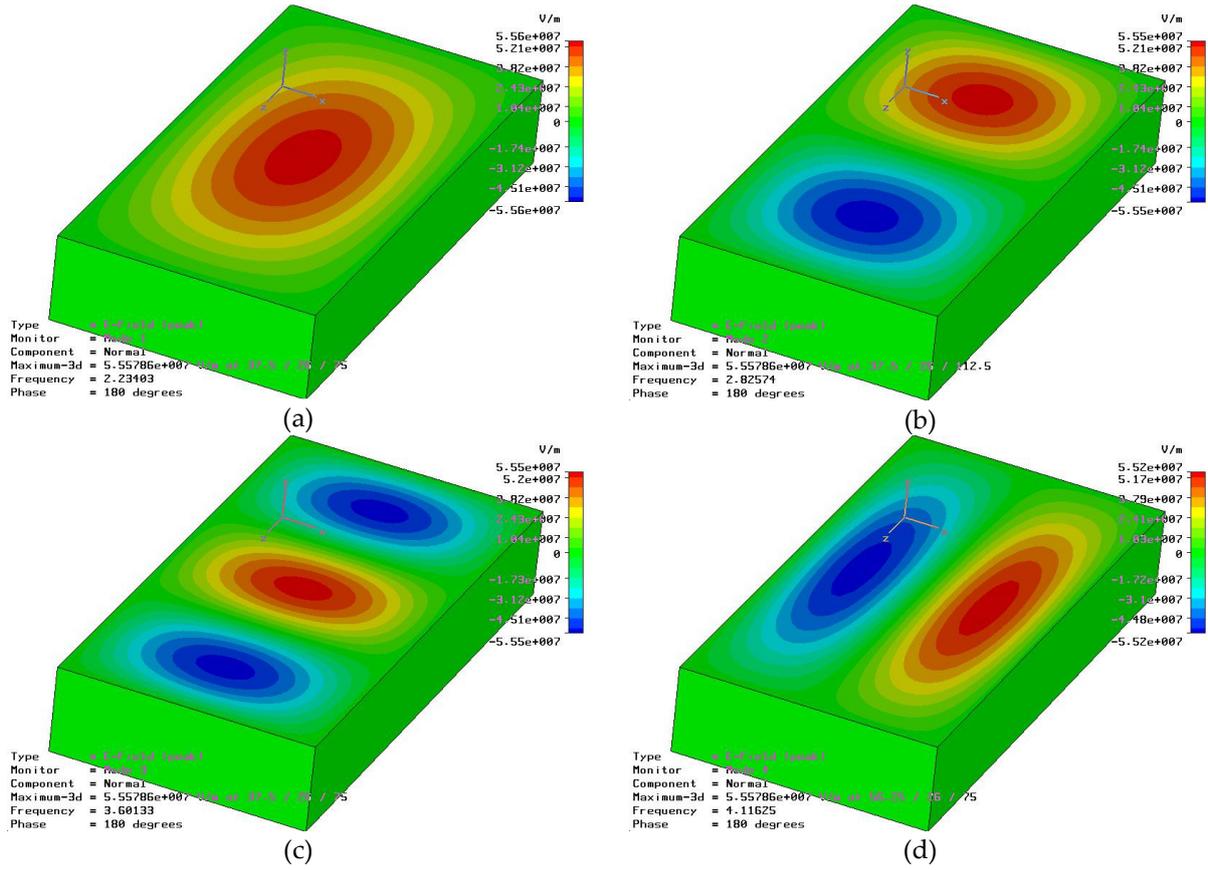


Fig. II-4: orientation dans un repère cartésien de la cavité électromagnétique

Nous comparons dans la partie III de ce chapitre, les fréquences de résonance des modes TE entre 2 et 6 GHz calculés en fonction des dimensions de la cavité et mesurés au VNA.

La figure ci-dessous (Fig. II-5) présente les modes TE_{101} et TE_{102} , TE_{103} , TE_{201} (simulés).


 Fig. II-5: modes TE₁₀₁ (a), TE₁₀₂ (b), TE₁₀₃ (c) et TE₂₀₁ (d)

Un autre paramètre important d'une cavité électromagnétique est son facteur de qualité Q , qui nous renseigne sur d'éventuelles pertes dans la cavité puisqu'il est défini comme le rapport, pour une fréquence donnée, de l'énergie emmagasinée dans la cavité sur la puissance dissipée. Il s'exprime en fonction des dimensions de la cavité et pour le premier mode (Eq. II-13):

$$Q_{101}^{TE} = \frac{\pi\eta}{R_s} \cdot \left[\frac{b \cdot (a^2 + c^2)^{3/2}}{ac \cdot (a^2 + c^2) + 2b \cdot (a^3 + c^3)} \right] \quad \text{Eq. II-13}$$

où η est l'impédance intrinsèque, ici à vide et vaut 377Ω et R_s , la résistance de surface s'écrit (Eq. II-14):

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega_r \mu}{2\sigma}} \quad \text{Eq. II-14}$$

Les résultats de simulation nous donne également un facteur de qualité pour le premier mode résonant de 8037. Nous présentons également, dans la partie III, les facteurs de qualité calculés et mesurés pour le premier mode TE₁₀₁.

Si l'on introduit dans la cavité électromagnétique un échantillon de volume beaucoup plus petit que celui de la cavité à vide, alors on peut émettre l'hypothèse que le champ électrique dans la cavité n'est que très légèrement perturbé par rapport au cas où la cavité est

vide. L'échantillon décale les fréquences de modes et absorbe de l'énergie: le coefficient de qualité de la cavité se dégrade.

La partie réelle de la permittivité s'obtient à partir du décalage en fréquence pour un même mode, tout en prenant en compte le rapport des deux volumes différents [Jao-Jules-01, Rmili-04, Collin-91, Meng-95].

La partie imaginaire de la permittivité, liée aux pertes diélectriques, donc au pouvoir absorbant du matériau se mesure en fonction du décalage des coefficients de transmission (S_{21}), pour la cavité à vide et chargée (Eq. II-15, Eq. II-16) [Jao-Jules-01, Rmili-04] :

$$\varepsilon_r'(\omega) \approx 1 + k' \cdot \frac{V_0}{V_{\text{échantillon}}} \cdot \frac{\omega_0 - \omega_{\text{échantillon}}}{\omega_0} \approx 1 + k' \cdot \frac{V_0}{V_{\text{ech}}} \cdot \frac{f_0 - f_{\text{échantillon}}}{f_0} \quad \text{Eq. II-15}$$

et

$$\varepsilon_r''(\omega) \approx k'' \cdot \frac{V_0}{2 \cdot V_{\text{échantillon}}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{(S_{12}(\omega))_{\text{échantillon}}}} - \frac{1}{\sqrt{(S_{12}(\omega))_0}} \right) \quad \text{Eq. II-16}$$

où V_0 et $V_{\text{échantillon}}$ sont respectivement les volumes de la cavité et de l'échantillon avec $V_{\text{échantillon}} \ll V_0$,

f_0 et $f_{\text{échantillon}}$ les fréquences de résonance de la cavité respectivement à vide et avec le matériau,

$(S_{12})_0$ et $(S_{12})_{\text{échantillon}}$ les facteurs de transmission respectifs de la cavité à vide et de la cavité avec l'échantillon.

k' et k'' des constantes d'étalonnage déterminées à l'aide d'un matériau de référence.

Notons que l'étalonnage s'effectue grâce à l'adjonction d'un matériau dont les caractéristiques diélectriques, aux fréquences de résonance des modes utilisés, sont parfaitement connues. Nous avons choisi un matériau en verre téflon ou duroïd, appelé RF35.

Il est ensuite possible de déduire le facteur de pertes diélectriques $\tan \delta$ (Eq. II-4), à partir de la détermination des parties réelles et imaginaires de la permittivité. Ce paramètre nous permettra par la suite de choisir les matériaux (chapitre IV), candidats au rôle de substrats d'antennes planaires.

La simulation d'une erreur de 10% sur la partie réelle de la permittivité (Fig. II-6) entraîne un décalage en fréquence de 7 MHz (0.3%) sur le mode TE_{101} et de 12 MHz (0.5%) sur le mode TE_{102} . Lors des mesures, nous prendrons en compte les incertitudes provenant:

- du nombre de points maximum sur la plage de fréquence du VNA qui régit le pas de fréquence entre chaque point,
- de la sensibilité du VNA, augmentée par un bon calibrage

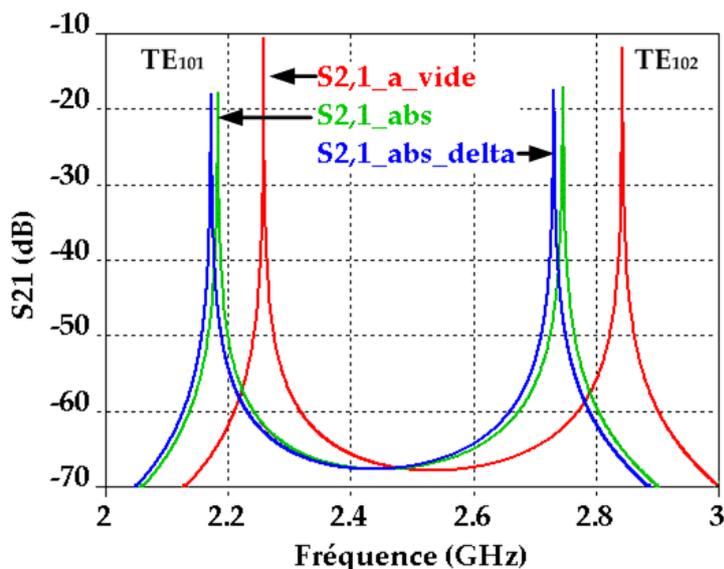


Fig. II-6: décalages de la fréquence de résonance des modes TE_{101} et TE_{102} engendrés par une erreur de 10% sur la permittivité

Nous verrons dans le chapitre V, l'influence d'un décalage de la permittivité sur la fréquence de résonance d'antenne.

b. Ligne de transmission

Cette méthode consiste à mesurer la constante de propagation, via les paramètres S, d'une ligne stripline composée en partie par le matériau à étudier [Barry-86]. En effet, la configuration "stripline" se présente sous la forme du substrat sous test, pris en sandwich entre deux plans de masse, et qui voit passer en son milieu une ligne d'une largeur paramétrée (Fig. II-7). Le dispositif est connecté par les deux extrémités de la ligne aux deux ports du VNA, qui mesure les paramètres S.

L'intérêt de cette approche réside dans la mesure non plus ponctuelle mais continue de la permittivité. En effet, la configuration utilisée propage un mode quasi-TEM. La mesure de la constante de propagation permet d'accéder rapidement, en théorie, aux permittivité et la perméabilité du matériau.

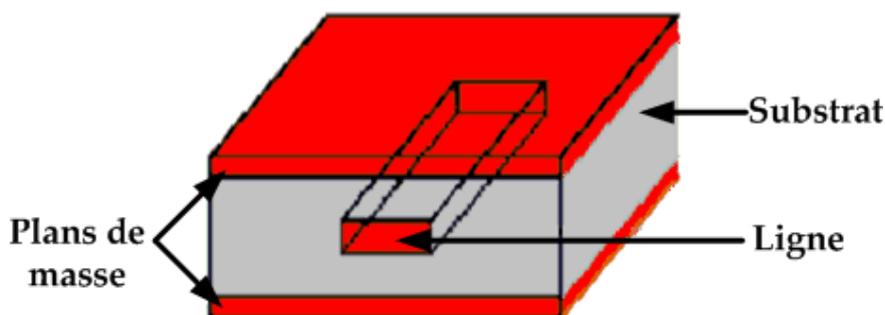


Fig. II-7: configuration "triplaques"

L'avantage d'utiliser une configuration triplaques plutôt que microruban réside dans le fait que la permittivité effective égale la permittivité réelle.

W.Barry a présenté [Barry-86] une méthode de mesure des permittivités et perméabilités complexes. Il reprend la configuration triplaques (Fig. II-8) mais la ligne centrale passe, entre les deux connecteurs, dans trois milieu: tout d'abord le vide d'une longueur l (région I), puis le matériau à caractériser d'une longueur t (région II) puis de nouveau le vide d'une longueur l (région III).

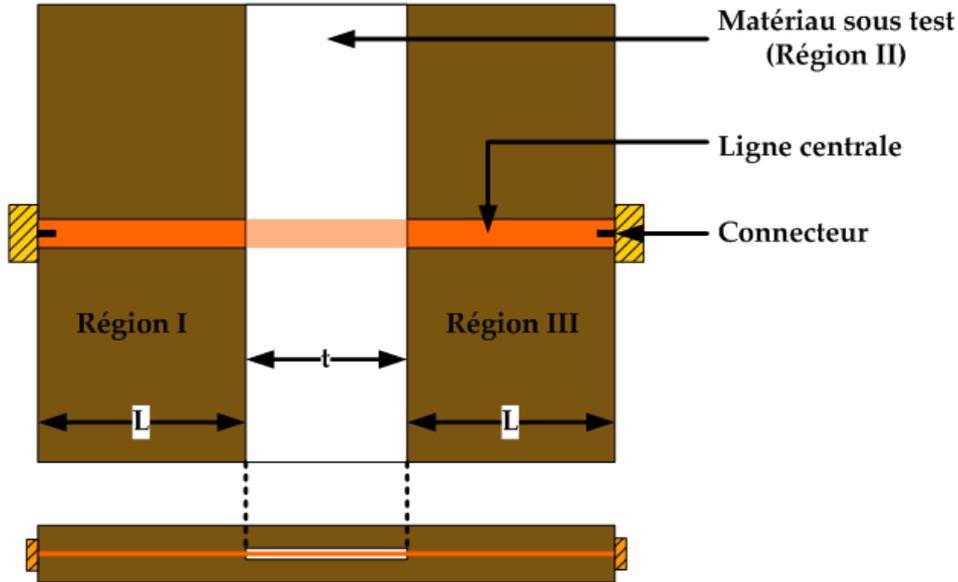


Fig. II-8: vues de dessus et de coté du dispositif de mesures triplaques

Dans les régions I et III, l'impédance caractéristique de la ligne est celle du vide, appelée Z_0 . La constante de propagation γ_0 , que nous appellerons k_0 par la suite, dans ces régions s'exprime sous la forme ci-dessous (Eq. II-17):

$$\gamma_0 = k_0 = \omega \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0} \quad \text{Eq. II-17}$$

En revanche dans la région II, l'impédance caractéristique Z change à cause de la présence du matériau et s'exprime en fonction de l'impédance Z_0 (Eq. II-18)

$$Z = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad \text{Eq. II-18}$$

et de ce fait, la constante de propagation γ , appelée par la suite k , change aussi et s'exprime en fonction de k_0 (Eq. II-19)

$$\gamma = k = k_0 \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r} \quad \text{Eq. II-19}$$

La présence d'un autre matériau que le vide entraîne une discontinuité et la création de frontières. Ceci implique l'apparition de coefficients de réflexion sur la ligne, aussi bien à la bordure des régions I et II (Γ), qu'à celle des régions II et III ($-\Gamma$), qui ont pour définition [Balanis-89]:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad \text{Eq. II-20}$$

Cette dernière équation nous permet d'exprimer les permittivités (Eq. II-21) et perméabilité (Eq. II-22) en fonction des différentes constantes de propagation k_0 et k , et du coefficient de réflexion Γ :

$$\varepsilon_r = \frac{k}{k_0} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \quad \text{Eq. II-21}$$

$$\mu_r = \frac{k}{k_0} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \quad \text{Eq. II-22}$$

Il nous reste maintenant à exprimer ces coefficients k et Γ , dans des termes connus, obtenus par le VNA, à savoir les paramètres S_{11} et S_{21} . Pour cela, on traduit la propagation du signal dans la ligne, traversant les différents milieux sous la forme d'une matrice d'onde (T), entre les tensions entrantes et sortantes du dispositif de mesures (Fig. II-9).

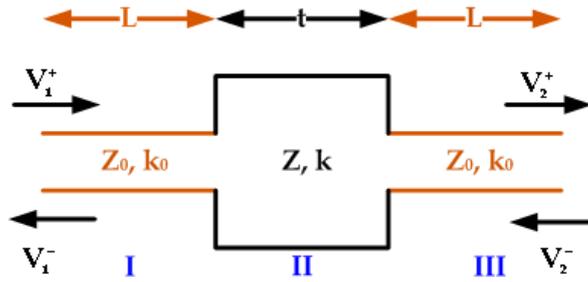


Fig. II-9: représentation des impédances et des constantes de propagation en fonction des différents milieux

Suivant cette configuration, la matrice (T) représente l'amplitude totale de l'onde (Eq. II-23) et est définie en fonction des paramètres S si la ligne est équilibrée ($S_{11} = S_{22}$ et $S_{21} = S_{12}$) (Eq. II-24).

$$\begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_1^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_2^+ \\ V_2^- \end{pmatrix} \quad \text{Eq. II-23}$$

$$\begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{S_{21}} & \frac{-S_{11}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & \frac{S_{21}^2 - S_{11}^2}{S_{21}} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. II-24}$$

Cette matrice est calculée par la multiplication des sous-matrices d'onde (T)_I, (T)_{II}, (T)_{III}, relatives aux amplitudes totales de l'onde de chaque tronçon de ligne dans les régions I, II et III: $(T) = (T)_I \cdot (T)_{II} \cdot (T)_{III}$ (Eq. II-25, Eq. II-26), soit,

$$(T) = \begin{pmatrix} e^{jk_0L} & 0 \\ 0 & e^{-jk_0L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{1-\Gamma} & \frac{\Gamma}{1-\Gamma} \\ \frac{\Gamma}{1-\Gamma} & \frac{1}{1-\Gamma} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{jkt} & 0 \\ 0 & e^{-jkt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{1+\Gamma} & \frac{-\Gamma}{1+\Gamma} \\ \frac{-\Gamma}{1+\Gamma} & \frac{1}{1+\Gamma} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{jk_0L} & 0 \\ 0 & e^{-jk_0L} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. II-25}$$

$$(T) = \frac{1}{1-\Gamma^2} \begin{pmatrix} e^{2jk_0L} \cdot (e^{jkt} - \Gamma^2 \cdot e^{-jkt}) & -2j\Gamma \sin(kt) \\ 2j\Gamma \sin(kt) & e^{-2jk_0L} \cdot (e^{-jkt} - \Gamma^2 \cdot e^{jkt}) \end{pmatrix} \quad \text{Eq. II-26}$$

L'identification par parties des équations Eq. II-25 et Eq. II-26 mènent aux paramètres S (Eq. II-27, Eq. II-28)

$$S_{11} = \frac{2j\Gamma \cdot e^{-2jk_0L} \cdot \sin(kt)}{e^{jkt} - \Gamma^2 \cdot e^{-jkt}} = S_{22} \quad \text{Eq. II-27}$$

$$S_{21} = \frac{(1-\Gamma^2) \cdot e^{-2jk_0L}}{e^{jkt} - \Gamma^2 \cdot e^{-jkt}} = S_{12} \quad \text{Eq. II-28}$$

Et la résolution des équations Eq. II-27 et Eq. II-28 permet d'obtenir le coefficient de réflexion ainsi que la constante de propagation (Eq. II-29, Eq. II-30):

$$\Gamma = \frac{S_{11}}{(e^{-2jk_0L} - S_{21}e^{-jkt})} \quad \text{Eq. II-29}$$

où

$$kt = \cos^{-1} \left(\frac{e^{-4jk_0L} + S_{21}^2 - S_{11}^2}{2e^{-2jk_0L} \cdot S_{21}} \right) \quad \text{Eq. II-30}$$

Alors d'après les équations Eq. II-21 et Eq. II-22, il vient (Eq. II-31, Eq. II-32):

$$\varepsilon_r = \frac{\cos^{-1} \left(\frac{e^{-4jk_0L} + S_{21}^2 - S_{11}^2}{2e^{-2jk_0L} \cdot S_{21}} \right)}{k_0 \cdot t} \cdot \left(\frac{1 - \frac{S_{11}}{(e^{-2jk_0L} - S_{21}e^{-jkt})}}{1 + \frac{S_{11}}{(e^{-2jk_0L} - S_{21}e^{-jkt})}} \right) \quad \text{Eq. II-31}$$

$$\mu_r = \frac{\cos^{-1} \left(\frac{e^{-4jk_0L} + S_{21}^2 - S_{11}^2}{2e^{-2jk_0L} \cdot S_{21}} \right)}{k_0 \cdot t} \cdot \left(\frac{1 + \frac{S_{11}}{(e^{-2jk_0L} - S_{21}e^{-jkt})}}{1 - \frac{S_{11}}{(e^{-2jk_0L} - S_{21}e^{-jkt})}} \right) \quad \text{Eq. II-32}$$

Finalement, les quatre paramètres ε_r' , ε_r'' , μ_r' et μ_r'' sont obtenus par identification des parties réelles et imaginaires des permittivité et perméabilité relatives.

Comme nous le verrons dans le chapitre IV, le dépôt de matière conductrice sur plastique n'est pas chose aisée. Après quelques tentatives, nous nous sommes dirigés vers la méthode de perturbations en cavité électromagnétique.

III. Mise en œuvre

A. Cavité résonante utilisée

Comme nous l'avons mentionné ci-dessus, une des méthodes pour obtenir la permittivité complexe est l'utilisation d'une cavité électromagnétique. Celle que nous possédons est réalisée en laiton (Fig. II-10) et avait comme dimensions initiales, une largeur, une hauteur et une longueur respectives de 100, 26 et 200 mm.

A partir de ces dernières données, nous avons calculé les fréquences de résonance des modes premiers modes TE (Eq. II-12). Le premier mode, TE_{101} , apparaît en calculs à 1.677 GHz et mesuré à 1.675 GHz.

Nous avons mesuré 18 modes entre 1 et 6 GHz, dont 15 au-delà de 3 GHz.

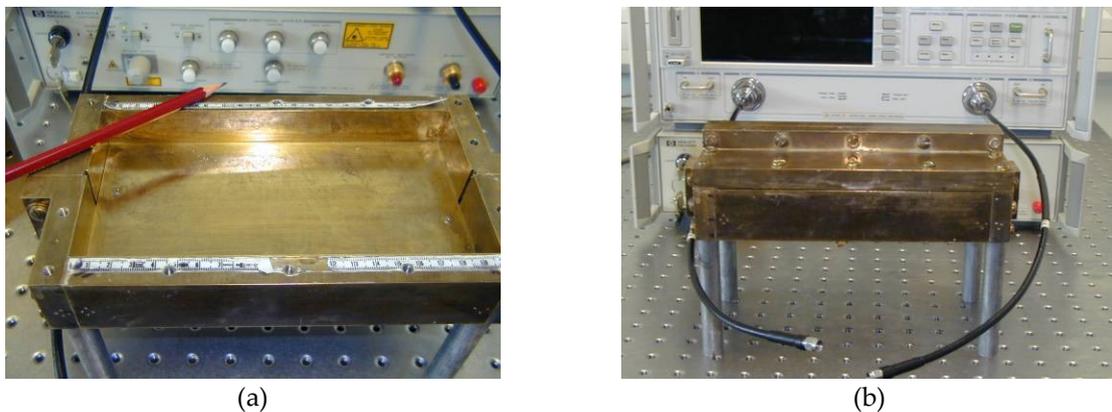


Fig. II-10: vues de côté de la cavité ouverte (a) et fermée (b), aux dimensions initiales

Lorsque l'on introduit un échantillon dans la cavité, la dégénérescence des modes supérieurs se complique et il devient difficile d'identifier les modes correspondant à vide. L'adjonction alors de blocs en laiton dans la cavité originelle permet de réduire le volume de la cavité et d'augmenter la fréquence du premier mode résonant (Fig. II-11).

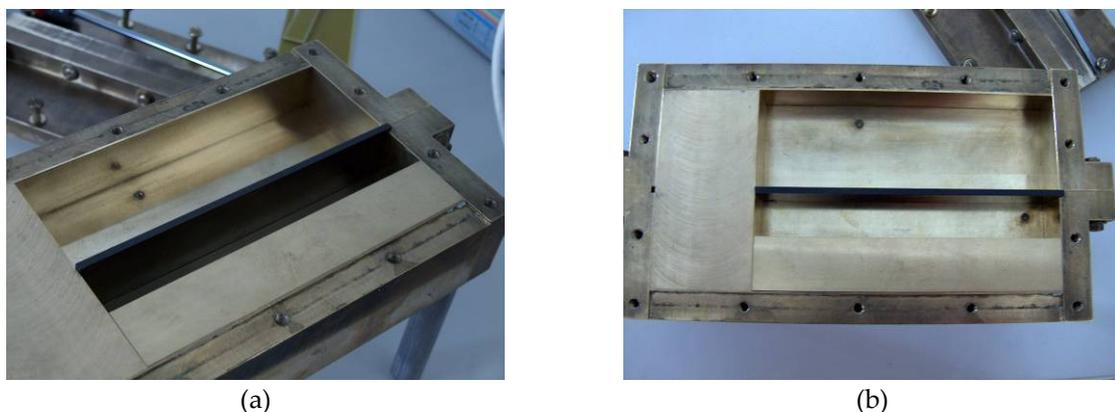


Fig. II-11: vue de côté (a) et de dessus (b) de la cavité ouverte, dans laquelle est inséré un échantillon

Les nouvelles dimensions de la cavité sont de 74, 26 et 150 mm pour la largeur, la hauteur et la longueur. Il ne reste que 9 modes entre 2 et 6 GHz, dont le premier, toujours le mode TE₁₀₁, résonne à 2.26025 GHz.

B. Résultats expérimentaux

La cavité ainsi réduite, nous avons calculé (Eq. II-12), mesuré et identifié (Tabl. II-2) à nouveau les fréquences de résonance correspondant aux modes TE.

	m	n	p	f _r théorique (GHz)	f _r mesurée (GHz)	taux d'erreur (%)
Mode 101	1	0	1	2.26025	2.2765	0.720
Mode 102	1	0	2	2.8476	2.85	0.084
Mode 103	1	0	3	3.6206	3.625	0.121
Mode 201	2	0	1	4.1756	4.1825	0.165
Mode 104	1	0	4	4.4843	4.48125	0.068
Mode 202	2	0	2	4.5205	4.52625	0.127
Mode 203	2	0	3	5.0433	5.0475	0.083
Mode 105	1	0	5	5.3953	5.39	0.098
Mode 204	2	0	4	5.6952	5.695	0.003

Tabl. II-2: fréquences théoriques et mesurées des modes TE dans la cavité réduite

Pour procéder aux mesures dans de bonnes conditions, c'est à dire en cherchant le minimum de perturbations venant de l'analyseur, des câbles de connexion ainsi que de leurs connecteurs, nous avons procédé à un calibrage de 4 plages de 1GHz entre 2 et 6 GHz dans les configurations de réflexion et de transmission. Le nombre maximal de points acceptés par la mémoire du VNA nous autorise des pas de fréquence de 1.25MHz, soit donc une précision de mesure des fréquences résonantes de 0.13%. La réponse du paramètre S₂₁ en fonction de la fréquence met en évidence deux maxima entre 2 et 3 GHz, qui définissent en leurs abscisses respectives, les fréquences de résonance et donc les modes TE₁₀₁ et TE₁₀₂ (Fig. II-12).

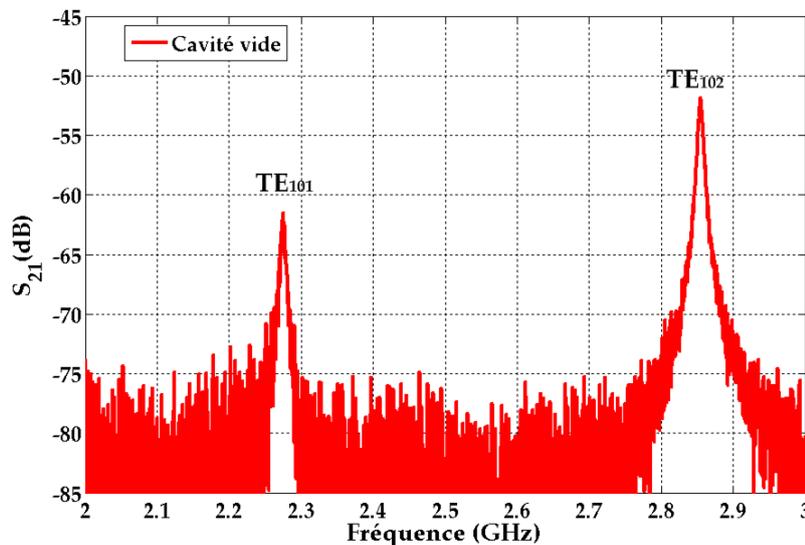


Fig. II-12: paramètre S₂₁ entre 2 et 3 GHz dont les maxima sont les modes résonant TE₁₀₁ et TE₁₀₂

Le coefficient de qualité de la cavité, pour le premier mode a été calculé (Eq. II-13) à 7609.9 et mesuré à 1754.6. Notons que cette valeur est directement reliée à l'incertitude de mesure (pas de 1.25 MHz), venant de l'analyseur mais également à la géométrie de la cavité (planéité, interstices, etc.) et au vieillissement des matériaux.

La réponse du paramètre S_{21} entre 3 et 4 GHz présente un seul mode: le mode TE_{103} (Fig. II-13).

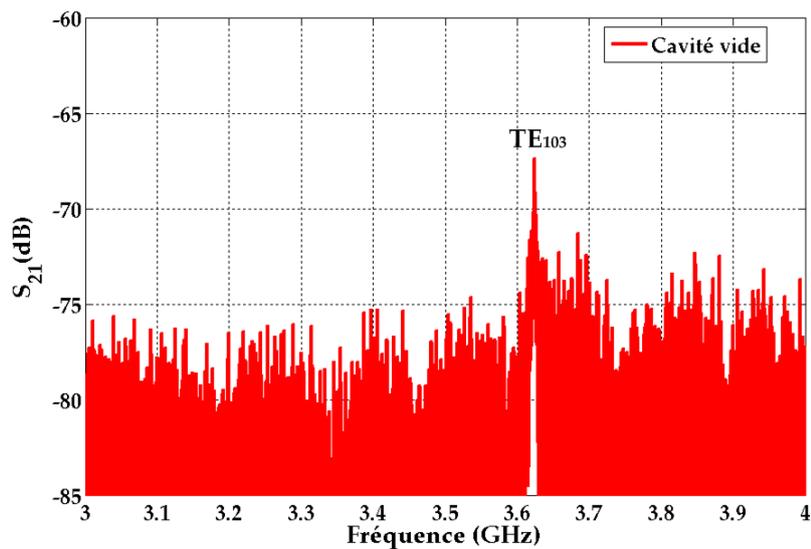


Fig. II-13: paramètre S_{21} dans la bande 3 – 4 GHz, avec apparition du mode TE_{103}

Cette démarche est répétée entre 4 et 5 GHz ainsi qu'entre 5 et 6 GHz mettant ainsi en évidence les modes successifs TE_{201} , TE_{104} , TE_{202} (Fig. II-14(a)) ainsi que les modes TE_{203} , TE_{105} et TE_{204} (Fig. II-14(b)).

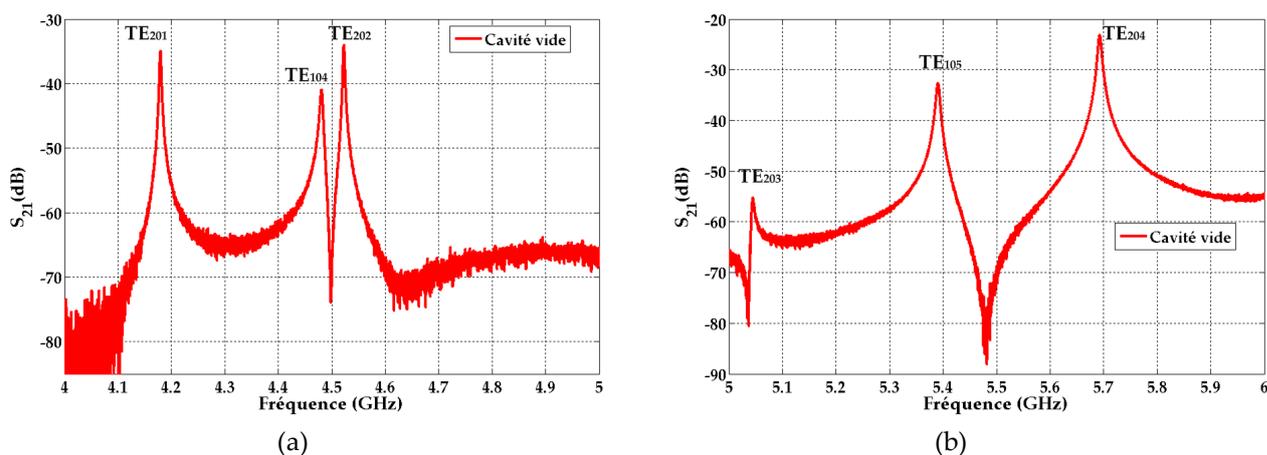


Fig. II-14: modes TE_{201} , TE_{104} et TE_{202} entre 4 et 5 GHz (a) et les modes TE_{203} , TE_{105} et TE_{204} entre 5 et 6 GHz (b)

La comparaison de l'état où la cavité est à vide à celui où elle est chargée d'un matériau, montre non seulement un décalage en fréquence, mais également une absorption du signal

par le matériau (Fig. II-15), et ce pour un même mode donné. Ce sont ces décalages fréquentiels et en terme de paramètre S_{21} qui vont nous permettre d'en déduire la permittivité complexe.

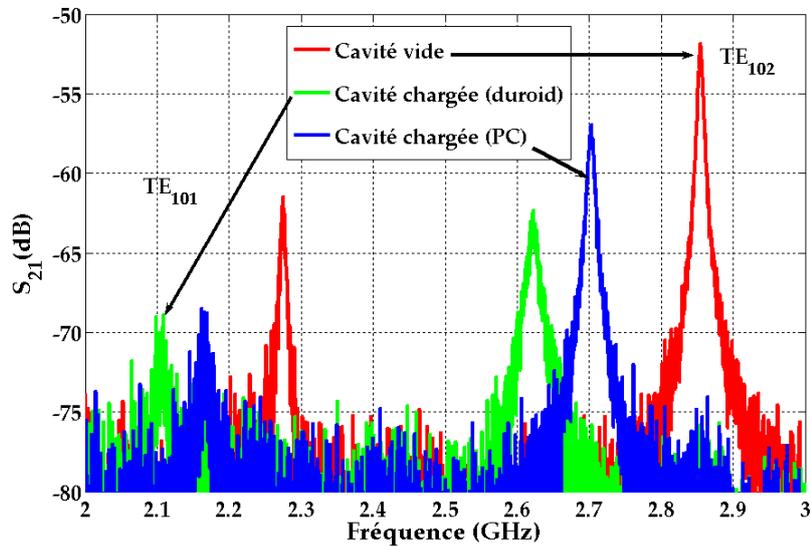


Fig. II-15: modes résonant TE_{101} et TE_{102} entre 2 et 3 GHz, avec les réponses de S_{21} pour différents cas: la cavité est vide, la cavité est chargée par un matériau

La simulation de ce phénomène pour les mêmes matériaux a donné les réponses suivantes (Fig. II-16):

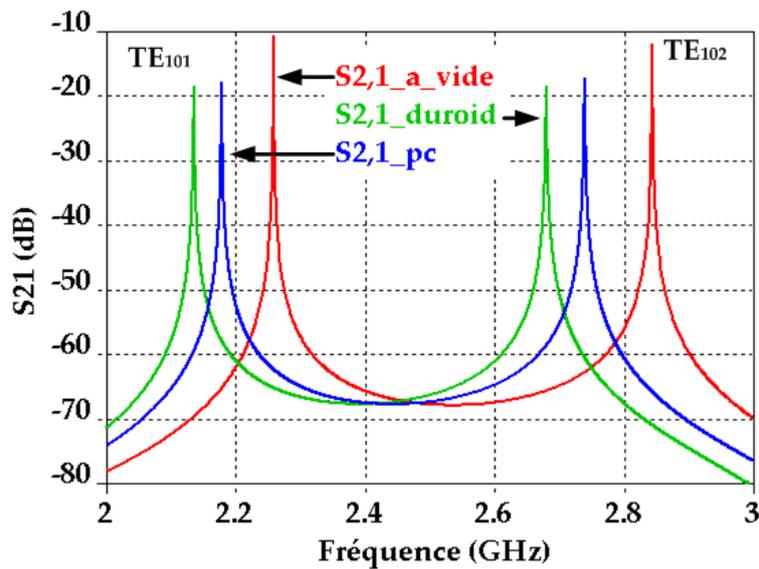


Fig. II-16: perturbation simulée dans une cavité électromagnétique, par l'ajout d'échantillons

Les simulations confirment les mesures et rétrospectivement les permittivités déduites (cf.chapitre IV).

IV. Caractérisation des matériaux conducteurs

Comme nous le verrons dans le prochain chapitre, les antennes à l'étude sont composées de matières diélectriques et conductrices. Dans les bandes de fréquences UHF et microondes, comme nous l'avons déjà évoqué dans le premier chapitre, le principe de communication entre deux antennes s'effectue par onde électromagnétique. De la même manière que les propriétés diélectriques interviennent dans le bon fonctionnement de l'antenne, celles des matières conductrices y participent aussi.

Les paramètres caractéristiques du conducteur sont:

- son épaisseur h
- sa conductivité σ
- et l'épaisseur de peau associée δ

La conductivité est définie [Balanis-89] comme la facilité qu'a un matériau à laisser passer les électrons libres, à l'application d'un courant, et donc à transmettre le courant. Ce paramètre permet de calculer l'épaisseur de peau et de vérifier si l'épaisseur de matière conductrice déposée lui est bien supérieure. En effet cette grandeur a pour caractéristique de confiner un signal électrique sur une petite épaisseur en surface d'un conducteur (d'où l'appellation de 'peau') L'épaisseur de peau diminue de manière inversement proportionnelle à la fréquence (Eq. II-33)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \cdot \pi \cdot f}} = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \cdot \pi \cdot \sigma \cdot f}} \quad (\text{m}) \quad \text{Eq. II-33}$$

où la conductivité est l'inverse de la résistivité ρ (Eq. II-34)

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \quad (\text{S.m}^{-1}) \quad \text{Eq. II-34}$$

Ainsi l'épaisseur de peau du cuivre massif est de l'ordre du micromètre à 2.45GHz.

Les matériaux conducteurs que nous souhaitons utiliser sont dits non nobles, comparés à l'or ou le cuivre massif. Quel que soit le conducteur sous test, une certaine résistance se crée au passage du courant, qu'il nous faut prendre en compte (via la résistivité) pour concevoir des antennes. Nous souhaitons de ce fait confirmer les données fournies par le constructeur.

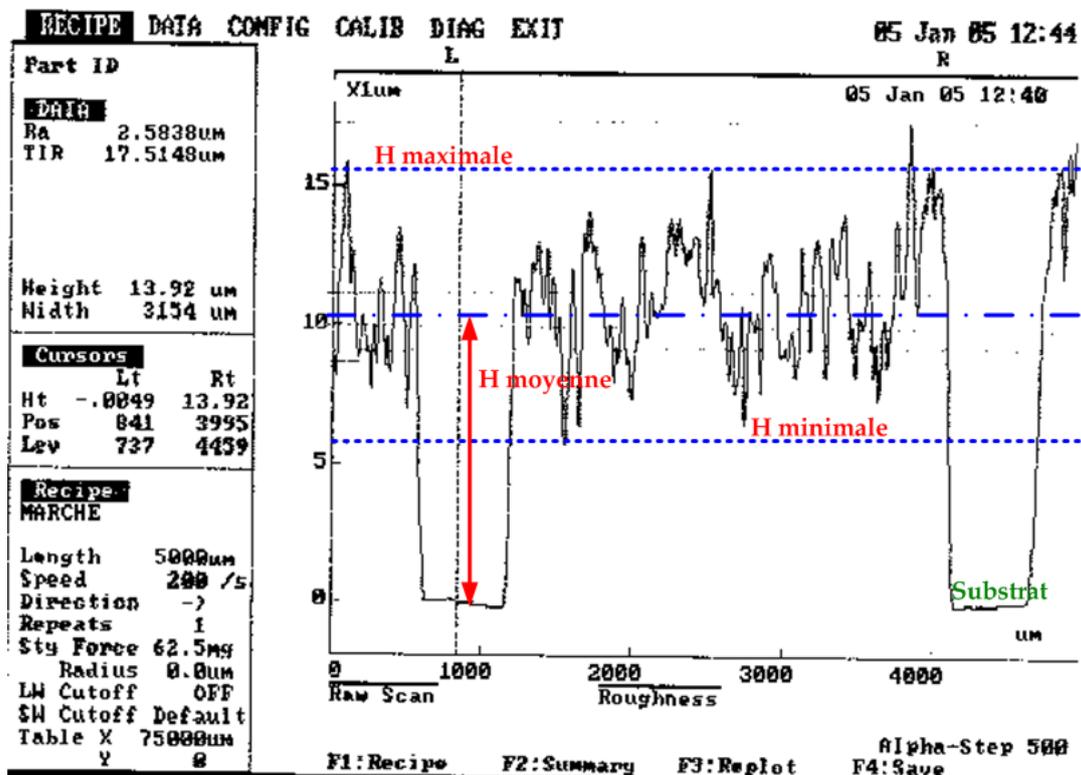
Nous avons utilisé pour cela, deux équipements complémentaires.

Nous avons, dans un premier temps, mesuré l'épaisseur de l'encre déposée grâce à un profilomètre de surface appelé 'alpha-step' (Fig. II-17(a)). Ce dernier est composé d'un capteur, d'un amplificateur et d'un calculateur analogique ou numérique. Le capteur est composé d'une pointe mécanique de quelques nanomètres de rayon et d'un capteur inductif. La pointe vient en contact avec la surface de l'échantillon sous test et se déplace en hauteur.

Le capteur inductif traduit le déplacement vertical de la pointe en un signal électrique, qui est amplifié et analysé. L'utilisateur obtient le profil de la surface de son échantillon (Fig. II-17(b)). Remarquons qu'un profilomètre optique n'est pas recommandé dans notre cas. Certains plastiques sont transparents et laissent de ce fait un faisceau optique les traverser de part en part (des mesures au profilomètre optique (Cotec) ont confirmé cette hypothèse).



(a)



(b)

Fig. II-17: image (a) et réponse (b) du profilomètre de surface

Ainsi, une fois l'épaisseur établie, nous avons mesuré la résistivité ρ du matériau. Pour cela, nous avons utilisé la méthode des "4 pointes" [Smits-58] qui consiste à mettre quatre pointes conductrices alignées (Fig. II-18), en contact avec la partie conductrice. Les deux pointes positionnées aux extrémités fournissent un courant I et les deux du milieu relèvent la tension V à leurs bornes.

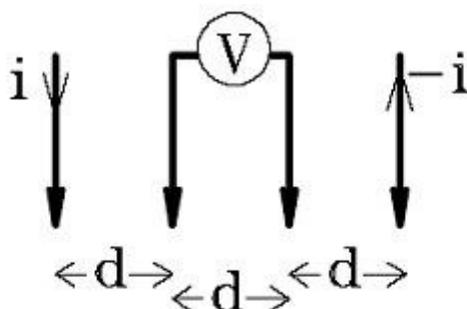


Fig. II-18: disposition des pointes dans le dispositif de mesure de la résistivité

La résistance d'une piste conductrice de longueur l , de largeur w et d'épaisseur h est définie [Smits-58]:

$$R = \frac{\rho}{h} \cdot \frac{l}{w} = R_s \cdot \frac{l}{w} \quad (\Omega) \quad \text{Eq. II-35}$$

où le rapport $\frac{l}{w}$ est le nombre de carreaux dans la surface résistive

et R_s , écrite aussi R , est la résistance par carreaux.

Cette résistance carrée R s'écrit, dans le cas où l'épaisseur de la ligne est plus petite que la distance entre les pointes comme:

$$R = \frac{\pi}{\ln(2)} \cdot \frac{V}{I} = 4.532 \cdot \frac{V}{I} = K \cdot \frac{V}{I} \quad (\Omega) \quad \text{Eq. II-36}$$

La mesure à l'aide d'un équipement à "4 pointes" intègre le facteur géométrique K et nous livre directement la résistance-carré.

Connaissant l'épaisseur de matière conductrice déposée, et d'après l'équation Eq. II-35, on en déduit la résistivité ρ (Eq. II-37) et la conductivité σ (Eq. II-34).

$$\rho = R \times h \quad (\Omega.m) \quad \text{Eq. II-37}$$

Enfin, à partir de l'équation Eq. II-33, nous calculons l'épaisseur de peau à la fréquence de travail désirée.

Nous utiliserons par la suite cette méthode pour mesurer l'épaisseur de matière déposée, la conductivité et l'épaisseur de peau. Ceci nous permettra de prendre en compte ces caractéristiques conductrices lors des simulations.

V. Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, tout d'abord mis en évidence la nécessité de connaître les propriétés intrinsèques des matériaux que nous allons étudier:

- pour les matériaux diélectriques:
 - ✓ permittivité complexe ϵ_r
 - ✓ facteur de pertes diélectriques $\tan \delta$
 - ✓ perméabilité μ_r

- pour les matériaux conducteurs:
 - ✓ épaisseur h
 - ✓ conductivité σ
 - ✓ épaisseur de peau δ

Ces familles de matériaux bas-coût sont peu utilisées dans le domaine de la RFID en UHF et microondes et leurs caractéristiques électriques sont peu connues à ces fréquences, d'où la nécessité de mettre en place des bancs de tests.

Nous avons alors étudié les méthodes théoriques et finalement présenté les moyens mis en place pour mesurer les valeurs de ces paramètres.

Nous avons ainsi choisi d'utiliser une cavité électromagnétique, pour mesurer les permittivités d'échantillons bas-coût. Nous avons écarté la méthode triplaques car sa mise en œuvre est beaucoup plus complexe sur plastiques que ne l'est la cavité électromagnétique. Cette méthode utilise la perturbation créée par l'insertion d'un échantillon de petit volume dans la cavité, de dimensions telles que les deux premiers modes apparaissent entre 2 et 3 GHz.

Pour mesurer les paramètres des matières conductrices, nous utiliserons deux équipements: un profilomètre de surface pour mesurer l'épaisseur et un dispositif à 4 pointes mesurant la résistance – carré, de ce fait la résistivité, puis la conductivité, puis l'épaisseur de peau.

En guise de résumé, nous présentons ci-dessous un tableau récapitulatif des paramètres caractéristiques de chaque type de matériau, des moyens expérimentaux mis en œuvre et des équations utilisées.

Matériau	Paramètre	Mesure	Equation
Diélectrique	$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j \cdot \left(\varepsilon''(\omega) + \frac{\sigma}{\omega} \right)$	Cavité EM	$\varepsilon_r'(\omega) \approx 1 + k' \cdot \frac{V_0}{V_e} \cdot \frac{\omega_0 - \omega_e}{\omega_0}$ $\varepsilon_r''(\omega) \approx k'' \cdot \frac{V_0}{2 \cdot V_e} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{(S_{12}(\omega))_e}} - \frac{1}{\sqrt{(S_{12}(\omega))_0}} \right)$ $\tan \delta(\omega) = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)}$
	$\mu(\omega) = \mu'(\omega) - j\mu''(\omega)$	Bobine	$\mu_r = 1$
Conducteur	h (m) $\sigma = \frac{1}{\rho}$ (S.cm-1) δ	Profilomètre 4 pointes	Directe $Q = R \times h$ ($\Omega \cdot m$) $\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \cdot \pi \cdot f}} = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \cdot \pi \cdot \sigma \cdot f}}$

Tabl. II-3: récapitulatif des paramètres caractéristiques des différents matériaux et comment les obtenir

Grâce à ces caractéristiques, nous pouvons envisager des conceptions d'antennes les plus réalistes possibles.

Chapitre III:

Les Antennes

Sommaire du chapitre III

<i>I. Introduction</i>	61
<i>II. Paramètres d'une antenne</i>	61
A. Le dipôle	61
B. Les paramètres circuit	64
C. Les paramètres de réception	66
D. Les paramètres de rayonnement	66
<i>III. Les antennes filaires et imprimées</i>	69
A. Les antennes filaires	70
B. Les antennes imprimées	71
C. Antennes dans le contexte d'un TAG passif	76
<i>IV. Conclusion</i>	76

Chapitre III: Les Antennes

I. Introduction

N'importe quel système de communication sans fil, comme un tag RFID, contient une antenne. Cette dernière est un élément essentiel et l'interface entre la puce et le lecteur. Elle est le moyen de rayonner le signal de données à communiquer. De ce fait, elle est un paramètre décisif dans la performance d'un système de communication radio (Fig. III-1).

Celui-ci comprend, d'un côté, un bloc de transmission, un bloc de réception de l'autre, et au milieu le canal de propagation du signal du premier bloc vers le second.

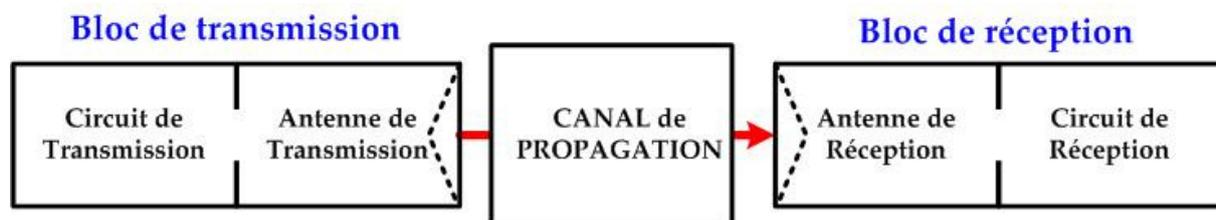


Fig. III-1: schéma bloc d'un système de communication radio

Nous allons porter une partie de notre attention sur cet élément, dans le but de présenter des étiquettes RFID, bas-coût.

Son fonctionnement passe par la mise en évidence de ses paramètres propres : comme la permittivité et le facteur de pertes diélectriques étaient les paramètres descriptifs des substrats, nous mettrons en avant dans ce chapitre tout d'abord les paramètres qui caractérisent une antenne. Ainsi nous évoquerons, entre autres, les aspects de champ proche, de champ lointain de réflexion et de transmission.

Nous verrons également les différents types d'antennes existant et leurs applications associées pour nous diriger plus en détail vers les antennes planaires.

Enfin nous aboutirons vers le sujet principal : les antennes dans le contexte d'un TAG passif.

II. Paramètres d'une antenne

Afin d'introduire les différents paramètres d'antennes, nous proposons de rappeler ceux d'une antenne de référence: le dipôle.

A. Le dipôle

Prenons donc le cas de l'antenne dipolaire de taille infinitésimale, composée de deux brins dont la longueur totale l est très petite devant la longueur d'onde ($l \ll \lambda$) et de diamètre a négligeable ($a \ll \lambda$). Le passage d'un courant électrique dans le fil crée un champ électromagnétique. Le champ magnétique obtenu à partir du potentiel vecteur \vec{A} [Balanis-05] s'écrit, en coordonnées sphériques (Eq. III-1) :

$$\vec{H} = H_r \cdot \vec{u}_r + H_\theta \cdot \vec{u}_\theta + H_\phi \cdot \vec{u}_\phi \quad \text{Eq. III-1}$$

$$\text{où} \left\{ \begin{array}{l} H_r = 0 \\ H_\theta = 0 \\ H_\phi = j \frac{k \cdot l \cdot I_0 \cdot \sin \theta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) \cdot e^{-jkr} \end{array} \right.$$

Et le champ électrique, s'écrit aussi à partir du potentiel vecteur [Balanis-05] (Eq. III-2):

$$\vec{E} = E_r \cdot \vec{u}_r + E_\theta \cdot \vec{u}_\theta + E_\phi \cdot \vec{u}_\phi \quad \text{Eq. III-2}$$

$$\text{où} \left\{ \begin{array}{l} E_r = \eta \frac{I_0 \cdot l \cdot \cos \theta}{2\pi r^2} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) \cdot e^{-jkr} \\ E_\theta = j\eta \frac{k \cdot l \cdot I_0 \cdot \sin \theta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) \cdot e^{-jkr} \\ E_\phi = 0 \end{array} \right.$$

où $\eta = 120\pi \Omega$ soit 376.73Ω est l'impédance intrinsèque de l'espace libre
et k est le vecteur d'onde

L'antenne, grâce au mécanisme de rayonnement, rayonne une puissance, à travers sa résistance d'entrée. La puissance rayonnée s'obtient à partir de la puissance totale, intégrale sur une surface fermée de l'énergie véhiculée par le champ électromagnétique (vecteur de Poynting) et s'écrit pour un dipôle de très petite taille [Balanis-05] (Eq. III-3):

$$P_{ray} = \frac{\pi}{3} \eta \left| \frac{I_0 \cdot l}{\lambda} \right|^2 \quad \text{Eq. III-3}$$

Or une puissance, en régime harmonique, dissipée par une résistance R_r s'écrit (Eq. III-4):

$$P_{ray} = \frac{1}{2} |I_0|^2 \cdot R_r \quad \text{Eq. III-4}$$

On en déduit, à partir des équations Eq. III-3 et Eq. III-4, la résistance de rayonnement (Eq. III-5):

$$R_r = \frac{2\pi}{3} \eta \cdot \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \quad \text{Eq. III-5}$$

Un paramètre important dans le rayonnement quantifie la manière selon laquelle l'antenne envoie ou reçoit un signal: la directivité (Eq. III-6). Un autre paramètre lui est associé: l'ouverture effective maximale (Eq. III-7). Elle s'obtient comme le rapport de

l'intensité de rayonnement maximale sur la puissance rayonnée, sur une surface sphérique [Balanis-05]

$$D_0 = 4\pi \cdot \frac{U_{\max}}{P_{ray}} \quad \text{Eq. III-6}$$

$$A_{em} = \frac{2\pi}{3} \eta \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad \text{Eq. III-7}$$

Un dipôle de taille réelle peut être assimilé comme un ensemble de dipôles infiniment petits. Les équations que nous venons de montrer se compliquent et il faut intégrer le problème sur l'ensemble des dipôles.

Dans un souci de simplification, on divise l'espace de rayonnement en deux grandes régions qui permettent des approximations: champ proche et champ lointain, appelés aussi zone de Fresnel, et zone de Fraunhofer. Le placement en zone de Fraunhofer permet la simplification de l'analyse mais également écarte tout phénomène de couplage que l'on peut rencontrer en champ proche.

Ainsi la zone de champ proche ou zone de Fresnel, ou encore zone d'induction est définie pour le produit "vecteur d'onde – distance de la source au point d'observation" très petit devant l'unité ($k \cdot r \ll 1$) comme l'espace compris entre deux distances r_1 et r_2 , définis par les relations ci-dessous (Eq. III-8).

$$r_1 \leq r < r_2, \text{ tels que} \quad \text{Eq. III-8}$$

$$r_1^2 > 0.38 \cdot \frac{D^3}{\lambda} \text{ et } r_2 < \frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$$

où r est, la distance de la source au point d'observation (donc la distance entre deux antennes)

et D , la plus grande dimension de l'élément rayonnant.

De même la zone de champ lointain ou zone de Fraunhofer est définie comme la zone dans laquelle la radiation angulaire devient indépendante de la distance r (Eq. III-9).

$$r \geq r_2 \quad \text{Eq. III-9}$$

Nous compulsions dans le tableau ci-dessous les zones de Fresnel et de Fraunhofer dans le cas d'un dipôle dont la longueur est la moitié de la longueur d'onde ($l = \frac{\lambda}{2}$) (Tabl. III-1), à 900 MHz, à 2.45 GHz et 5.8 GHz.

Fréquence (GHz)	Zone de Fresnel (mm)	Zone de Fraunhofer (mm)
0.90 (D=16 cm)	$7 \leq r < 16$	$16 \leq r$
2.45 (D=6 cm)	$2.63 \leq r < 6$	$6 \leq r$
5.80 (D=2.6cm)	$1.14 \leq r < 2.6$	$2.6 \leq r$

Tabl. III-1: régions de champ proche et de champ lointain, pour un dipôle mi-onde, à trois fréquences différentes

L'expression du champ électrique de ce dipôle se simplifie en champ lointain, puisqu'il ne varie plus dans la direction \vec{e}_r , seulement dans la direction \vec{e}_θ (Eq. III-10). De même l'expression du champ magnétique se simplifie (Eq. III-11).

$$E_\theta \approx j\eta \cdot \frac{I_0}{2\pi r} \cdot \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \cdot e^{-jkr} \quad \text{Eq. III-10}$$

$$H_\phi \approx j \cdot \frac{I_0}{2\pi r} \cdot \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \cdot e^{-jkr} \quad \text{Eq. III-11}$$

La directivité, l'ouverture effective maximale et la résistance de rayonnement sont respectivement de 1.64 (référence ERP), $0.13\lambda^2$ et 73Ω .

B. Les paramètres circuit

Une onde EM émise par une antenne rencontre dans l'espace l'entourant de nombreux objets. Une partie de l'énergie haute fréquence est absorbée par ceux-ci pour être dissipée sous forme de chaleur ; le reste est dirigé dans toutes les directions avec des intensités différentes.

Une petite partie de l'énergie émise arrive aux bornes de l'antenne et crée un courant. Les paramètres qui traduisent le comportement de l'antenne comme circuit sont l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, le ROS, et la bande passante.

1. Impédance d'entrée

Une antenne est caractérisée, d'un point de vue électrique par son impédance. Cette dernière est définie comme l'impédance présentée par l'antenne à ses bornes ou comme le rapport de la tension et du courant en ce point. L'expression de l'impédance se présente sous forme complexe, où la partie réelle est une résistance liée au rayonnement et la partie imaginaire, une réactance (Eq. III-12) liée aux pertes.

$$Z_A = R_A + j \cdot X_A \quad \text{Eq. III-12}$$

où Z_A , R_A et X_A sont respectivement l'impédance, la résistance et la réactance de l'antenne, à ses bornes d'entrée.

2. Coefficient de réflexion

Lorsqu'une onde incidente rencontre une interface, change de milieu de propagation, une partie de l'intensité de l'onde est réfléchi dans le milieu initial, l'autre transmise dans le nouveau milieu. Coefficients de réflexion et de transmission vont de paire. Ils sont reliés par la somme de leurs amplitudes respectives, au carré, qui vaut l'unité (Eq. III-13).

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \quad \text{Eq. III-13}$$

Ainsi dans une gamme de fréquence, une valeur très petite du coefficient de réflexion par rapport à l'unité signifie qu'une grande partie du signal est transmise dans le nouveau milieu; l'antenne est bien adaptée.

Le coefficient de réflexion est un nombre sans dimension et son homologue en décibel est le coefficient S_{11} (Eq. III-14), toujours de signe négatif.

$$S_{11} = 20 \cdot \log(\Gamma) \quad \text{Eq. III-14}$$

3. ROS

Le ROS, pour Rapport d'Onde Stationnaire, est défini comme le rapport des valeurs maximales et minimales de l'amplitude du signal. Le ROS, ou VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio en anglais, est directement relié au paramètre de réflexion complexe Γ (Eq. III-15) [Balanis-05, Garg-01], donc à l'adaptation de l'antenne.

$$ROS = TOS = \frac{|E_{\max}|}{|E_{\min}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = VSWR = SWR \quad \text{Eq. III-15}$$

Le ROS informe de la qualité d'un composant microonde à transmettre un signal dans une bande passante souhaitée. Ainsi plus le ROS est proche de l'unité (cas où la réflexion est nulle), meilleure est la transmission. On considère qu'une antenne est correctement adaptée lorsqu'elle présente un ROS à la fréquence de résonance inférieure à 2. Ce dernier chiffre correspond à un S_{11} équivalent à -10dB.

4. Bande passante

Le paramètre de bande passante (BP) indique la plage de fréquence sur laquelle un signal peut être transmis. On le calcule à partir du paramètre S_{11} (Fig. III-2). Comme nous l'avons dit ci-dessus, on considère qu'une antenne ne remplit plus son rôle si son coefficient de réflexion est plus grand que -10 dB. Ce niveau définit la limite de fonctionnement et donc la bande passante, au-delà de laquelle le signal n'est plus communiqué.

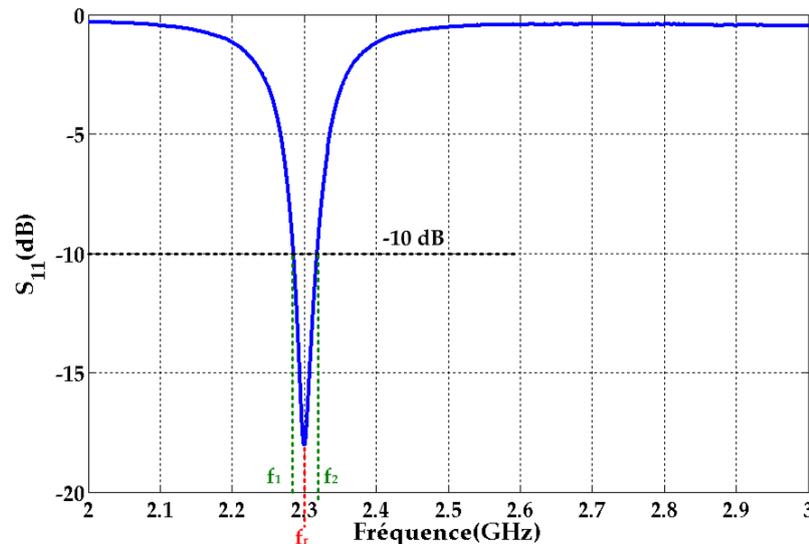


Fig. III-2: réponse fréquentielle du paramètres S11 et mesure de la bande passante

Le point des ordonnées, à -10 dB, correspond à deux fréquences en abscisses. Leur différence ($f_2 - f_1$), autour d'une fréquence de résonance f_r , est la bande passante (Eq. III-16)

$$BP = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \cdot 100 (\%) \quad \text{Eq. III-16}$$

C. Les paramètres de réception

Une partie de l'énergie est réfléchiée vers la source même de sa création. Ce phénomène est appelé rétrodiffusion ou modulation de charge ou encore "backscattering" et est utilisé pour la transmission des données du tag vers le lecteur, dans les systèmes RFID que nous étudierons. Nous développerons les paramètres associés à la réception, à savoir l'ouverture efficace et le RCS (Radar Cross Section), dans le chapitre VI.

D. Les paramètres de rayonnement

Les paramètres de rayonnement renseignent sur les qualités de l'antenne à réceptionner ou à transmettre un signal. Ainsi on parle de diagramme de rayonnement, de gain, de directivité, d'efficacité et de polarisation d'antenne.

1. Diagramme de rayonnement

Une antenne est caractérisée dans l'espace par son diagramme de rayonnement (Fig. III-3), donnant les champs électromagnétiques rayonnés. A partir de ce diagramme, on peut en déduire des caractéristiques, comme la directivité et/ou l'angle d'ouverture.

Pour cela, les performances d'une antenne polarisée linéairement sont généralement décrites en terme de plans E et H. Le plan E est défini [Balanis-05] comme le plan contenant le vecteur champ électrique maximal. Le plan H se définit comme le plan contenant le champ magnétique maximal.

Par commodité, les antennes sont orientées de telle sorte qu'au moins un des plans principaux coïncide avec un des plans principaux de la géométrie de l'antenne.

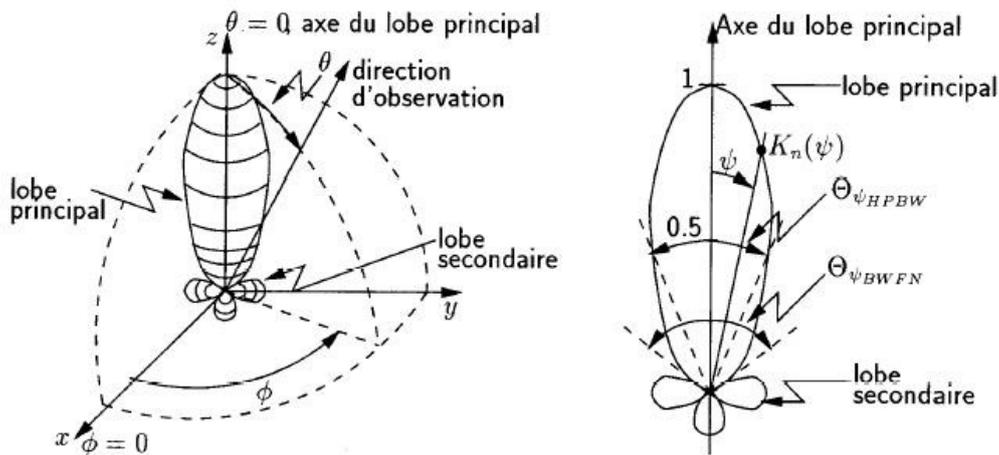


Fig. III-3: diagramme de rayonnement typique

2. Gain

Un paramètre important décrivant aussi les performances d'une antenne est le gain. Bien que ce dernier soit étroitement lié à la directivité, sa mesure prend aussi en compte l'efficacité de l'antenne.

Le gain absolu G d'une antenne, dans une direction donnée, est défini comme le rapport entre l'intensité dans cette direction et l'intensité rayonnée qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée de manière égale dans tout l'espace (Eq. III-17).

L'intensité du rayonnement correspondant à la puissance rayonnée de manière isotrope est égale à la puissance à l'entrée acceptée par l'antenne divisée par 4π :

$$G = 4\pi \cdot \frac{\text{Intensité de rayonnement de puissance}}{\text{Puissance totale d'entrée}} = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (\text{sans dimension}) \quad \text{Eq. III-17}$$

3. Directivité

Une antenne directive est définie telle que les aptitudes qu'elle présente à transmettre ou recevoir un signal sont plus grandes dans une direction donnée, sous-entendu par rapport aux autres directions de l'espace.

Ainsi, la directivité d'une antenne est définie comme le rapport de la densité de rayonnement dans une direction donnée de l'antenne, et de l'intensité du rayonnement moyennée sur tout l'espace. L'intensité moyenne de rayonnement est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par l'angle solide 4π .

En d'autres termes, la directivité d'une source non isotrope est égale au rapport entre son intensité de rayonnement dans une direction donnée et de celle d'une source isotrope (Eq. III-18).

$$D = 4\pi \cdot \frac{U_{\max}}{P_{\text{ray}}} = \frac{U}{U_0} \quad \text{Eq. III-18}$$

où D est la directivité, sans dimension,
 U l'intensité de rayonnement, en W/stéradian
 U₀ l'intensité d'une source isotrope, en W/stéradian
 et P_{ray} la puissance rayonnée

4. Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture est défini comme l'angle entre les deux directions dans lesquelles l'intensité de rayonnement est la moitié de la valeur maximale du faisceau, dans un plan contenant la direction du faisceau maximal (Fig. III-3). Ce paramètre est lié à la directivité et dans la pratique, on obtient cette dernière en mesurant l'angle d'ouverture (cf. chapitre V).

5. Efficacité

L'efficacité totale e₀ d'une antenne est utilisée dans le but de prendre en compte les pertes à l'entrée de l'antenne ainsi que dans la structure de cette dernière. En effet les pertes peuvent être causées par les réflexions provenant d'une mauvaise adaptation de l'antenne même au circuit qui lui est associé, mais également par les propriétés intrinsèques des matériaux qui la constituent (diélectrique, conducteur).

$$e_0 = e_r \cdot e_d \cdot e_c \quad (\text{sans dimension}) \quad \text{Eq. III-19}$$

où e_r, e_d, e_c, sont respectivement les efficacités dues à la réflexion, aux propriétés diélectriques et conductrices.

Il est souvent difficile de dissocier les efficacités diélectriques et conductrices et, de ce fait, ces dernières sont regroupées en un seul terme e_{cd}
 D'où l'équation ci-dessus (Eq. III-19) devient :

$$e_0 = e_r \cdot e_{cd}, \quad (\text{sans dimension}) \quad \text{Eq. III-20}$$

Avec

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) = \left(1 - \left| \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right|^2 \right) \quad (\text{sans dimension}) \quad \text{Eq. III-21}$$

et

$$e_{cd} = \frac{G_0}{D_0}, \quad (\text{sans dimension}) \quad \text{Eq. III-22}$$

Ainsi la mesure de l'efficacité totale d'une antenne s'effectue en deux temps. Le premier est relatif au paramètre S_{11} (réflexion) et le second à la détermination des gain et directivité (transmission). L'efficacité d'une antenne est un paramètre important qui permet de résumer la manière selon laquelle le signal est transmis, fait important dans le cas des étiquettes RFID.

6. Polarisation

La polarisation d'une onde EM, est déterminée par la direction du champ électrique de l'onde. Il existe trois types de polarisations : la polarisation linéaire, la polarisation circulaire et la polarisation elliptique, les deux premières étant des formes simplifiées de la troisième. Dans certains cas, on peut identifier des polarisations horizontales et verticales. La projection sur des axes, horizontaux ou verticaux par exemple, permet de simplifier l'analyse d'une configuration. Par exemple, un dipôle est une antenne à polarisation linéaire pour laquelle le champ électrique est parallèle à son axe.

La transmission d'énergie entre deux antennes de polarisation linéaire est optimale si elles ont la même direction de polarisation. En revanche la transmission sera à son niveau le plus bas si les antennes sont orientées perpendiculairement l'une par rapport à l'autre. On voit ici un avantage de la polarisation circulaire, qui permet de communiquer aussi bien avec une antenne à polarisation linéaire que circulaire. Ce dernier point est très important dans le cas des systèmes RFID, car il n'est pas chose évidente que les antennes respectives du tag et du lecteur aient la même direction de polarisation, ou pire la même polarisation.

7. Taille physique

Enfin notons que l'on peut également sélectionner des antennes en fonction de leur taille. Cette dernière correspond directement à la fréquence de travail de l'antenne, de l'ordre de la moitié de la longueur d'onde λ . A 900 MHz, une des dimensions avoisine les 16 cm, à 2.45 GHz les 6 cm et à 5.8 GHz les 2.6 cm. Ces tailles sont dites petites comparées à d'autres antennes comme des paraboliques.

III. Les antennes filaires et imprimées

Il existe de nombreux types d'antennes comme les antennes filaires, à ouverture, réflecteurs, lentilles, imprimées (microruban) ou encore en réseau.

Nous développerons dans cette partie les antennes filaires et imprimées, pour leurs rôles dans les applications RFID.

A. Les antennes filaires

Ce type d'antennes est le plus connu et on les rencontre quasiment partout : sur les voitures, les téléphones mobiles ou sans fil, les postes de radio ou encore sur les objets télécommandés.

Elles se déclinent en 3 formes principales : le fil, la boucle et l'hélice

1. Les antennes longilignes

Les antennes filaires (Fig. III-4), linéaires ou courbées, sont les plus anciennes, les plus élémentaires, et les plus polyvalentes dans de nombreux cas. Leur longueur est de l'ordre de $\frac{n.\lambda}{4}$, avec n entier compris entre 1 et 4, ou très petite devant la longueur d'onde λ .

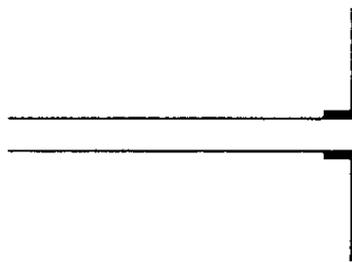


Fig. III-4: schéma d'une antenne filaire

Leur polarisation est linéaire et plus leur longueur augmente, plus l'ouverture devient étroite ce qui implique une augmentation de la directivité.

2. Les antennes à boucle

Les antennes à boucle sont aussi des éléments, de forme élémentaire, peu coûteux et polyvalents.

La forme de la boucle se décline en différentes configurations : circulaire, rectangulaire, carrée, triangulaire ou encore ellipsoïdale (Fig. III-5).

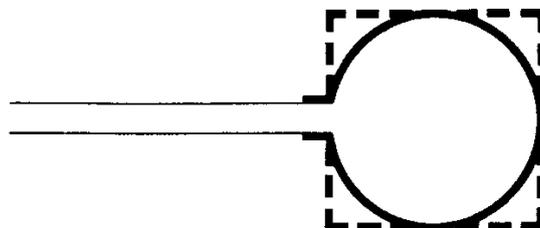


Fig. III-5: schéma d'une antenne à boucle

Elles sont classées en deux grandes catégories : électriquement petites ou électriquement grandes. Les antennes de la première catégorie présentent une longueur totale (somme totale

des périmètres des boucles) plus petite que le dixième de la longueur d'onde : $N.P < \frac{\lambda}{10}$.

Les antennes de la seconde catégorie sont telles que le périmètre d'un seul enroulement est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde : $P \approx \lambda$.

Toutes ces antennes – aussi bien électriquement petites que grandes – sont utilisées dans les bandes de fréquences HF (3 – 30 MHz), VHF (30 – 300 MHz) et UHF (300MHz – 3GHz), mais également dans la gamme microonde, comme sonde pour la mesure d'un champ par exemple.

Elles rayonnent cependant très faiblement, surtout si leur périmètre est petit devant λ , et sont rarement utilisées pour la transmission en communication radio. Lorsque toutefois, elles le sont, c'est pour fonctionner en mode de réception.

3. Les antennes à hélice

Ces antennes présentent une géométrie à mi-chemin entre l'antenne linéaire et l'antenne à boucle : ceci est déterminé par l'angle que fait le plan des hélices avec l'axe de symétrie de ces dernières.

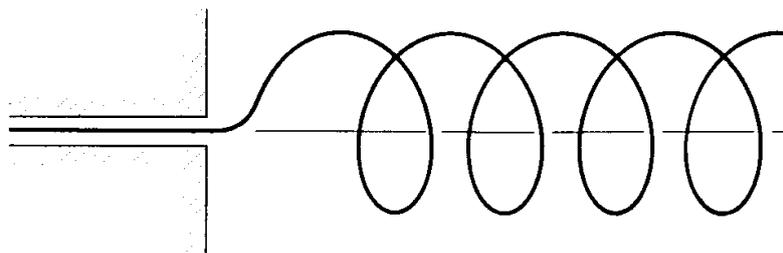


Fig. III-6: schéma d'une antenne à hélice

Lorsque l'angle est de 90° , on obtient une antenne à boucle, lorsqu'il est nul, on obtient une antenne linéaire. La polarisation de ces antennes est en général elliptique bien que pour certaines plages de fréquences, il soit possible d'obtenir des polarisations linéaires et circulaires.

B. Les antennes imprimées

Les antennes imprimées (microruban) forment le dernier groupe d'antennes sur l'échelle d'apparition chronologique de la grande famille des antennes. Elles ont moins de 60 ans !

Comme leur nom l'indique, elles sont plutôt de petite taille et appréciées pour des fréquences de fonctionnement avoisinant le GHz et au-delà (relation "taille – fréquence" acceptable pour des motifs de dimensions millimétrique et micrométriques).

Elles sont actuellement utilisées aussi bien pour des applications militaires que civiles (commerciales). Leur apparence physique consiste en un objet conducteur, appelé

communément « patch », rapporté sur un substrat planaire ou non, comportant un plan de masse, de manière optionnelle, sur la même face ou la face opposée à celle comportant le patch. Le patch métallique peut se décliner en d'innombrables formes : rectangulaires, circulaires, (Fig. III-7) triangulaires, elliptiques, avec ou sans fente. Ces antennes sont d'une grande polyvalence.

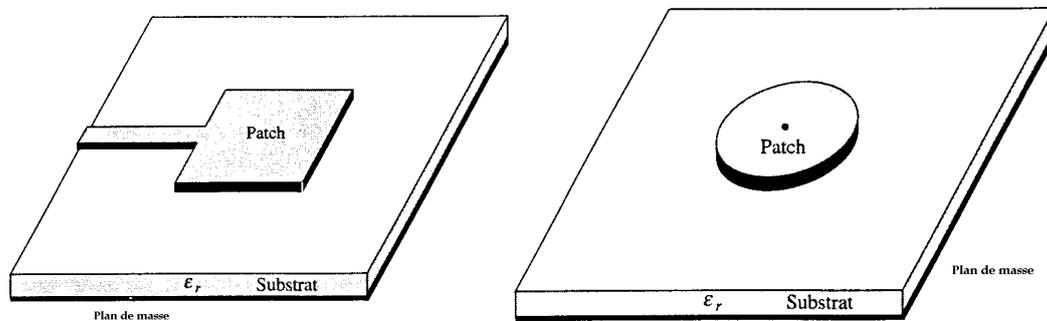


Fig. III-7: antennes planaires patch à plan de masse

Le fonctionnement de ces antennes est issu de celui des antennes microruban. On retrouvera ainsi des éléments conducteurs, de petite taille, sur des substrats plans.

Les antennes à patch plein, rectangulaire et circulaire, restent les plus appréciées pour leur analyse aisée, leur fabrication d'abord facile : elles sont généralement réalisées par des technologies de circuits imprimés, et de la microélectronique. Enfin, elles sont appréciées pour leurs caractéristiques de rayonnement car polyvalentes en terme de fréquence de résonance, de polarisation, d'impédance, etc. Elles conviennent aussi bien à des applications militaires (aérospatiale, satellites, missiles) que civiles (voitures, téléphones mobiles, ou tout objet devant être identifié).

1. Concept et fonctionnement

Le concept d'antennes planaires est apparu en 1953 [Balanis-05] mais n'a vu le jour que pendant les années 70. En effet il a fallu attendre que les techniques de circuits imprimés soient éprouvées pour pouvoir avancer dans ce domaine. Le développement a été rendu possible grâce aux facultés de trouver de « bons » substrats : facteur de dissipation bas, propriétés thermiques et mécaniques intéressantes ; le développement des techniques de lithographie aidant. Ce type d'antennes a fait et fait l'objet de nombreuses recherches pour leurs avantages comme leur légèreté, leur petit volume, leur bas coût, leur aptitude à être reconfigurées, leur compatibilité avec des circuits électroniques.

La configuration d'une antenne planaire dans sa plus simple expression consiste en une forme rayonnante sur une face d'un substrat isolant et un plan de masse (Fig. III-8).

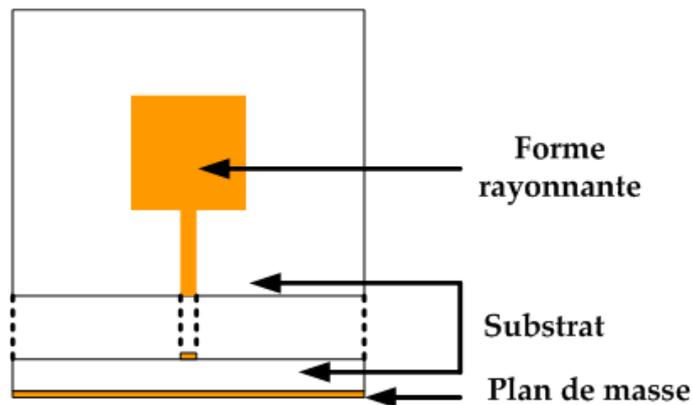


Fig. III-8: schéma d'une antenne planaire à plan de masse

La forme rayonnante, peut théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais de manière générale, afin de simplifier les calculs et les analyses, on utilise des formes régulières. Lorsque l'on excite l'élément rayonnant, c'est à dire que l'on injecte un courant, une distribution de charges apparaît à la surface de l'élément. Il se crée alors des champs de bords, confinés à l'interface conducteur - substrat. Ces champs sont la source de la radiation.

On distingue trois catégories d'antennes planaires : les antennes patch microruban, les dipôles imprimés et les antennes à fente imprimées. Chaque catégorie peut être déclinée en fonction de la forme, de la mise en réseau de chaque élément rayonnant ainsi que de l'empilement : antenne monocouche ou multicouches (Fig. III-9).

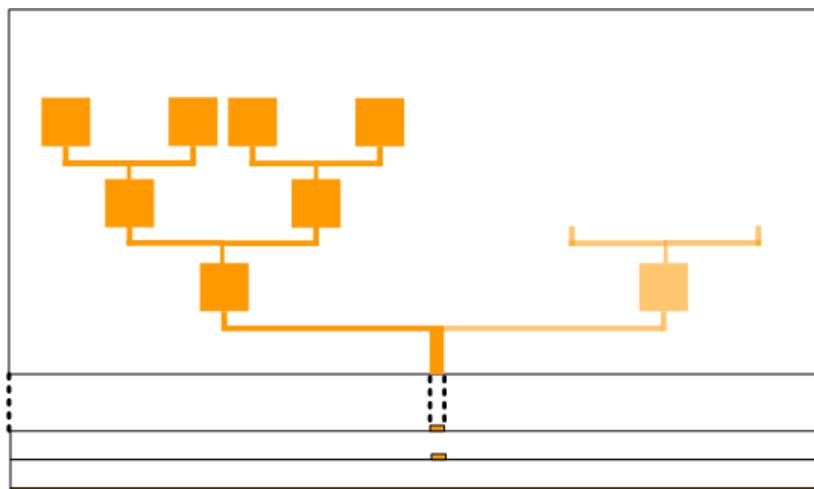


Fig. III-9: antenne patch réseau et multicouches, par superposition

2. Comparaison d'antennes planaires

Les déclinaisons d'antennes sont nombreuses mais nous pouvons les répertorier dans trois sous-familles différentes, de par leur aspect et leur fonctionnement différent: le patch microruban, le dipôle imprimé, la fente [Garg-01, Balanis-05].

a. Antennes patch microruban

Comme nous l'avons déjà décrit dans le paragraphe précédent les antennes patch sont constituées d'une forme en matière conductrice sur une face d'un substrat plastique, qui contient sur l'autre de ses faces un plan de masse. La forme du patch peut être carrée, rectangulaire, triangulaire, elliptique ou encore annulaire (Fig. III-10)



Fig. III-10: différentes formes élémentaires de patch

Les formes carrées / rectangulaire et circulaires sont élémentaires mais les plus utilisées et de fonctionnement maîtrisé. C'est donc grâce à la forme la plus simple d'entre elles – le patch rectangulaire - que nous allons tenter de démontrer la faisabilité de matériaux bas-coût à former une antenne. Leurs dimensions sont inversement proportionnelles à la fréquence de résonance et de la racine carrée de la partie réelle de la permittivité relative du substrat.

Ainsi, à permittivité constante, plus la fréquence de fonctionnement de l'antenne est voulue grande, plus les dimensions sont petites. De même, à fréquence de fonctionnement constante, plus la permittivité est grande, plus les dimensions d'antennes sont petites. C'est la raison pour laquelle de nombreuses recherches se sont portées sur les matériaux à forte permittivité ('High k').

Nous présenterons dans le chapitre V, leur conception détaillée, grâce à la littérature mais également à un simulateur électromagnétique adapté.

b. Antennes dipôles imprimées

Ces antennes diffèrent de celles présentées précédemment dans leur rapport longueur / largeur. La largeur d'un dipôle est inférieure à 0.05λ (Fig. III-11) et sa longueur généralement de la moitié de la longueur d'onde. Ceci peut entraîner de grandes tailles de motifs, dans le domaine UHF par exemple ($\lambda \sim 33$ cm!). Dans ce cas, si le concepteur est contraint par la taille totale de l'antenne, il peut faire appel à des techniques de repliement: la longueur électrique reste la même mais l'encombrement planaire varie.

Cette méthode est fortement utilisée pour les technologies RFID en VF et HF, même si les principes physiques de fonctionnement ne sont pas les mêmes (non prise en compte de la permittivité du substrat), et le concept a été repris pour les antennes dans la gamme UHF.

Ces antennes sont appréciées pour leur faible quantité de matière conductrice utilisée.

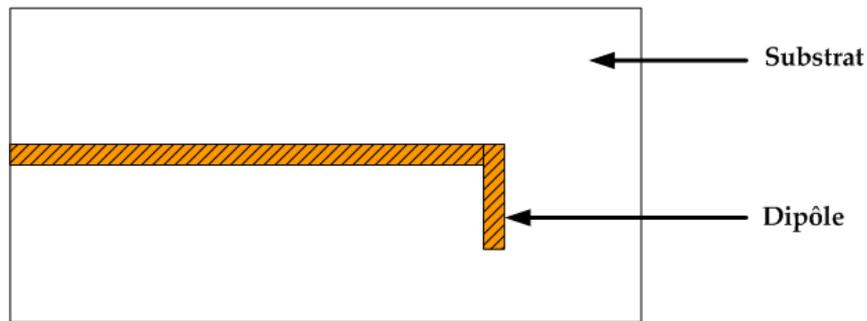


Fig. III-11: antenne dipôle (sans plan de masse), en L

Les dipôles microruban sont des éléments intéressants pour leur petite taille et leur polarisation linéaire.

Leurs méthodes de réalisation sont également celles utilisées pour les antennes patch. Nous développerons les procédés de réalisation dans le chapitre suivant.

c. Antennes à fente imprimées

Les antennes à fente imprimées peuvent être considérées comme les duales des antennes patch. Rappelons que pour cette dernière catégorie, le plan de masse se trouve sur la face opposée au motif. En revanche, la métallisation des antennes à fente imprimées se trouve sur la même face que le motif.

Ainsi donc, les antennes à fente imprimées contiennent une fente, théoriquement de n'importe quelle forme, dans le plan de masse, relié au substrat. En pratique, on utilise des formes rectangulaire, en anneau, ou circulaire (Fig. III-12).

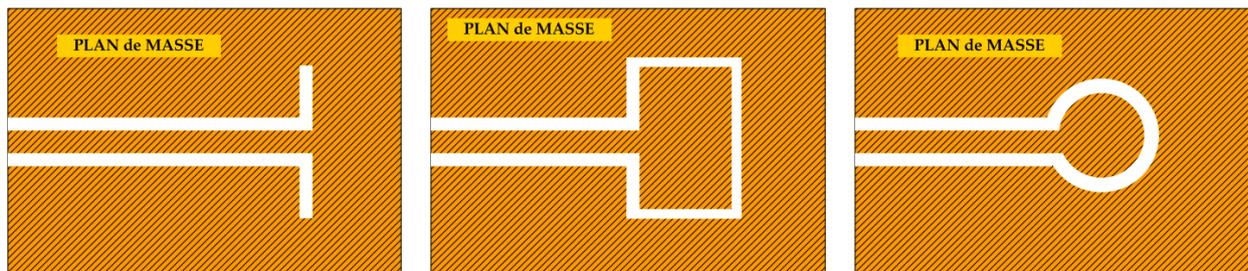


Fig. III-12: quelques formes d'antenne à fente dans le plan de masse

Ces antennes sont appréciées dans le monde industriel par leur présentation monocouche; en effet, nul besoin de retourner le support diélectrique pour déposer une deuxième couche de matériau conducteur. En revanche, elle sont dépréciées par rapport aux antennes dipôles imprimées pour leur grande quantité de matière conductrice, et donc leur coût.

Dans un souci de résumer cette partie traitant des antennes microruban, nous compulsions dans le tableau ci-dessous (Tabl. III-2) les différents paramètres relatifs au rayonnement d'antennes [Balanis-05, Garg-01, Howel-02].

Caractéristiques	Antennes patch	Antennes dipolaires	Antennes à fente
------------------	----------------	---------------------	------------------

Taille	Petite	Petite	Petite
Fabrication	Très facile	Facile	Facile
Polarisation	Linéaire et circulaire	Linéaire et circulaire	Linéaire
Choix dans les formes	N'importe quelle forme	Rectangulaire et circulaire	Rectangulaire et circulaire
Largeur de bande	2 – 50 %	5 - 30 %	5 - 30 %
Directivité	6 - 7 dBi	Très petite	2.5 – 4.5 dBi

Tabl. III-2: comparaison des paramètres de rayonnement en fonction du type d'antennes planaires

C. Antennes dans le contexte d'un TAG passif

Comme nous l'avons mentionné dans le premier chapitre, il existe deux grandes familles de tags: les actifs et les passifs, ces derniers étant les moins coûteux.

Les antennes pour tags RFID que l'on trouve actuellement sur le marché sont en général planaires [Paret-01, Finkenzeller-03], car doivent être la plupart du temps plaquées sur les objets à identifier.

Rappelons qu'un tag RFID est un produit industriel, composé d'une puce électronique et d'une antenne. La réalisation des circuits électroniques est maintenant normalisée et optimisée grâce aux technologies de microélectronique. La réalisation de l'antenne doit être également rapide. Les antennes patch ne sont peut-être pas le meilleur choix pour un produit final industrialisable. Nous évoluerons donc, une fois les antennes patch validées, vers des antennes planaires monocouche (dipolaire ou à fente).

Enfin la conception de l'antenne du tag RFID est telle que l'impédance caractéristique de la puce est prise en compte (cf. chapitre VI)

IV. Conclusion

Nous avons tout d'abord présenté, dans ce chapitre, les différents paramètres relatifs aux antennes. Pour les introduire, nous avons rappelé ceux d'une antenne de référence: le dipôle.

L'adaptation de l'antenne à la fréquence de travail souhaitée est à valider. Pour cela, nous faisons référence au paramètre d'impédance. Coefficient de réflexion et ROS n'en sont que des paramètres dérivés. Il est également nécessaire de connaître la plage de fréquences sur laquelle fonctionne l'antenne pour se conformer par la suite aux normes en vigueur. Nous avons appelé cet ensemble de paramètres, les "paramètres circuit".

Un autre ensemble de paramètres est celui relatant les facultés de rayonnement des antennes. Aussi, nous avons évoqué le diagramme de rayonnement qui donne une vision spatiale, gain, directivité et angle d'ouverture en étant des dérivés.

Dans une seconde partie de ce chapitre, nous avons introduit la famille des antennes sur laquelle porte notre étude: les antennes imprimées. Parmi celles-ci, on compte des

configurations dipolaires, patch ou encore à fente. Nous avons choisi de valider les matériaux plastiques et conducteurs bas-coût à former une antenne, par l'étude d'une géométrie patch rectangulaire, car cette configuration est maîtrisée.

Ceci fait, nous ferons évoluer les géométries vers des configurations industrialisables comme les antennes dipolaires pour concevoir un tag RFID.

Chapitre IV:

Matériaux et Procédés Technologiques

Sommaire du chapitre IV

<i>I. Introduction</i>	81
<i>II. Matériaux diélectriques (substrats)</i>	81
A. Identification des matériaux	81
B. Différentes méthodes de réalisation	82
C. Propriétés diélectriques de la famille des plastiques	85
D. Propriétés diélectriques de la famille des papiers	88
<i>III. Propriétés des matières conductrices</i>	89
<i>IV. Méthodes de dépôt de conducteurs sur substrats</i>	91
A. Micro-dépôt	91
B. Dépôt industriel	95
C. Classification	97
<i>V. Conclusion</i>	97

Chapitre IV: Matériaux et Procédés Technologiques

I. Introduction

Traditionnellement, les antennes planaires sont réalisées sur des substrats dont les propriétés diélectriques sont parfaitement connues (duroïd, alumine). En général, le conducteur (cuivre) est prédéposé. Le problème de la nature des matériaux ne se pose donc pas.

Le travail dans le contexte de la thèse est différent dans la mesure où on a des contraintes de coût. Cela implique un choix de matériaux faible coût, à la fois au niveau de la matière que de la technologie de réalisation. Il en va de même pour les parties conductrices où nous serons amenés à utiliser des matières non nobles comme des encres conductrices et à utiliser des méthodes de dépôt bas-coût.

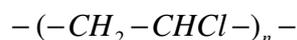
Nous allons, tout d'abord définir brièvement les types de matériaux utilisés et les procédés pour les obtenir. Et suite au chapitre II, traitant des différentes méthodes de mesures des propriétés intrinsèques des matériaux visés, nous présenterons les résultats, exploitations des mesures réalisées.

II. Matériaux diélectriques (substrats)

A. Identification des matériaux

1. Les plastiques

Le terme de "plastique" englobe des matériaux aussi bien organiques (squelette en carbone) qu'inorganiques (squelette en Silicium ou Phosphore) [Trotignon-96]. La masse moléculaire dépend directement des éléments utilisés, donc il existe une grande variété de poids dans les plastiques. Ces derniers sont des polymères, créés par liaison chimique et répliation d'un monomère. Considérons par exemple un échantillon de PVC industriel et isolons une macromolécule. Elle est constituée de n motifs monomères :



On distingue essentiellement deux types de plastiques : les thermoplastiques et les thermodurcissables.

Les premiers sont des polymères dans lesquels les molécules sont liées entre elles par une force de liaison faible et dont les propriétés changent avec la température. Les phénomènes sont réversibles : les procédés de chauffage et de refroidissement peuvent être répétés plusieurs fois sans provoquer de changement des propriétés chimiques. Ils sont flexibles et offrent une bonne résistance aux solvants.

Les thermodurcissables sont, en revanche, des polymères qui se solidifient à l'apport de chaleur et ce, de manière irréversible. Ils présentent de meilleures résistances aux forces de compression et à l'abrasion ainsi qu'une stabilité en termes de dimension. On peut également ajouter de la fibre à un polymère pour combiner rigidité et force des métaux, légèreté et résistance à la corrosion des plastiques. On obtient un matériau composite.

Il existe une base de données qui comporte environ 25 000 compositions de matériaux polymères [http-matweb]. Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre II, nous basons nos recherches de substrats plastiques sur un faible facteur pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 5 \cdot 10^{-3}$), resserrant ainsi le choix. Les valeurs obtenues sur cette base de données pour une fréquence maximale de 100 MHz, bien loin du Gigahertz, nous donnant toutefois un ordre de grandeur. Dans le cadre de ce travail, nous avons retenu certains matériaux (9 plastiques) pour leurs valeurs diélectriques à 100 MHz et leur disponibilité.

Au premier abord, si les plastiques peuvent être pressentis comme de bons candidats au rôle de substrats d'antennes et d'étiquettes intelligentes, pourquoi pas les papiers. Il existe, en effet une grande quantité de matières à base de cellulose et bas-coût.

2. Le papier

Le papier est formé essentiellement de "cellulose". Cette matière fait partie de la grande famille des glucides [Arnaud-95]. Les végétaux les synthétisent à partir de dioxyde de carbone et d'eau, grâce à un catalyseur naturel qui n'est autre que la lumière solaire (Eq. IV-1).



La cellulose est un polymère et se met sous la forme $(C_6H_{10}O_5)_n$; elle constitue les parois des cellules végétales et présente une masse moléculaire très élevée (comparée au glucose), c'est-à-dire que n est de l'ordre de 1 500.

La transformation de la cellulose extraite du bois et du coton a de nombreuses applications dans l'industrie respectivement papetière et textile.

B. Différentes méthodes de réalisation

Il existe plusieurs méthodes ou procédés technologiques pour transformer des billes ou paillettes plastiques en produit fini [http-careersinplastics, Trotignon-96]. Nous développons

ci-dessous ces différentes technologies comme le thermoformage, le moulage par rotation, injection simple voire par injection couplée à une réaction, soufflage, compression, ou encore l'extrusion ou le moussage.

Les procédés de réalisation des matières papiers sont moins nombreux et nous rappellerons brièvement comment transformer du bois en papier.

1. Procédés pour plastiques

a. Le thermoformage

Le thermoformage désigne un procédé au cours duquel une plaque de plastique est transformée en toutes sortes de pièces sous l'action conjuguée de la chaleur et de la pression. La plaque est d'abord chauffée, puis placée dans un moule dont elle épouse la forme.

b. Le moulage par rotation

Pour « rotomouler » une pièce, on commence par placer la préforme (forme finale à obtenir) dans la machine à mouler. Une résine plastique, sous forme de poudre finement broyée, est déposée dans le moule, qui est lentement mis en rotation autour des axes verticaux et horizontaux tout en étant chauffé. La résine fond, recouvre le moule et en prend la forme. Une fois refroidie, la pièce finie est éjectée du moule.

c. Le moulage par injection

Le moulage par injection est la méthode la plus courante de mise en forme des plastiques. La résine plastique est insérée dans un moule, à l'aide d'un piston ou d'une vis, et à travers un cylindre chauffé. Lors de la phase de refroidissement, le plastique se solidifie et prend la forme du moule. Ce dernier s'ouvre alors et le moulage est relâché. Les presses à injecter se composent essentiellement d'un dispositif d'injection et d'un ensemble porte-moule. Le dispositif d'injection fluidifie la plastique et l'injecte dans le moule. L'ensemble porte-moule tient le moule fermé, l'ouvre et le referme automatiquement, et éjecte la pièce finie. Le mécanisme peut être doté de divers systèmes : mécanique, hydraulique ou encore hydromécanique.

d. L'extrusion

Des granules de plastique sont d'abord chauffées dans un long fourreau. Une vis d'Archimède les force ensuite à passer à travers une filière dont l'ouverture a la forme désirée. On peut comparer le principe à celui de l'appareil pour fabriquer des pâtes. À

mesure que la forme en plastique sort de l'ouverture de la filière, elle refroidit et se solidifie. Elle est ensuite coupée à la longueur désirée.

e. Le moulage par soufflage

Le moulage par soufflage permet d'obtenir des contenants à partir de tubes thermoplastiques mous et creux. Après ajustement du moule autour du tube thermoplastique ramolli, ce dernier est chauffé. De l'air est ensuite soufflé à l'intérieur du tube ramolli pour forcer les parois externes de ce dernier à prendre la forme des parois internes du moule. Après le refroidissement, le moule s'ouvre et le nouveau contenant est éjecté.

f. Le moulage par compression

Le moulage par compression fonctionne sur le même principe que le gaufrier qui transforme la pâte en gaufres. Dans un premier temps, la résine thermodurcissable est déposée dans un moule en acier. L'application de chaleur et de pression ramollit la matière qui est injectée dans toutes les parties du moule. Ceci accélère en outre la réticulation de la résine qui forme un produit plus résistant. Après la phase de refroidissement et de durcissement de la matière, l'objet qui vient formé est relâché du moule.

g. Le moulage par injection et réaction (MIR)

Avec ce procédé, la résine thermodurcissable liquide est combinée à un agent de traitement et injectée dans un moule. La plupart des produits obtenus par cette méthode sont à base de polyuréthane. Les pièces obtenues peuvent être flexibles, rigides ou à surface lisse.

h. Le moussage

Les résines thermodurcissables et thermoplastiques peuvent être expansées grâce à l'injection de gaz dans la matière plastique en fusion. À mesure que la résine refroidit, de minuscules bulles de gaz sont emprisonnées à l'intérieur, formant une structure alvéolaire.

2. Procédé pour papiers

De nos jours, les matières papiers sont issues du traitement spécifique du bois. Petites branches, petits arbres, chutes de bois fournissent la matière première. Les types de bois sont les résineux et les feuillus tendres.

Ainsi, la pâte à papier se compose [http-efpg] d'un mélange de fibres de bois et d'eau. Le bois est écorcé, broyé mécaniquement et/ou cuit par des méthodes chimiques ou thermo-chimiques. Après adjonction d'eau la pâte se liquéfie pour être filtrée et ne conserver alors que les fibres les plus fines. Vient ensuite une étape d'égouttage puis de blanchiment.

Ensuite viennent les étapes de presse et de séchage qui transforment la pâte sous forme de plaques, qui ressemblent à des buvards épais. Une fois à la papeterie, la pâte est à nouveau imprégnée d'eau pour ajouter des produits destinés à l'amélioration de la qualité du papier, comme les colorants pour obtenir des feuilles de papier colorées. Les dernières étapes consistent à envoyer la pâte sur un grillage très fin, puis entre des rouleaux qui la compressent puis entre des cylindres chauffants pour la sécher.

La pâte est ainsi transformée en feuille sèche, enroulée, formant une grosse bobine, prête à la coupe pour les applications diverses.

C. Propriétés diélectriques de la famille des plastiques

Lorsque nous avons comparé les matériaux plastiques fournis par la base de données, ayant un facteur de pertes diélectriques inférieur à 1.10^{-3} , à ceux disponibles, il en est ressorti neuf matériaux:

- PE pour PolyÉthylène, haute et basse densité (HDPE et LDPE),
- PC pour PolyCarbonate,
- ABS pour Acrylonitrile Butadiène Styène,
- PMMA pour PolyMéthyle Métacrylate,
- PA pour PolyAmide, de deux grades différents (PA6 et PA12),
- PBT pour PolyButylène Terephthalate,
- Et PS pour PolyStyrène.

Les échantillons de ces matériaux avaient des dimensions telles qu'ils remplissaient l'encoche de la cavité EM prévue à cet effet. Cependant il est nécessaire de prévoir des moules de dimensions plus grandes que les pièces finales pour tenir compte des problèmes de retraits lors du démoulage. Nous avons fourni les plans des pièces (Fig. IV-1) pour que des moules soient réalisés. Des échantillons plastiques ont été réalisés, de la longueur de la cavité originelle. Comme nous le mentionnions dans le chapitre II, nous avons ajouté des blocs de laiton dans la cavité afin de réduire le volume de celle-ci et donc d'augmenter la fréquence de résonance du premier mode. Alors, une fois les échantillons réalisés, leur longueur fut réduite du quart ($L= 150$ mm). Les autres dimensions sont restées inchangées.

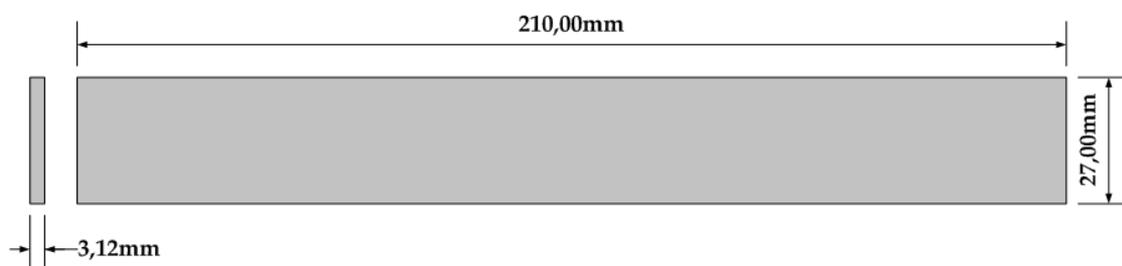


Fig. IV-1: plan en vue de réaliser des moules pour échantillons plastiques, réalisés par injection, à la longueur de la cavité originelle

En utilisant les équations Eq. II-15, Eq. II-16 et Eq. II-4, développées au chapitre II, on obtient, pour les neuf matériaux testés, les parties réelles des permittivités relatives et facteurs de pertes diélectriques à 2.45GHz suivants (Tabl. IV-1) :

Matériau	$\epsilon' \pm 0.02$ @ 2.45GHz	$(\tan\delta \pm 0.02) \times 10^{-3}$ @ 2.45GHz
HDPE	2.16	1.0
LDPE	2.10	1.7
PC	2.64	1.8
ABS	2.53	2.1
PMMA	2.47	2.4
PA12	2.88	2.5
PA6	2.81	2.9
PBT	2.82	3.5
PS	2.38	6.0

Tabl. IV-1: parties réelles de la permittivité relative et facteurs de pertes diélectriques à 2.45GHz de 9 matériaux plastiques

Les mesures n'ont pas été réalisées à 2.45 GHz, car les fréquences des modes résonant de la cavité sont de part et d'autre de cette fréquence (2.27 GHz et 2.82 GHz). Nous avons effectué une interpolation pour obtenir les valeurs à la fréquence voulue. Nous avons classé les plastiques dans l'ordre de facteur de pertes diélectriques croissant, donc par ordre de préférence des matériaux.

Ainsi les PE présentent de bons comportements diélectriques puisque leurs facteurs de pertes diélectriques avoisinent le 1.10^{-3} , que nous avons défini comme valeur acceptable dans le but de concevoir des antennes.

En revanche, le PS présente un facteur de pertes diélectriques élevé puisqu'il dépasse la valeur de 5.10^{-3} , initialement définie comme limite. De plus, il présente comme propriété intrinsèque thermique une faible température de transition vitreuse (80 °C). Cette dernière est définie [Trotignon-96], comme étant la température à partir de laquelle un plastique "passe de l'état dur à un état mou". Il est en effet nécessaire de dépasser une certaine température lors de post-traitements de dépôt de matières conductrices (étuve ou four à des températures avoisinant les 100 °C).

Pour ces toutes ces raisons, nous avons écarté le PS de la candidature au bon substrat d'une antenne planaire. Il pourrait convenir dans des milieux où les écarts de températures seraient peu importants et/ou pour des systèmes inductifs pour lesquels le facteur de pertes diélectriques n'intervient pas dans le bon fonctionnement de l'antenne.

D'autres plastiques comme les PE ont été également écartés pour des raisons thermiques.

Nous avons finalement retenu deux matériaux plastiques: le PC et le PBT. Le premier pour ses propriétés diélectriques et thermiques, le second pour ses propriétés thermiques mais également pour son caractère hydrophobe, lors de dépôt de matière à sa surface.

N'oublions pas qu'une seconde fréquence importante, dans la bande ISM est celle centrée autour de 5.8 GHz. L'obtention des valeurs peut s'effectuer de deux manières différentes. La première consiste à réaliser une nouvelle cavité électromagnétique aux dimensions telles que le premier mode résonant TE_{101} serait dans la plage de fréquences 5 – 6 GHz. Pour éviter une nouvelle réalisation de moules pour échantillon plastique, on peut imaginer une encoche dans la cavité des largeur et hauteur précédentes mais de longueur plus petite. On peut alors se poser la question de la validité de l'hypothèse de départ pour appliquer la méthode des

petites perturbations, à savoir que le volume de l'échantillon est très petit par rapport à celui de la cavité. En effet, dans ces conditions, le volume de la cavité a été choisi tel que largeur, hauteur et longueur sont respectivement de 30 mm, 26 mm et de 51 mm. Alors le premier mode résonant apparaît à 5.797 GHz (Eq. II-12).

Le second moyen d'obtenir les valeurs de permittivités et de facteurs de pertes diélectriques est l'extrapolation de ces valeurs, les ayant calculées sur différentes plages de fréquences, entre 2 et 6 GHz. Notons que seuls les modes où $n = 1$ sont utiles et non ceux où $n = 2$. En effet, n égalant l'unité signifie qu'un ventre apparaît au milieu de la largeur de la cavité (Fig. IV-2 (a)); de ce fait l'introduction d'un échantillon doit entraîner un décalage en fréquence remarquable. En revanche, n égalant 2 signifie qu'un nœud est créé au milieu de la cavité (Fig. IV-2 (b)); dans ce cas le décalage en fréquence du mode lors de l'insertion de matériau doit être infime.

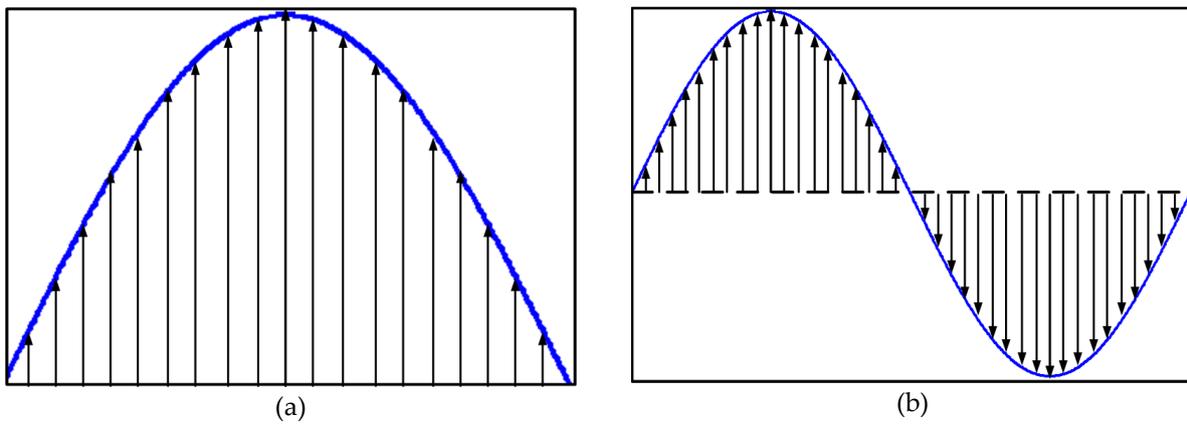


Fig. IV-2: profil du champ E pour les modes TE_{1np} (a) et TE_{2np} (b)

Ainsi, en éliminant les modes présentant des nœuds entre 2 et 6 GHz, on obtient pour le PBT, par exemple une courbe extrapolée aussi bien pour la permittivité (Fig. IV-3 (a)) que pour le facteur de pertes diélectriques (Fig. IV-3 (b)).

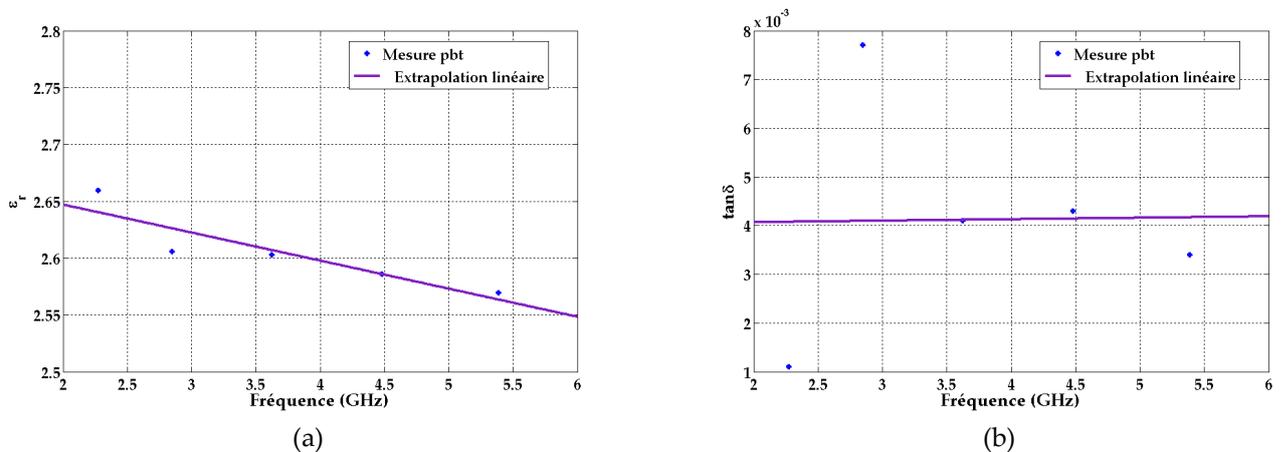


Fig. IV-3: permittivités et facteurs de pertes diélectriques, suite aux mesures et extrapolés, entre 2 et 6 GHz, pour le cas du PBT

Cette dernière nous donne par extrapolation, les permittivités et facteurs de pertes diélectriques à 5.8 GHz:

- PC: $\epsilon_r = 2.48$ et $\tan\delta=4.10^{-3}$
- PBT: $\epsilon_r = 2.55$ et $\tan\delta=4.18.10^{-3}$

Ceci nous permettra par la suite la conception d'antenne à cette fréquence.

En parallèle de cette étude sur les échantillons plastiques fournis par Gaggione, nous avons étudié l'influence d'une fine couche de vernis déposée tout d'abord sur une seule face puis sur les deux faces d'un plastique hybride utilisé comme du papier. Nous avons également extrapolé les valeurs de permittivité et de facteur de pertes diélectriques pour la fréquence de 2.45 GHz et autour de 900 MHz (pour des applications RFID en dans la bande de fréquences UHF). Nous présentons les résultats dans le tableau ci-dessous (Tabl. IV-2).

Fréquence (GHz)	0.9		2.45	
Paramètre	$\epsilon_r \pm 0.02$	$(\tan\delta \pm 0.02).10^{-3}$	$\epsilon_r \pm 0.02$	$(\tan\delta \pm 0.02).10^{-3}$
Plastique	3.08	4.1	2.70	4.1
Plastique + vernis 1 face	2.58	2.5	2.58	6
Plastique + vernis 2 faces	2.54	2	2.54	6

Tabl. IV-2: permittivités et facteurs de pertes diélectriques pour un plastique sur lequel on a ajouté du vernis, à 900 MHz et à 2.45 GHz

En résumé, comme nous l'avons indiqué plus haut, nous avons choisi deux matériaux 'phares' pour la suite de l'étude (conception et réalisation): le PC et le PBT. Nous développerons dans le prochain chapitre cette contribution.

D. Propriétés diélectriques de la famille des papiers

Nous avons également calculé les paramètres diélectriques de quelques papiers de grade différents, et ce grâce aux mesures réalisées avec la cavité EM. Nous présentons ci-dessous les résultats obtenus sur 8 échantillons, à 2.45GHz (Tabl. IV-3).

Matériau	$\epsilon_r \pm 0.02$ @ 2.45 GHz	$(\tan \delta \pm 0.02) \times 10^{-3}$ @ 2.45 GHz
p1	1.60	6.4
p2	1.68	7
p3	1.60	11.9
p4	1.80	6.7
p5	1.70	10.75
p6	1.68	3.5
p7	2.18	13.2
p8	2.64	8

Tabl. IV-3: permittivités et facteurs de pertes diélectriques de différents papiers à 2.45 GHz

Lorsque l'on dépose de la matière conductrice à la surface d'un papier absorbant, une migration de cette matière se produit à l'intérieur du papier. Il en résulte que la conductivité

du papier augmente et donc son facteur de pertes diélectriques aussi. Pour contrer cet effet, il serait possible de préparer le substrat papier en ajoutant un vernis à propriété hydrophobe.

Pour ces raisons, nous allons dans un premier temps concentrer la conception et la réalisation d'antennes sur substrat plastique.

III. Propriétés des matières conductrices

De l'encre conductrice a donc été déposée par sérigraphie.

L'encre conductrice utilisée est composée de particules d'argent, liées entre elles par un élastomère fluoré et d'autres agents solvants qui disparaissent au séchage par évaporation.

Avant de mesurer les paramètres des antennes réalisées, nous avons mesuré la conductivité de l'encre. En effet cette dernière est nécessaire pour calculer l'épaisseur de peau et donc de vérifier si l'épaisseur d'encre déposée est bien supérieure à l'épaisseur de peau. Pour cela, nous avons donc dans un premier temps mesuré l'épaisseur de l'encre déposée grâce à un profilomètre (alpha-step) et la mesure "4 pointes", méthodes décrites au chapitre II.

Durant ce travail, nous avons testé différentes encres conductrices sur différents substrats, aussi bien plastiques (PC et PBT) que papiers : des encres à base d'argent, à base de carbone, déposées par sérigraphie ou encore par impression numérique.

Dans un ordre chronologique, les premiers dépôts d'encres ont été réalisés par sérigraphie.

Nous présentons ainsi les résultats de deux groupes d'antennes. La différence initiale entre ces deux groupes relève de la grosseur de la maille du tissu à travers lequel a été déposée l'encre. La maille du second groupe a été volontairement diminuée afin d'augmenter la précision du dépôt.

# échantillons du groupe 1	PBT1	PBT2	PC3	PC4	PC5	PC6
$h \pm 0.01 (\mu\text{m})$	15	14	14	18	16	16
$(\sigma \pm 0.07) \cdot 10^4 (\text{S} \cdot \text{cm}^{-1})$	2.17	5.42	0.20	1.69	2.81	3.19
$\delta \pm 0.1 (\mu\text{m})$	7.04	4.46	31.36	8.43	6.19	5.94

Tabl. IV-4: conductivité, épaisseur d'encre déposée et épaisseur de peau à 2.45 GHz, pour des échantillons du premier groupe

Nous présentons sur la première ligne du tableau les différents échantillons réalisés sur du PBT pour les deux premiers et sur du PC pour les quatre derniers. La seconde ligne met en évidence l'épaisseur moyenne d'encre conductrice déposée, ou encore la hauteur de marche h moyenne relevée au profilomètre.

L'exploitation des mesures du groupe 1, a montré un profil de surface d'encre uniforme et une épaisseur peu fluctuante, aidant ainsi le calcul de l'épaisseur moyenne. Sur les six échantillons réalisés et testés, cinq présentent une très bonne conductivité (rappelons que la conductivité du cuivre massif n'est que dix fois supérieure à celles présentées ici). Les épaisseurs d'encre conductrice sont aux alentours de $15 \mu\text{m}$ et sont deux fois l'épaisseur de

peau à 2.45 GHz, sauf pour le cas PC3. En effet, il est à noter que l'échantillon PC 3 a subi un post-traitement particulier: au lieu que l'encre sèche à l'air (Fig. IV-4), ce qui est le cas pour les autres échantillons, elle a séché sous étuve et donc sous contrainte.

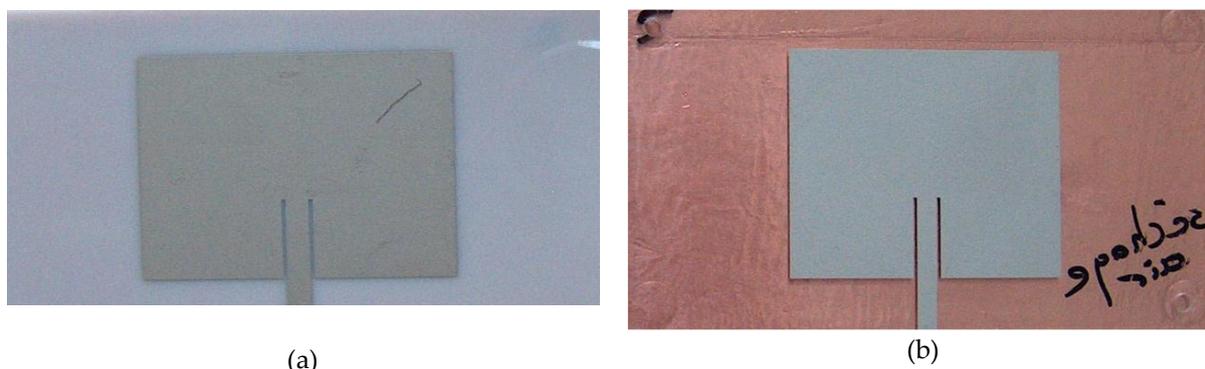


Fig. IV-4: images d'antennes patch rectangulaires réalisées en encre conductrice sur PBT (a) et PC (b)

Le résultat visuel montre des craquelures, à travers lesquelles on distingue nettement le support plastique (Fig. IV-5).

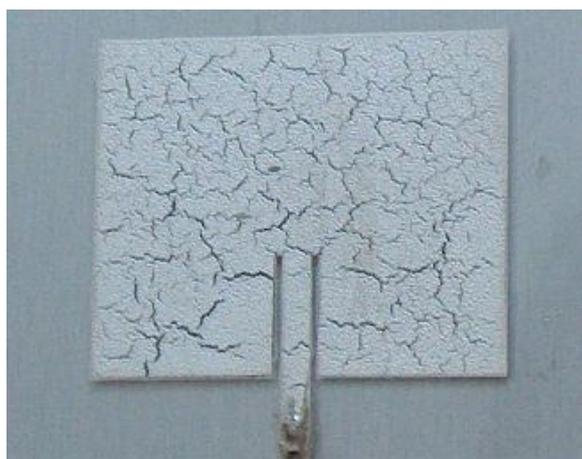


Fig. IV-5: image des craquelures de l'encre conductrice occasionnées par le stress au séchage

La formation aléatoire des craquelures permet toutefois de garder une continuité électrique dont la surface totale conductrice est un ensemble de petites surfaces conductrices, liées entre elles par de fines lignes. Ces craquelures entraînent donc des pertes des propriétés conductrices, expliquant la faible valeur de conductivité et la grande valeur d'épaisseur de peau attendue.

L'exploitation des mesures du groupe 2, a été rendue ardue par le profil chaotique de l'encre déposée. L'observation au microscope a montré des cratères permettant de voir le substrat sous l'encre; et l'observation à travers la lumière du jour a révélé une inhomogénéité du dépôt. Il a donc été impossible de moyenner l'épaisseur d'encre conductrice, d'où l'apparition dans le tableau ci-dessous de valeurs minimales et maximales de cette épaisseur ou hauteur de marche h .

# échantillons du groupe 2	PC5	PC6	PC7	PC8
$h_{\min} \pm 0.01$ (μm)	4.73	5.25	5.96	3.79
$h_{\max} \pm 0.01$ (μm)	20	20	18	17
$(\sigma \pm 0.07) \cdot 10^4$ (S.cm^{-1})	2.04	1.67	1.49	1.52
$\delta \pm 0.1$ (μm)	7.11	7.88	8.33	8.24

Tabl. IV-5: conductivité, épaisseurs minimales et maximales d'encre déposée et épaisseur de peau à 2.45 GHz, pour des échantillons du second groupe

Notons ainsi, que pour les valeurs minimales de l'épaisseur d'encre, cette dernière n'excède pas l'épaisseur de peau à 2.45GHz. Nous supposons de ce fait que cela va engendrer une désadaptation, de l'antenne rectangulaire patch ainsi créée. Pour expliquer cela, regardons l'expression de l'impédance d'entrée de l'antenne. Elle est composée d'une partie réelle et d'une partie imaginaire: $Z = R + jX$. La partie réelle est elle-même composée de deux résistances: la résistance de rayonnement et celle d'atténuation, nulle dans le cas idéal (c'est le cas en conception d'antenne): $R = R_r + R_a$, $R_a \sim 0$. Or dans notre cas la résistance d'atténuation n'est plus négligeable d'où une désadaptation (S_{11} diminue) et un décalage en fréquence. Ainsi, l'efficacité de l'antenne diminue également, ce qui signifie que l'antenne absorbera plus de puissance.

Nous présenterons les conséquences sur les paramètres des antennes plus loin, dans le chapitre V.

Nous avons également mesuré les dimensions de la forme rayonnante une fois déposée. Ainsi ces paramètres géométriques et relatifs à la conductivité de l'encre, pourront être introduits lors des simulations, dans le but de comparer les mesures avec la théorie.

IV. Méthodes de dépôt de conducteurs sur substrats

Nous décrivons brièvement dans cette partie, différentes méthodes de dépôt de matière conductrice. Nous distinguons les micro-dépôts, largement utilisés en laboratoire de recherche, voire dans l'industrie microélectronique, des dépôts industriels, n'ayant au premier abord aucun lien avec notre étude.

Nous finirons cette partie par une comparaison entre les différentes méthodes, nous aidant ainsi à choisir la plus adaptée à notre problématique.

A. Micro-dépôt

Nous définissons par micro-dépôt, des dépôts d'épaisseur nanométrique ou micrométrique. Nous avons relevé deux méthodes: l'évaporation ou la pulvérisation, « Physical Vapor Deposition » (PVD) [Richards-94].

1. PVD

La PVD pour Physical Vapor Deposition, appelée communément "pulvérisation" est un processus défini comme l'éjection d'atomes superficiels d'une cible du matériau à déposer, par des atomes ionisés d'un gaz, en général neutre, et le transfert de ces atomes éjectés sur un substrat que l'on désire recouvrir d'une couche mince (Fig. IV-6).

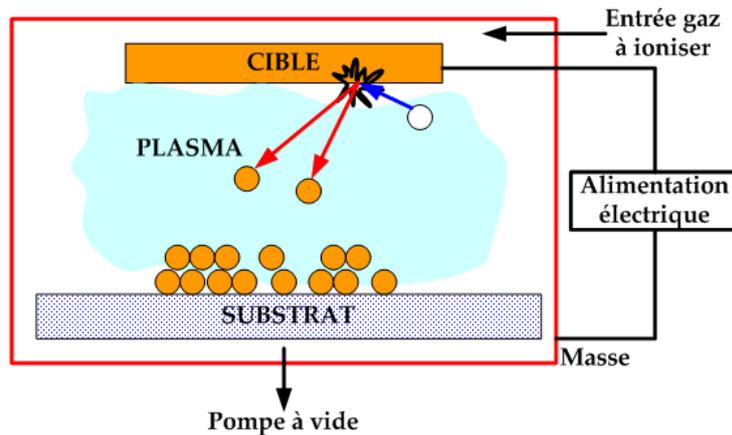


Fig. IV-6: principe du dépôt par vapeur physique ou, pulvérisation

Ce processus se déroule toujours dans une enceinte où règne le vide. La cible et le substrat y sont tout d'abord introduits puis un vide, compris entre 5.10^{-4} et 5.10^{-7} torr, est établi. Les ions de bombardement sont créés, en général à partir d'argon, et le plasma apparaît par l'application d'une tension électrique (continue ou haute fréquence) sur la cible, variant de 500 à 5000 volts. Les ions de bombardement arrachent des atomes de la cible qui sont dirigés par le plasma vers le substrat, pour qu'ils s'y déposent.

a. Préparation des échantillons

Il a été rendu possible de tester le dépôt de cuivre sur des échantillons plastiques dont nous disposons et dont l'empreinte a été réalisée à partir du plan ci-dessous (Fig. IV-7).

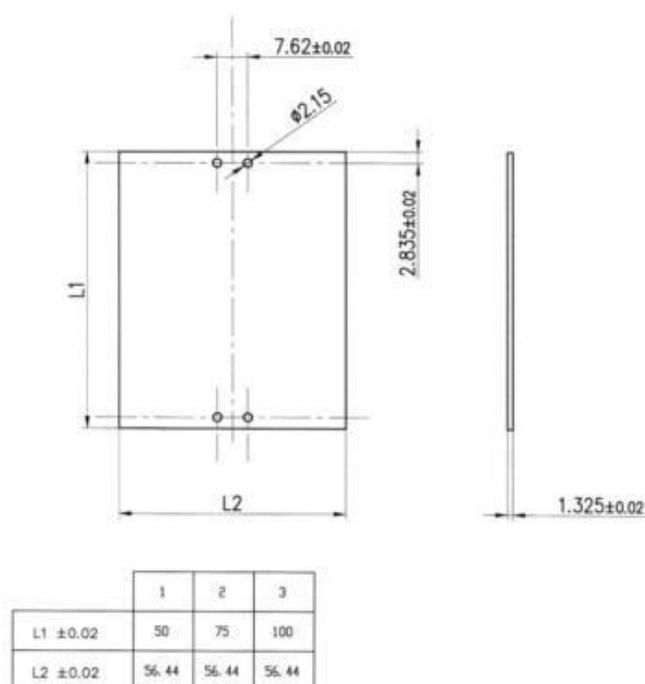


Fig. IV-7: plan des substrats plastiques dédiés au dépôt de cuivre par PVD

La réalisation de dépôt sur PC par PVD nécessite une première phase de préparation du support plastique. Cette dernière consiste en un dégraissage des surfaces à l'éthanol et un étuvage à 80 °C, et ce, 24 heures avant la mise sous vide de l'échantillon dans l'équipement de dépôt. Le caractère hydrophile du PC étant suffisant, il n'est pas nécessaire de réaliser d'autres traitements de surface.

b. Le dépôt

La deuxième phase dite de dépôt de cuivre est le fruit de nombreux tests. En effet, il a été tout d'abord testé de déposer toute l'épaisseur nécessaire en une seule fois. Nous avons prévu de déposer une épaisseur de 5 μm afin de dépasser l'épaisseur de peau à 2.45 GHz, qui oscille entre 1 et 3 μm , en fonction de la conductivité du cuivre utilisé.

Ainsi le premier test a révélé les fortes contraintes soumises au substrat, entraînant une déformation et une perte de la planéité dudit substrat.

Finalement, après quelques tentatives un film de cuivre d'une épaisseur de 5 μm a été déposé, sur du PC dans des conditions telles que : le porte substrat est refroidi à l'eau, un vide de 10^{-6} mbar est maintenu, pour une pression de dépôt de 10^{-2} mbar ainsi qu'une puissance de 2.5 kW. Un cycle de dépôt dure 5 minutes : 2 minutes de dépôt et 3 minutes de refroidissement.

Le procédé ainsi décrit permet la création d'un empilement de 20 couches de 250 nm d'épaisseur pour obtenir au final 5 μm (Fig. IV-10). Cet empilement a pour fonction de limiter les contraintes internes dans les couches de cuivre et ainsi éviter le phénomène de « pelage » du dépôt réalisé. Ce même dépôt peut être réalisé soit pleine tranche soit de manière localisée à travers un masque mécanique (Fig. IV-8).

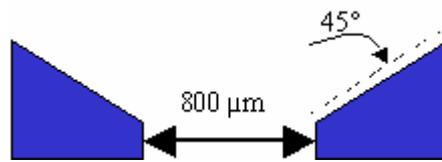


Fig. IV-8: vue en coupe du masque mécanique pour un dépôt de ligne

Il permet ainsi le dépôt de cuivre en forme de lignes de 850 µm (Fig. IV-9) pour une ouverture de masque de 800 µm (l'ouverture du masque est à 45°).

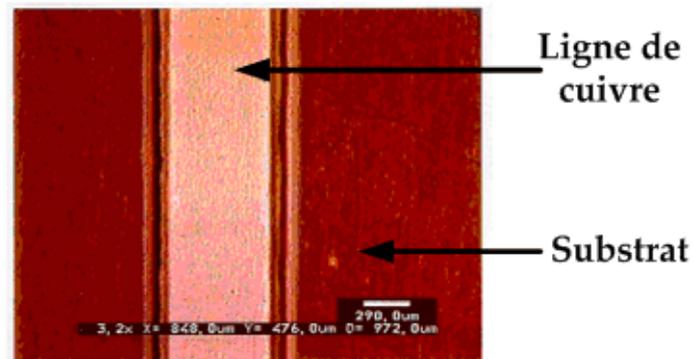
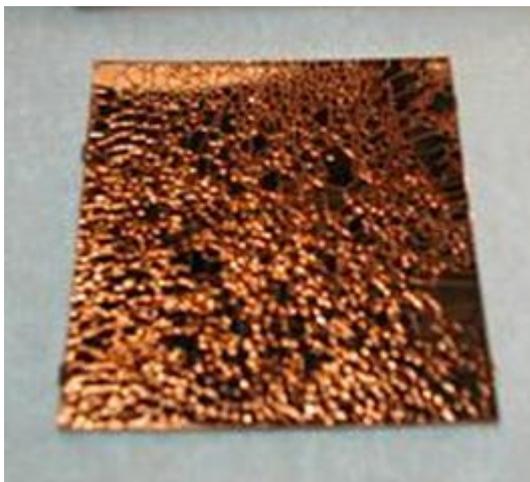
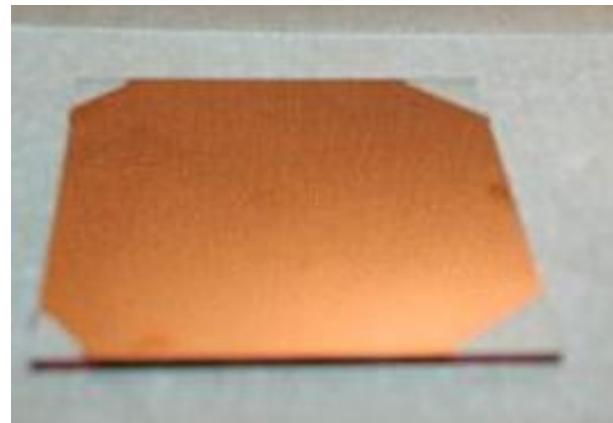


Fig. IV-9: vue de dessus de la ligne de cuivre déposée sur un substrat plastique



(a)



(b)

Fig. IV-10: dépôt de 5 µm par PVD sur plastique en une seule fois (a) et en plusieurs fois (b)

La résistivité du cuivre déposé a été mesurée sous pointe à 3 µohm.cm, soit une conductivité de $3.3.10^5$ S.cm⁻¹.

B. Dépôt industriel

Il existe de nombreuses méthodes d'impression d'encre sur papier, mais nous en avons relevé quelques unes comme la sérigraphie, la tampographie, l'offset et l'impression numérique.

1. La sérigraphie

Le principe est celui du marquage par pochoir ou écran : le motif à imprimer sur le support est reproduit sur l'écran. Ce dernier est réalisé en soie spéciale (Nylon, tergal, fils métalliques, etc.) où les mailles sont obstruées dans toutes les parties qui ne doivent pas laisser passer l'encre, et est tendu sur un cadre.

Une racle, déplacée à l'intérieur du châssis retourné, conduit l'encre à se déposer sur le support placé dessous.

La nature et la qualité des tamis permettent de formuler différentes configurations d'impression, il s'agit de méthodes en voie de développement constant. De même, la manière de transposer les motifs (des textes ou des dessins), est en plein essor (technologies numériques, voie photographique, report de films tramés de demi-teintes, recherche de nouvelles encres de toutes natures et aspects: encres mates, brillantes, transparentes, couvrantes, conductrices, phosphorescentes, etc.). L'impression est réalisée grâce à des machines automatisées, dans tous les formats – de 25 × 35 cm à 105 × 205 cm et davantage parfois –, à un rythme allant, selon la surface, de 300 à 1 200 exemplaires à l'heure. D'autres machines permettent le marquage d'objets plus ou moins volumineux à raison de 2 000 à l'heure. Parmi ceux-ci, citons les circuits imprimés.



Fig. IV-11: banc de sérigraphie industrielle

Pour utiliser ce type de procédé, il est nécessaire de maîtriser des éléments comme l'écran de sérigraphie (cadre de sérigraphie et tissu), la racle, l'encre, les procédés de séchage

(tunnel ...), les équipements périphériques, la compatibilité de l'encre et du support, la « machinabilité » de l'encre dans le procédé.

2. La tampographie

Le procédé est basé sur le système des tampons : on dépose sur un support en caoutchouc (ou équivalent) l'encre sous forme de motifs, puis on dépose cette encre par pression sur le support. Il existe de nombreuses variantes de procédés en fonction du support et de sa forme, du motif à imprimer ou encore des vitesses de procédés utilisés.

Pour utiliser ce procédé-ci, il est nécessaire de maîtriser : l'encre, « l'écran » d'encrage, qui par raclage, trempage ou pression est encré sur les zones correspondantes au motif à imprimer, le tampon qui peut être flexible et donc adaptable au support, le support qui sera imprimé par tamponnage et pression.

3. L'offset

Le type de reproduction offset est réalisé selon un procédé d'impression à plat indirect par utilisation d'une matrice, support du motif à reproduire. Ainsi, la copie du dessin est réalisée sur des plaques métalliques sans relief. L'encre n'adhère que sur le dessin. L'impression se fait en deux temps : le cylindre porte - plaque reporte l'image sur un cylindre en caoutchouc qui la transfère sur le papier, par simple contact. Le papier, quant à lui, ne touche pas la matrice. L'impression en offset se reconnaît à son toucher lisse, son aspect brillant. A la loupe, les parties unies montrent des points de couleur entrecoupés de points blancs.

4. L'impression numérique

On distingue deux types d'impression numérique : l'électrophotographie et le jet d'encre. Le premier est un procédé en pleine évolution. Il n'y a pas de forme spécifique requise, c'est à dire que l'image est régénérée à chaque copie. Les principales applications se trouvent dans la bureautique, l'impression à la demande, les brochures requérant des tirages très peu nombreux à peu nombreux (1 à 3000 copies), ou encore les impressions de qualité.

L'impression numérique à jet d'encre représente, elle aussi, un procédé en pleine évolution, aussi bien du point de vue de la qualité que de la productivité. Un jet continu dévié ou en goutte à la demande est utilisé, et les encres déposées sont de faible viscosité. Les principales applications sont également des impressions à tirages allant de l'unité à 500 unités, la bureautique, les affiches en très grand format, le textile, la décoration et le marquage. Il semblerait que l'impression numérique par jet d'encre aurait un grand potentiel pour les microtechnologies, comme les réalisations de micro mécanismes ou encore des dépôts de nanoparticules conductrices.

C. Classification

Il nous paraît important à cet endroit de comparer les différentes méthodes de dépôt pour pouvoir choisir la méthode la plus adaptée à notre problématique.

1. Tableau comparatif

Nous avons classé dans le tableau ci-dessous (Tabl. IV-6), les différentes méthodes de dépôts citées plus haut, en donnant leur épaisseur de dépôt, leur « industriabilité » ainsi que leur coût respectifs. Notons que le temps de réalisation ne tient pas compte des traitements post-dépôt, comme le séchage ou l'étuvage.

Méthode	PVD	Sérigraphie	Tampographie	Offset	Impression numérique
Epaisseur de dépôt	~10 nm	>5 μm	>5 μm	~2 μm	~1 μm
Précision	<1 μm	250~500 μm	250~500 μm	~100 μm	10 μm
« Industriabilité »	non	oui	oui	oui	oui
Coût	élevé	faible	faible	modéré	modéré
Temps de réalisation	>40 min	<2 s	<2 s	<2 s	Dépend du motif (>5 s)

Tabl. IV-6: classification des différentes méthodes de dépôt

2. Premières sélections

Dans le but d'obtenir des antennes bas-coût, il semble donc judicieux de choisir une méthode industrialisable ou déjà utilisée dans le monde industriel. Nous écartons donc la méthode par PVD, confortés par les contraintes et détériorations occasionnées sur les substrats. Une autre contrainte à ne pas négliger réside dans l'épaisseur de matière conductrice à déposer. En effet, comme nous l'avons souvent mentionné dans ce chapitre, l'épaisseur de peau à la fréquence voulue est un paramètre critique et influe sur le bon fonctionnement de la future antenne. Pour réunir les meilleures conditions, l'épaisseur de matière conductrice doit excéder l'épaisseur de peau. Ainsi, sérigraphie et tampographie semblent convenir à toutes ces contraintes, même s'il reste envisageable d'effectuer des dépôts par impression numérique, en plusieurs passes.

Nous retiendrons donc dans un premier temps la sérigraphie comme méthode de dépôt et de l'encre conductrice comme matière conductrice à déposer.

V. Conclusion

Ce travail ayant pour but la conception de tag(s) RFID, et donc d'antenne(s) bas-coût, nous avons orienté nos recherches sur des matériaux diélectriques bas-coût comme les plastiques et des matières conductrices non nobles, comme les encres conductrices.

Ces matériaux ne sont pas ceux utilisés traditionnellement dans la réalisation d'antennes imprimées, leurs propriétés intrinsèques sont donc peu connues aux fréquences de travail souhaitées. Nous avons donc utilisé des méthodes de caractérisation, développées au chapitre II, pour les mesurer. Les résultats nous ont permis de choisir les matériaux adéquats:

- Substrats: PC et PBT,
- Matière conductrice: encre conductrice

Nous avons également mené une étude sur les méthodes de réalisation des substrats et de dépôt de matières conductrices, nous permettant de choisir des procédés industriels bas-coût. Ainsi, notre préférence se porte dans un premier temps, sur le dépôt par sérigraphie d'encre conductrice sur plastiques. Nous n'excluons toutefois pas l'utilisation d'impression par jet d'encre à la fois sur plastiques et papiers. Il faut cependant réunir des conditions telles que la préparation de surface des substrats absorbants, comme certains papiers et des conductivités et épaisseurs d'encres conductrices déposées suffisantes.

Les premières antennes réalisées sont donc des patches à forme rectangulaire, en encre conductrice déposée par sérigraphie sur plastiques. Nous présentons leurs caractéristiques dans le prochain chapitre.

Chapitre V:

Conception et Caractérisation d'Antennes

Sommaire du chapitre V

<i>I. Introduction</i>	101
<i>II. La conception</i>	102
A. Description des différentes étapes pour aboutir aux résultats	102
B. Résultats de conception	105
<i>III. Caractérisation d'antennes</i>	110
A. Méthodes de mesures des paramètres	110
B. Environnement de mesure	112
C. Présentation et résultats des différentes structures réalisées	114
<i>IV. Conclusion</i>	123

Chapitre V: Conception et Caractérisation d'Antennes

I. Introduction

La phase de conception d'une antenne, à l'aide d'un logiciel adapté, est une étape incontournable dans un souci de gain de temps et d'optimisation de structures aux paramètres désirés.

La conception permet également de prendre en compte les paramètres diélectriques et conducteurs des matériaux bas-coût choisis, qui ne sont pas parfaits, et de nous rapprocher des futures antennes réalisées.

Pour cela, il nous faut choisir un outil de simulation électromagnétique adéquat. Il en existe plusieurs dont trois que nous avons testés: Femlab de la société Comsol, HFSS, de la compagnie Ansoft et Microwave Studio de CST. Les deux premiers simulateurs électromagnétiques utilisent comme méthode de maillage celle des éléments finis, non adaptative à la structure pour le premier, adaptative pour le deuxième. Un maillage non adaptatif par éléments finis engendre un grand nombre de nœuds, auquel est associé le temps de calculs. Lors de la simulation d'une forme d'antenne simple (patch rectangulaire), le temps de calculs avec Femlab a dépassé 4 heures et n'a jamais abouti, faute de taille mémoire de l'ordinateur assez grande (2 GB pourtant). La simulation de la même forme avec HFSS a duré environ 1 heure, pour un résultat peu précis. Enfin, CST Microwave Studio utilise une méthode maillage par intégrales finies, la simulation de l'antenne planaire patch a duré moins de 5 minutes (!!). Ce dernier simulateur est apparu, pour le cas d'antennes imprimées à forme simple, comme un bon compromis entre précision de calculs et rapidité de résolution.

Ainsi, nous développerons dans un premier temps la phase de conception en présentant le logiciel de simulation électromagnétique et ses différentes étapes, puis une phase de pré-calculs et enfin les résultats de simulation pour des antennes à patch rectangulaires sur PC et PBT optimisées à 2.45 GHz.

Nous présenterons dans une seconde partie les méthodes expérimentales, les différentes structures d'antennes réalisées. Nous terminerons cette partie par les résultats de mesures en les comparant à ceux issus de simulation.

Nous terminerons ce chapitre par le choix d'une ou plusieurs structures remplissant nos critères de sélection:

- épaisseur du conducteur excède l'épaisseur de peau
- conductivité du conducteur la plus élevée possible
- méthode de dépôt du conducteur bas coût (industrielle ou industrialisable)
- paramètres d'antennes concordant avec ceux attendus (simulation et littérature)

II. La conception

Ce logiciel de simulation électromagnétique, CST Microwave Studio, utilise pour discrétiser l'espace la méthode des intégrales finies, associée à l'approximation des conditions aux limites (PBA). Le maillage, point clef de toute méthode de simulation d'un problème électromagnétique, est réalisé grâce à l'association de maillons hexagonaux.

Il doit être assez fin pour prendre en compte les régions de petites tailles, et/ou critiques, tout en minimisant le nombre total de nœuds compris dans le maillage. En effet le nombre de nœuds dans le maillage induit le temps de résolution d'un problème: plus il y a de nœuds, plus le nombre d'équations à résoudre est élevé.

A. Description des différentes étapes pour aboutir aux résultats

La première étape est de choisir l'environnement dans lequel on va créer la structure (Fig. V-1). Cela signifie que l'on choisit les unités, le matériau de l'environnement voisin et également les conditions aux limites, sans oublier la plage de fréquence dans laquelle le problème est étudié. Dans le cas d'une antenne planaire patch rectangulaire, on choisit les conditions aux limites telles, que toutes les faces sont en contact avec l'espace libre, sauf pour la face opposée au patch, où on définit le plan de masse (Fig. V-1).

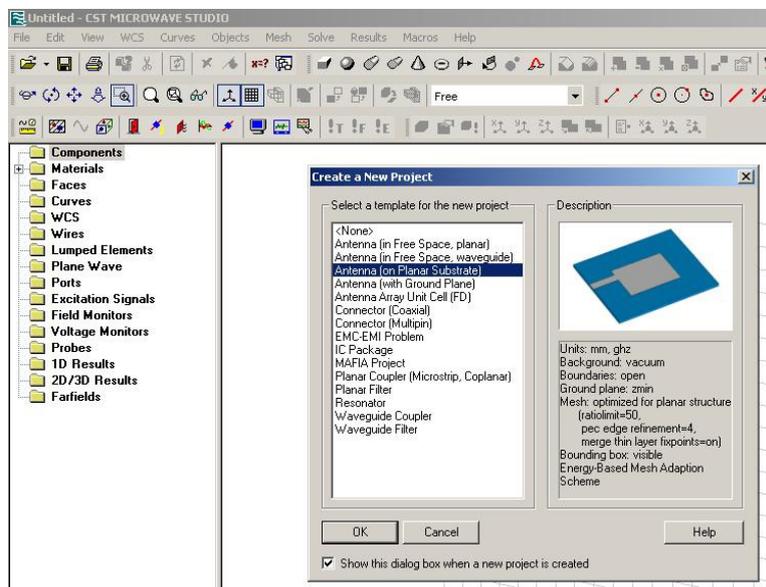


Fig. V-1: première étape de conception: choix de l'environnement et du type d'antenne

La figure ci-dessus montre l'interface entre le logiciel et l'utilisateur, lorsque ce dernier souhaite créer un nouveau projet. Certains modèles, comme ici l'antenne planaire, sont disponibles. Cela signifie que les unités et les conditions aux limites sont déjà fixées.

La deuxième étape consiste à introduire dans le projet les matériaux – sous entendu leurs caractéristiques diélectriques et conductrices – depuis une librairie, dans laquelle on peut intégrer de nouveaux matériaux (Fig. V-2).

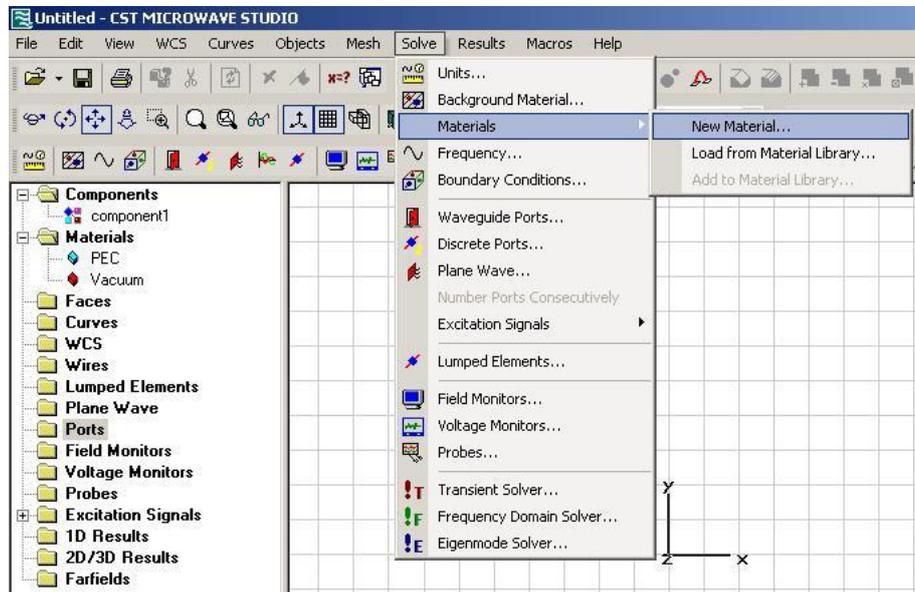


Fig. V-2: chargement des matériaux composants la structure

Le concepteur ouvre alors l'onglet "Materials", lui-même dans l'onglet lié à la résolution d'un problème électromagnétique "Solve". Il a ainsi le choix, comme indiqué sur la figure Fig. V-2 entre ajouter un nouveau matériau ("New Material") ou utiliser un matériau depuis la librairie ("Load from Material Library").

La troisième étape est géométrique. Un des avantages de ce logiciel est une interface simplifiée et conviviale (Fig. V-3).

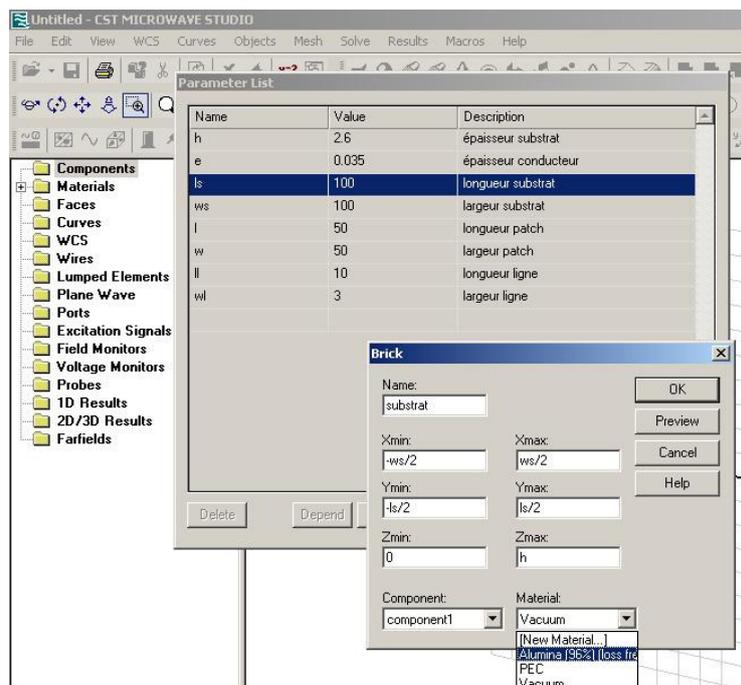


Fig. V-3: liste des paramètres et brique de déclaration de composant

Ainsi, lors de la déclaration de composants, on introduit non pas la valeur mais le nom du paramètre. Ceci simplifie tout changement et ajustement de la géométrie (Fig. V-4).

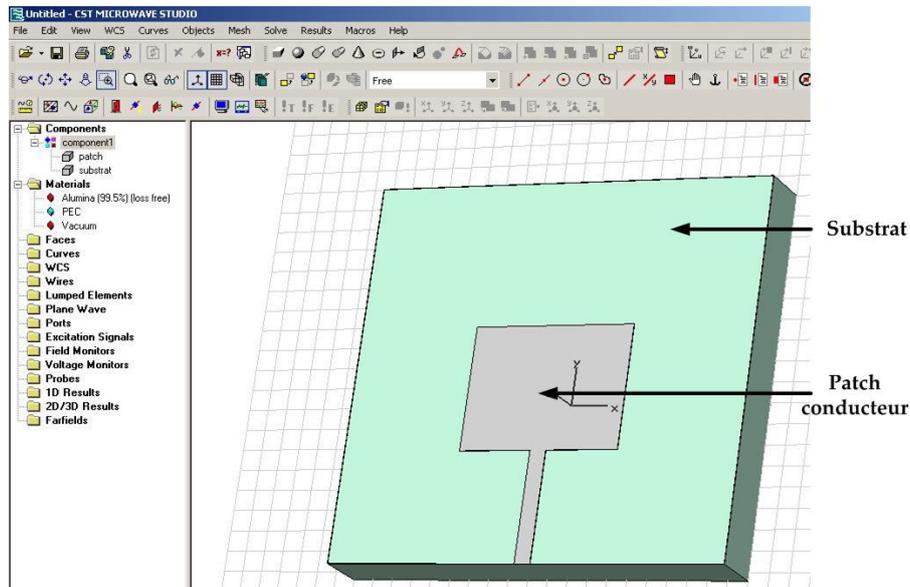


Fig. V-4: dessin de la structure à simuler

L'étape suivante consiste à vérifier le maillage de la structure. En effet, comme nous l'avons évoqué plus haut, un maillage trop grossier ne correspondrait pas à la structure et donc entraînerait des résultats erronés par rapport à la réalité.

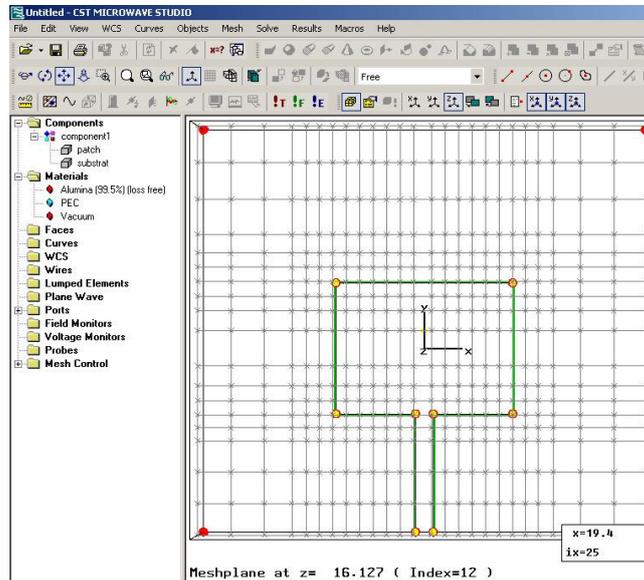


Fig. V-5: maillage optimisé de la structure

Le générateur de mailles est optimisé de telle sorte qu'il densifie le nombre de mailles à chaque rupture de forme et/ou fin d'un composant, à chaque interface, comme nous le voyons sur les bords du patch de la figure ci-dessus

Enfin, la dernière étape avant la phase de calculs et de résolution du problème électromagnétique, consiste à exciter la structure avec un port. Le concepteur a le choix entre un port guide d'onde et un port discret. Le port guide d'onde est généralement utilisé pour exciter une structure comme un guide d'onde rectangulaire ou simuler un connecteur (relié à un câble coaxial) (Fig. V-6). Il est toujours localisé aux frontières du domaine de calculs.

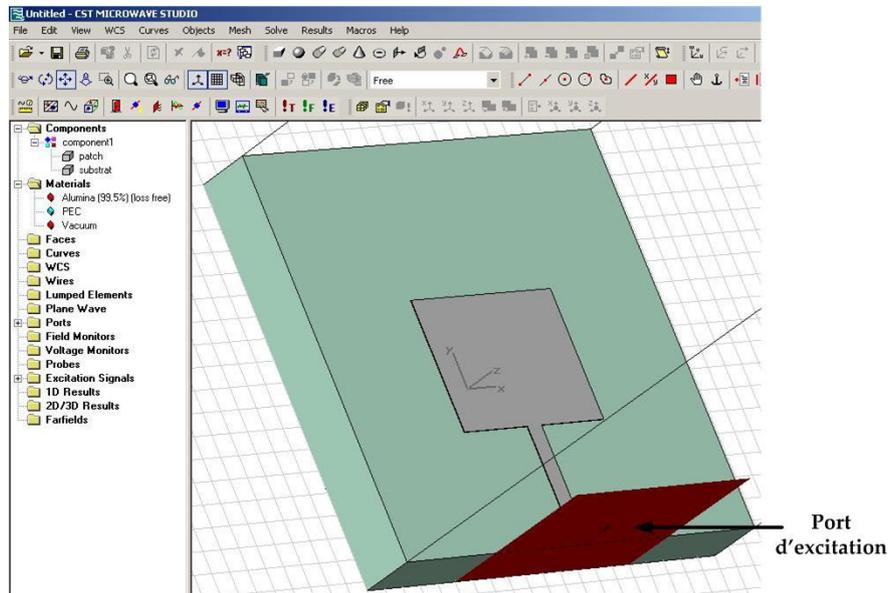


Fig. V-6: application du port d'excitation (en rouge)

En revanche, le port discret est bien adapté aux structures qui nécessitent des sources d'éléments discrets (comme une puce électronique), dans le domaine de calculs.

La phase de calculs est lancée, en choisissant le domaine (fréquentiel, temporel, ou à modes propres), en fonction de la structure à simuler.

B. Résultats de conception

Les antennes patch ont fait l'objet de nombreux travaux et développements qui se trouvent aujourd'hui dans la littérature. Il existe plusieurs modèles analytiques qui permettent de dimensionner les géométries d'antennes comme les formes rectangulaires, circulaires ou triangulaires [Garg-01, Balanis-05]. Nous développerons ci-dessous les calculs pour une forme rectangulaire.

1. Pré-calculs: patch de forme rectangulaire

Nous calculons sa largeur W (Eq. V-1) et sa longueur L (Eq. V-2), dimensions physiques réelles en fonction de la fréquence de travail désirée f_r et de la permittivité réelle qui permet d'accéder à la permittivité effective grâce au modèle de lignes microruban [Balanis-05]:

$$W = \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad \text{Eq. V-1}$$

$$L = \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad \text{Eq. V-2}$$

où f_r est la fréquence de résonance voulue, et avec

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{W}}}, \text{ et} \quad \text{Eq. V-3}$$

$$\Delta L = 0.412h \cdot \frac{\epsilon_r + 0.3}{\epsilon_r - 0.258} \cdot \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \quad \text{Eq. V-4}$$

où ΔL est l'excès de longueur modélisant l'extrémité du patch (effets de bords) (Fig. V-7).

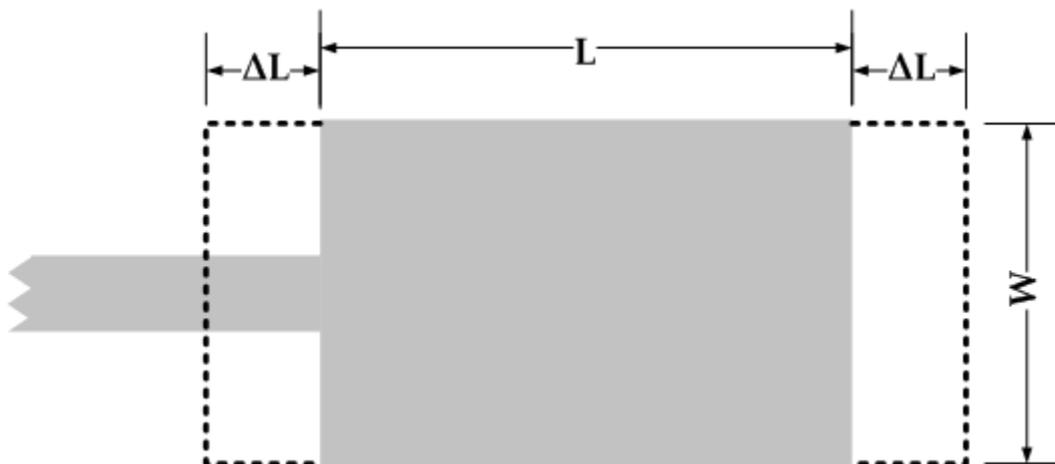


Fig. V-7: excès de longueur dû aux effets de bords

Remarquons que le second terme de la permittivité effective est négligé dans l'expression de la largeur du patch, l'onde se propageant dans le sens de la longueur. Notons aussi que ces expressions sont empiriques. L'analyse par ligne de transmission est reconnue moins précise que d'autres comme le modèle de cavité mais est la plus simple et permet une compréhension intuitive du phénomène physique.

D'autre part, l'excitation de la structure peut se faire par un câble coaxial depuis la face arrière par l'intermédiaire d'un via ou encore par une ligne microruban. Nous avons choisi cette dernière configuration, tout en nous assurant que l'impédance d'entrée du patch est adaptée au VNA (calibré à 50Ω). Une solution d'adaptation est l'insertion d'encoches, de part et d'autre de la ligne d'excitation et "entrant" dans le patch (Fig. V-8). On déplace la résistance d'entrée d'une distance, y_0 depuis le bord du patch [Balanis – 05] (programme en annexes)

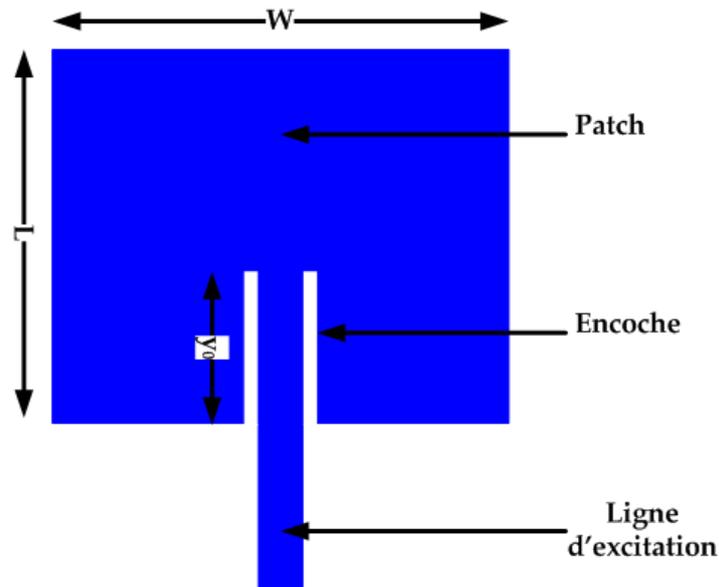


Fig. V-8: design d'un patch rectangulaire à encoches d'adaptation

2. Résultats obtenus avec le logiciel CST Microwave Studio

Une fois le problème électromagnétique défini (Fig. V-9 (a)), la simulation est lancée. Remarquons que ce simulateur nous permet d'intégrer le facteur de pertes diélectriques à une fréquence donnée, ainsi que la conductivité du matériau conducteur, ce qui nous permet d'optimiser la conception du patch, puis de nous approcher un peu plus de l'antenne réelle.

Le premier résultat de simulation est le coefficient de réflexion sur la plage de fréquences définie au préalable. (Fig. V-9 (b))

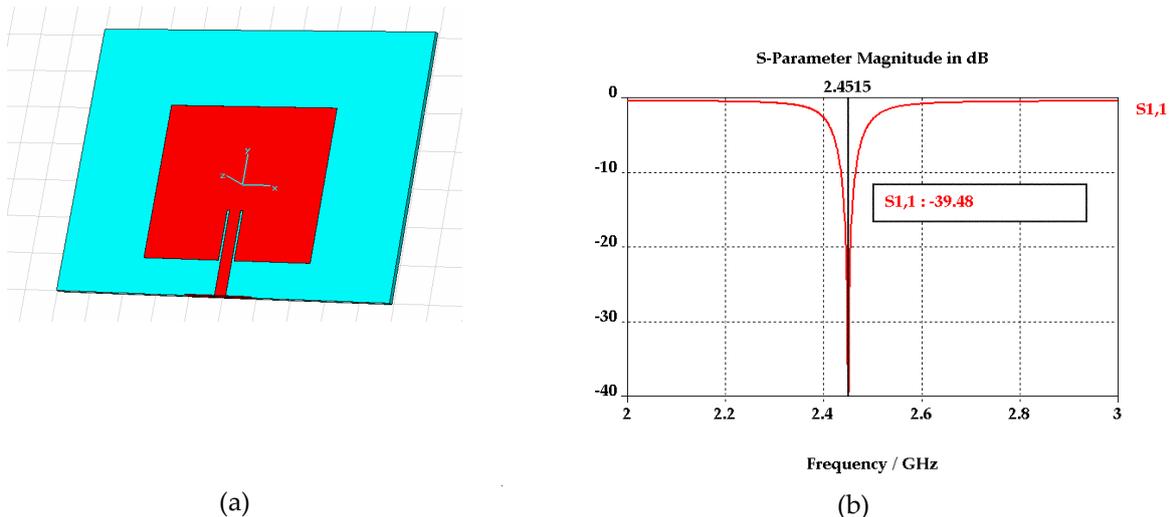


Fig. V-9: dessin d'une antenne patch avec CST (a) et son coefficient de réflexion (f) en fonction de la fréquence

Viennent également les diagrammes de rayonnement, en champ lointain, en deux (Fig. V-10 (a)) et trois dimensions (Fig. V-10 (b)). Ils nous renseignent sur les valeurs de gain, de directivité et des efficacités.

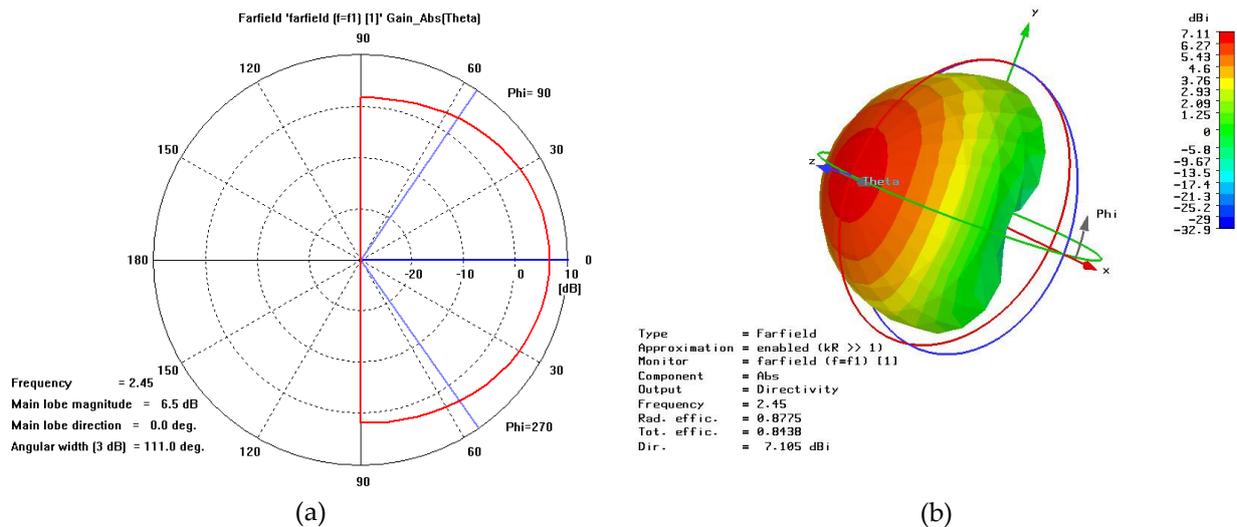


Fig. V-10: diagramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions type dans la zone de Fraunhofer

Pour une antenne patch optimisée et adaptée, comme présentée ci-dessus, nous obtenons un coefficient de réflexion de -39.48 dB, une largeur de bande de 1.3% , un ROS de 1.02 , un gain de 6.5 dB, une directivité de 7.1 dBi et une efficacité totale autour de 84% , à 2.45 GHz. Tous ces paramètres sont typiques d'une structure de patch à forme rectangulaire [Tabl. III-2, Balanis – 05].

Les dimensions optimisées pour des antennes patch rectangulaires sur PC et PBT à 2.45 GHz sont compulsées dans le tableau ci-dessous (Tabl. V-1) et représentées sur la figure Fig. V-11 .

Paramètres	PC	PBT
L (mm)	36.65	35.48
W (mm)	46	44
W_1 (mm)	1.1	1.1
w_0 (mm)	3.18	3.01
y_1 (mm)	9.4	9.11
y_0 (mm)	13.19	12.8
f (GHz)	2.4505	2.4505
S_{11} (dB)	-36.05	-35.16
ROS	1.032	1.036
BP (%)	1.26	1.27
G (dB)	6.32	5.65

 Tabl. V-1: paramètres géométriques de réflexion et de transmission d'antennes patches rectangulaires optimisées sur PC et PBT, à 2.45 GHz

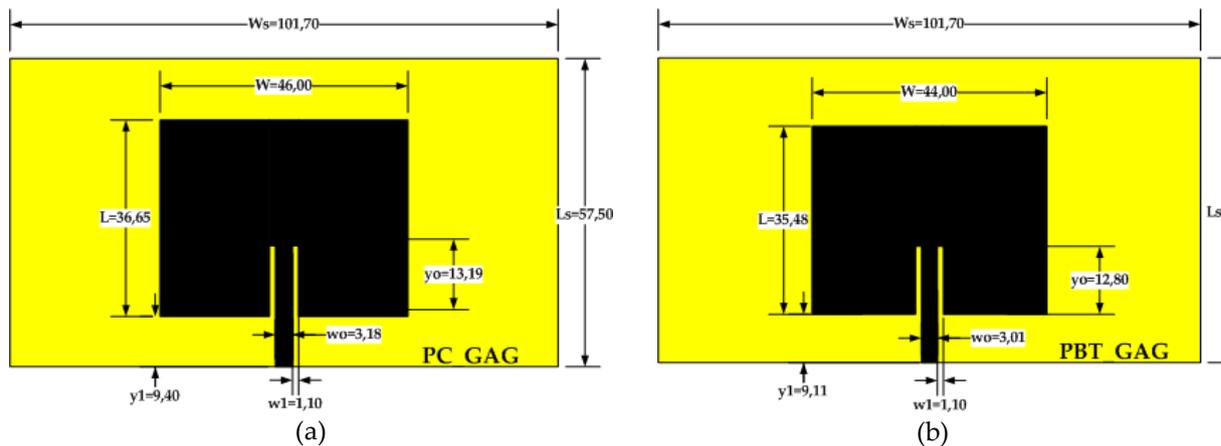


Fig. V-11: formes et paramètres géométriques associés d'antennes simulées sur PC (a) et PBT (b)

A titre indicatif, nous avons également ajouté les dimensions d'antennes patch sur PC et PBT résonant à 5.8 GHz (Tabl. V-2).

Paramètres	PC	PBT
L (mm)	15.65	15.50
W (mm)	19	18.4
w_1 (mm)	0.7	0.7
w_0 (mm)	3.4	3.37
y_1 (mm)	4.35	4.05
y_0 (mm)	5.5	5.49
f (GHz)	5.8008	5.8008
S_{11} (dB)	-37.84	-29.13
ROS	1.026	1.072
BP (%)	2.59	2.56
G (dB)	5.89	5.71

Tabl. V-2: paramètres géométriques, de réflexion et de transmission d'une antenne sur PC et PBT à 5.8 GHz

Confortés dans les résultats du simulateur, nous avons alors intégré les paramètres géométriques, diélectriques et conducteurs pour simuler des antennes patch à forme rectangulaire, à des fins de réalisation.

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre précédent, il existe plusieurs méthodes de réalisation d'antennes. Une des plus connues en laboratoire et en électronique (attaque chimique de cuivre - 'etching') a mené à la première réalisation d'antennes de tests sur substrats en verre époxy et en PTFE (duroid) pour vérifier les résultats.

D'autres antennes ont été réalisées par sérigraphie d'encre à base de conducteurs différents: l'argent et le carbone, sur substrats de PC et de PBT.

Enfin quelques antennes ont été formées par laminage de scotch d'aluminium, à colle non conductrice, également sur PC et PBT.

III. Caractérisation d'antennes

Avant de présenter les différentes structures réalisées, arrêtons-nous sur les méthodes expérimentales qui nous permettent de mesurer les paramètres d'antennes.

A. Méthodes de mesures des paramètres

1. Mesure du gain absolu: méthode des deux antennes

Le gain d'une antenne est sans conteste l'un de ses paramètres les plus importants car il décrit ses performances de rayonnement. Il existe différentes méthodes pour le mesurer et le choix s'oriente essentiellement en fonction de la fréquence de travail. Par exemple, pour des mesures à des fréquences supérieures au Gigahertz, on choisit la méthode dite « en espace libre ».

Pour les fréquences inférieures au Gigahertz, il devient difficile de reproduire les conditions en espace libre, à cause des grandes longueurs d'onde associées. Entre 100 MHz et 1 GHz, sont préférées les techniques dites de « réflexion du sol » et de chambre anéchoïde.

La mesure du gain absolu est basée sur la formule de transmission de Friis, qui intègre l'hypothèse que le système de mesure utilise à chaque fois deux antennes. Ces dernières sont séparées d'une distance R, telle que la mesure s'effectue dans la zone de Fraunhofer. Bien évidemment la mesure du gain absolu sera obtenue lorsque les antennes seront orientées dans la direction maximale de rayonnement.

Dans la configuration décrite ci-dessus, la formule de transmission de Friis [Balanis - 05] s'écrit sous la forme (Eq. V-5):

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \cdot G_t \cdot G_r \quad (\text{sans dimension}) \quad \text{Eq. V-5}$$

qui s'écrit en décibels (Eq. V-6):

$$(G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) - 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad \text{Eq. V-6}$$

où,

G_t et G_r sont les gains respectifs des antennes de transmission et de réception,

P_t et P_r respectivement les puissances transmises et reçues (en Watt),

R est la distance à laquelle les antennes sont séparées (en mètres)

et λ la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement (en mètres).

Lorsque les deux antennes utilisées sont identiques, on suppose leurs gains respectifs également identiques ($G_t = G_r$) et l'équation ci-dessus se simplifie comme suit (Eq. V-7):

$$(G_t)_{dB} = (G_r)_{dB} = \frac{1}{2} \cdot \left(10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) - 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \right) \quad \text{Eq. V-7}$$

En utilisant les paramètres S_{ij} , il vient que (Eq. V-8):

$$(G_t)_{dB} = (G_r)_{dB} = -10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + \frac{(S_{21})_{dB}}{2} \quad \text{Eq. V-8}$$

où $(S_{21})_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right)$, est le coefficient de transmission en décibels, mesuré au

VNA.

Notons qu'il existe, dans le cas où les antennes ne sont pas identiques, une autre méthode qui utilise trois antennes (annexes).

Nous avons utilisé la méthode des deux antennes pour mesurer les gains des antennes alors réalisées : nous avons positionné deux antennes identiques face à face, distantes de 0.93m.

La mesure est cependant sujette à des erreurs provenant aussi bien de l'instabilité en fréquence du système de mesure que de la sortie de la zone de Fraunhofer, d'une déviation dans l'alignement des antennes, d'une désadaptation de l'impédance et de la polarisation ou encore des différents objets à proximité de la zone de mesures créant des interférences.

2. Mesures de la directivité

La directivité est un paramètre qui ne peut se déterminer seul, sans mesure, ie. de manière analytique. Elle peut cependant être approximée grâce à la connaissance des angles d'ouvertures :

$$D = \frac{4\pi}{\theta_{1r} \cdot \theta_{2r}} \quad \text{Eq. V-9}$$

où θ_{1r} et θ_{2r} sont les angles d'ouvertures à moitié de puissance respectivement de deux plans perpendiculaires. Ces angles sont exprimés en radian.

3. Mesure de l'efficacité de rayonnement d'une antenne

L'efficacité d'une antenne est déterminée comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par l'antenne et la puissance totale acceptée par l'antenne à ses bornes d'entrée. Rappelons que l'efficacité de rayonnement d'une antenne n'est qu'une partie de l'efficacité totale de l'antenne. En effet l'autre partie prend en compte les désadaptations éventuelles et donc fait partie intégrante de la conception de l'antenne. L'efficacité d'une antenne peut être

calculée en utilisant la direction maximale de rayonnement comme référence, c'est-à-dire le rapport entre le gain G et la directivité D :

$$e_r = \frac{G}{D} \quad \text{Eq. V-10}$$

4. Mesure de l'impédance

Le coefficient de réflexion est directement fourni par la VNA. En précisant l'impédance caractéristique, on obtient également au VNA, l'impédance correspondant au coefficient de réflexion.

B. Environnement de mesure

Les mesures se sont déroulées en environnement "électromagnétiquement" bruité. Cela signifie que les antennes se trouvaient au même endroit que le VNA et le manipulateur, et non en chambre anéchoïde. Cette dernière a été mise en place pendant les travaux de recherche et est, à ce jour, en cours de finition (antennes de référence (cornet) en attente).

Un banc en bois a été conçu pour soutenir les antennes et permettre au manipulateur d'effectuer les mesures librement (Fig. V-12). La photographie ci-dessous présente le banc avec deux antennes face à face sur leurs supports et le VNA en arrière plan.

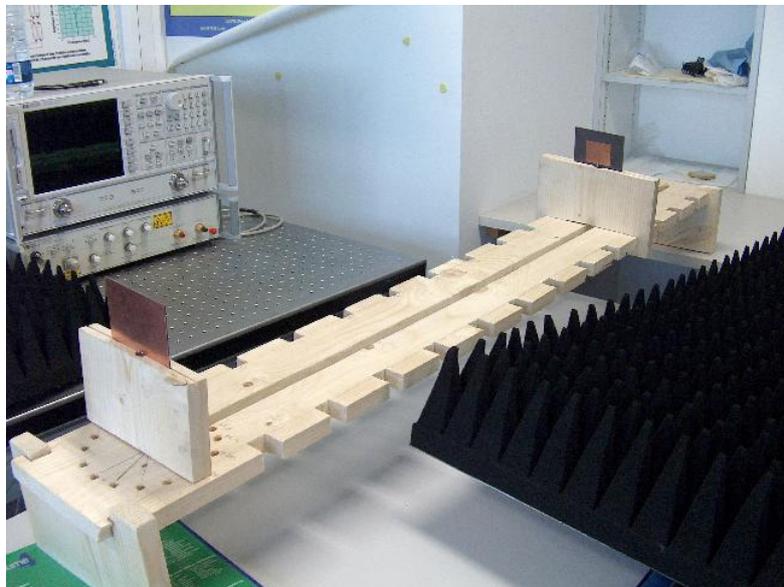


Fig. V-12: photographie du banc en bois, avec des antennes sur leurs supports, séparés de 93 cm

Dans les gammes de fréquences qui nous intéressent, une distance entre les antennes de l'ordre du mètre est envisagée, et est définie par la longueur des câbles.

Le banc conçu de telle sorte que nous pouvons faire varier un des angles de rotation θ , d'un pas de 11.25° : pour ne pas fragiliser le banc et faciliter le perçage, les trous (Fig. V-13,

Fig. V-14), sont disposés tous les 22.5° à partir de 11.25° sur la partie supérieure, et ceux de la partie inférieure, le sont à partir de 0° .

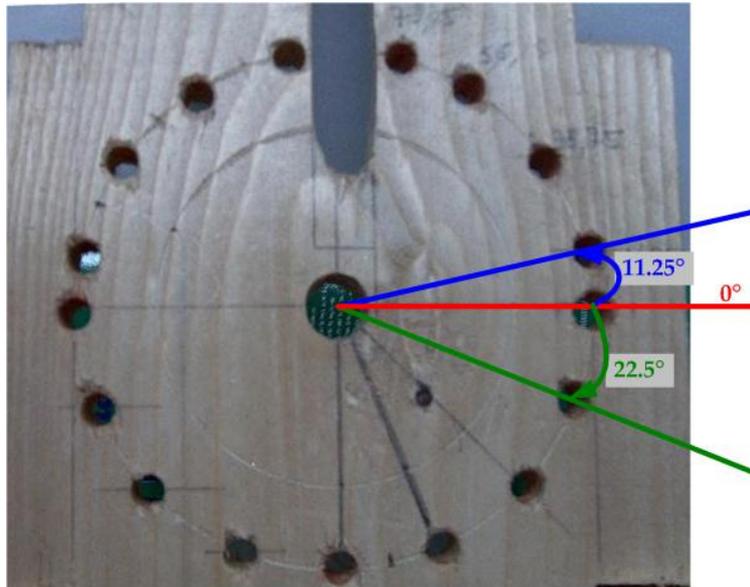


Fig. V-13: vue de dessus de la partie du banc permettant la variation de l'angle θ

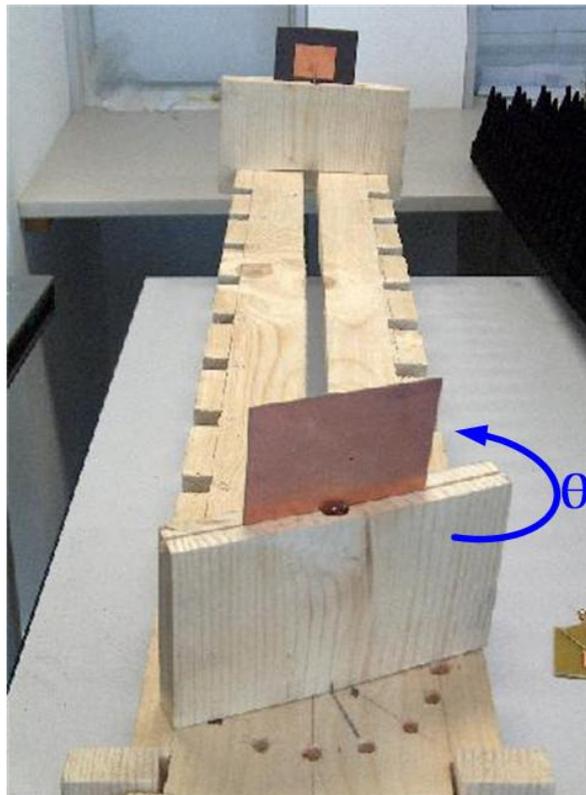


Fig. V-14: image de 2 antennes, dont une (premier plan) en rotation d'un angle θ par rapport à l'autre (arrière plan)

Ceci nous permet donc de mesurer l'atténuation de la transmission en fonction de l'angle et de calculer l'angle d'ouverture de l'antenne, dans une direction donnée.

C. Présentation et résultats des différentes structures réalisées

Nous présentons ci-dessous les différentes structures réalisées par ordre d'apparition chronologique.

Nous avons tout d'abord mesuré la réflexion sur chaque antenne, à savoir le paramètre S_{11} pour calculer le ROS à la fréquence de résonance. Nous présentons ici en fonction de chaque matériau constituant l'antenne une comparaison entre les paramètres attendus (simulation) et ceux mesurés. Nous avons pris comme référence maximale acceptable un ROS de 2 donc un S_{11} maximum de -10 dB. Si le paramètre S_{11} est supérieur à cette valeur, nous considérons que l'élément ne remplit pas sa fonction de rayonnement.

Nous avons également mesuré la transmission du signal entre 2 antennes identiques, éloignées de 93 cm l'une de l'autre.

1. Antennes réalisées par sérigraphie d'encre à base d'argent sur PC et PBT

Nous présentons, dans cette partie, les résultats de mesures d'antennes réalisées par sérigraphie d'encre conductrice à base d'argent sur les deux substrats bas-coût sélectionnés au chapitre précédent: le PC (Fig. V-15(a)) et le PBT (Fig. V-15(b)).



Fig. V-15: encre conductrice à base d'argent déposée sur PC (a) et PBT (b)

Les mesures des paramètres S_{11} nous ont permis de calculer les ROS respectifs et de vérifier l'adaptation des antennes au VNA

Les mesures des paramètres S_{21} , en fonction de l'angle θ nous ont permis de calculer le gain absolu dans la direction de rayonnement principale, de vérifier la concordance avec les simulations, et donc d'extrapoler les autres paramètres.

Il est en effet important de mettre en évidence un facteur critique lors des manipulations: le connecteur. Ce dernier ne peut être soudé à l'encre conductrice sous peine de l'arracher. Le bras de levier créé par le câble à travers le connecteur nous a empêché jusqu'à présent de coller le connecteur à l'encre. Est restée donc une autre solution: apposer le connecteur sur l'encre conductrice. Dans cette configuration, il est mécaniquement possible de faire tenir l'antenne sur le connecteur, mais l'adhérence est perdue si l'on tente de tourner l'antenne de 90° , ce qui nous empêche de mesurer l'autre angle d'ouverture et donc la directivité.

a. Résultats du premier groupe sur PC

Nous présentons ci-dessous les différents paramètres mesurés entre 2 et 3 GHz, pour une antenne du premier groupe (cf. chapitre III) réalisée par sérigraphie d'encre conductrice à base d'argent sur du PC: le paramètre S_{11} (Fig. V-16(a)), le paramètre S_{21} (Fig. V-16(b)) dans la direction maximale de rayonnement, les parties réelles (Fig. V-17(a)) et imaginaires (Fig. V-17(b)) de l'impédance de l'antenne et enfin le paramètre S_{21} normalisé par rapport à son maximum en fonction de l'angle de rotation θ , de -90° à $+90^\circ$ (Fig. V-18).°

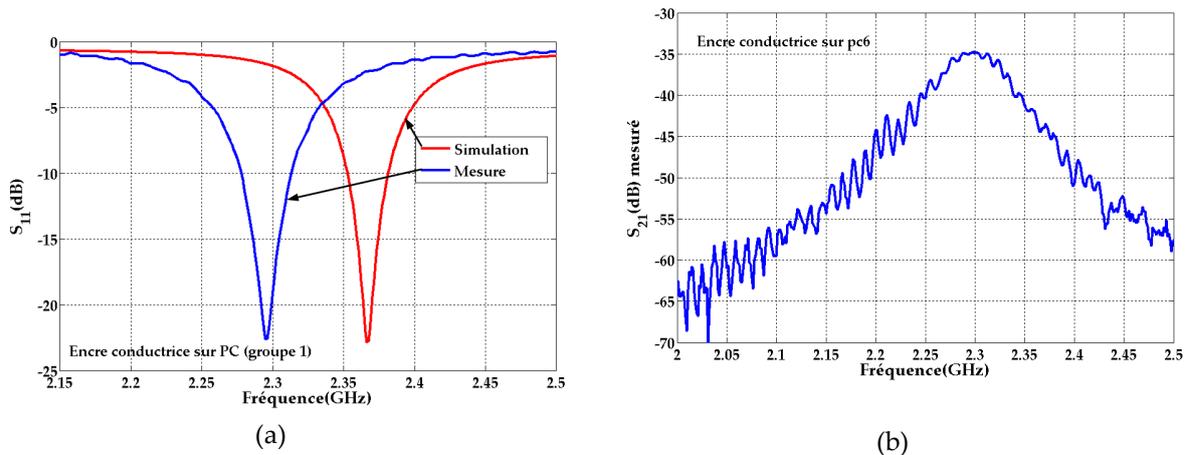


Fig. V-16: paramètre S_{11} (a) et S_{21} (b) entre 2 et 3 GHz pour de l'encre conductrice sur PC

L'adaptation de l'antenne mesurée est sensiblement celle simulée, mais nous notons un décalage en fréquence, entre simulation et mesure, non négligeable, de 3.1%.

La mesure en transmission présente, dans la direction maximale de rayonnement, un paramètre S_{21} avoisinant -35 dB. Remarquons une nouvelle fois que l'environnement de mesures est bruité, perturbé par la présence du VNA, du manipulateur et d'autres objets.

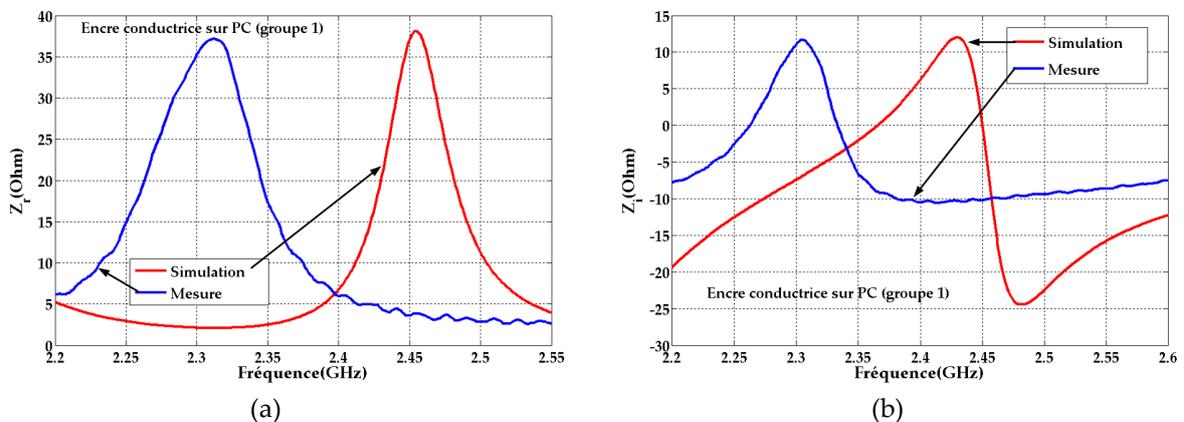


Fig. V-17: parties réelles (a) et imaginaires (b) de l'impédance d'entrée, entre 2 et 3 GHz

La comparaison des impédances mesurées et simulées de l'antenne confirme la bonne adaptation de l'antenne mais également le décalage en fréquence entre les deux courbes.

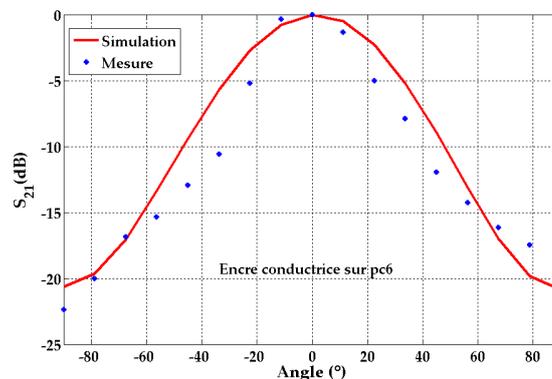


Fig. V-18: paramètre S_{21} , normalisé, en fonction de l'angle θ , de -90° à $+90^\circ$ d'antenne en encre conductrice sur PC

La courbe du paramètre S_{21} mesuré, normalisé par rapport à sa valeur maximale, en fonction de l'angle θ , concorde bien à celle relative au paramètre simulé.

Nous présentons, dans le tableau ci-dessous (Tabl. V-3), une comparaison récapitulative des différents paramètres d'une antenne, du premier groupe, réalisée par sérigraphie d'encre conductrice à base d'argent sur PC.

Paramètres	Simulation	Mesure	Δ simulation – mesure
S_{11} (dB)	-22.83	-22.62	0.21
BP (%)	1.23	1.53	0.3
ROS	1.155	1.160	0.005
f (GHz)	2.366	2.295	71 MHz
G (dB)	6.466	2.291	4.175

Tabl. V-3: tableau récapitulatif des paramètres d'une antenne du premier groupe en encre conductrice sur PC

Comme nous l'avons remarqué sur les figures représentées ci-dessus, l'adaptation de l'antenne mesurée concorde avec celle simulée, comme nous le confirme le tableau.

En revanche, on distingue un net décalage en fréquence entre les deux courbes (3%). Deux facteurs peuvent en être la cause. Le premier est l'erreur sur le calcul de la permittivité, estimée à 0.87% (cf. Tabl. IV-1). Le second facteur est l'incertitude sur les mesures des formes géométriques de l'antenne. En effet, il existe un décalage entre la forme de l'antenne soumise au dépôt et celle réalisée. Les interfaces encre - substrats ne sont pas nettes, entraînant des erreurs sur la mesure des dimensions pouvant aller jusqu'à 1 mm.

L'utilisation du simulateur nous permet d'estimer l'influence des erreurs commises par le décalage de la fréquence, par rapport à la simulation "absolue".

Une première simulation prend en compte l'erreur sur la permittivité. Le décalage engendré en fréquence est de 0.25%. Une deuxième simulation prend en compte à la fois l'erreur sur la permittivité mais également celle commise sur la mesure de la longueur L. Le décalage en fréquence est maintenant de 4.48%. Une dernière simulation prend en compte les erreurs de la deuxième simulation et une erreur sur la mesure de la largeur W. Le décalage

maximal en fréquence est à 4.65%. Nous avons rassemblé les trois courbes liées aux erreurs sur la même figure pour les comparer à la courbe de référence (Fig. V-19).

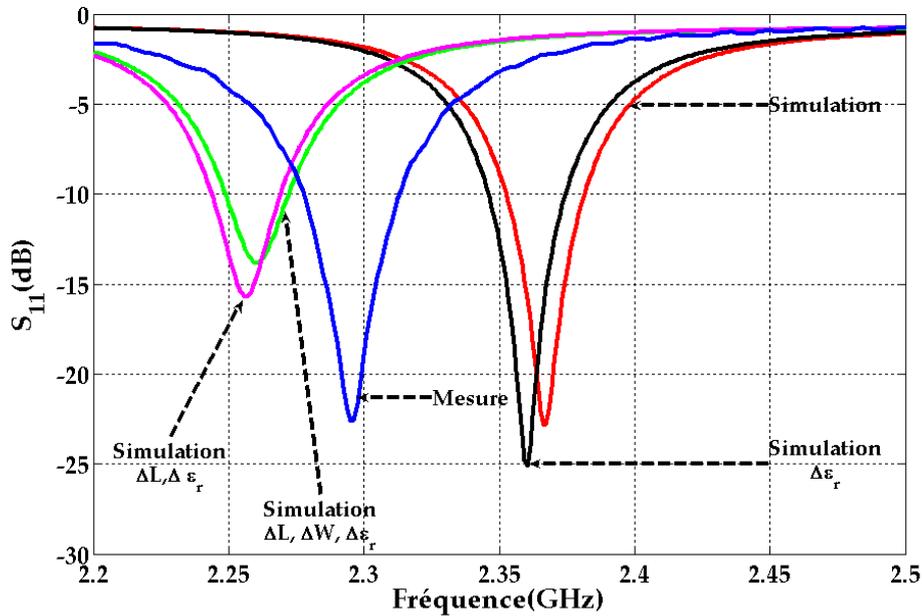


Fig. V-19: prise en compte des différentes erreurs et comparaison aux réponses absolues simulées et mesurées

La courbe relative à la mesure se trouve bien dans la plage d'incertitude.

Enfin nous remarquons que la valeur du gain mesuré est petite comparée aux résultats de simulation. Or l'environnement de mesure est bruité, par la présence de tout type d'objet, et nous supposons qu'il l'est assez pour parasiter la transmission du signal. Une mesure très récente en chambre anéchoïde nous a permis d'obtenir, sur les mêmes antennes identiques, un gain de 5.75 dB, réduisant ainsi l'écart entre la simulation et la mesure à 0.72 dB (~11%). Nous avons également vérifié que le coefficient de transmission était égal: $(S_{21})_{dB} = (S_{12})_{dB}$

b. Résultats du premier groupe sur PBT

Les mêmes mesures que précédemment ont été menées sur des antennes réalisées par sérigraphie d'encre conductrice à base d'argent sur PBT. D'après les résultats présentés dans le chapitre IV (Tabl. IV-1), le PBT est un diélectrique plus "dispersif", en terme de facteur de pertes diélectriques, que le PC. On s'attend donc à une dégradation du paramètre S_{11} , à la fréquence de résonance. La mesure en confirme l'hypothèse (Fig. V-20).

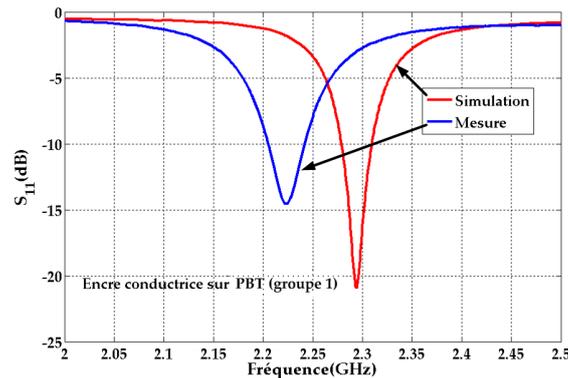


Fig. V-20: paramètre S_{11} d'une antenne du premier groupe en encre conductrice sur PBT

Nous remarquons également dans ce cas, le décalage en fréquence entre les courbes de simulation et de mesure, que nous attribuons à l'erreur faite sur la mesure de la forme d'antenne réalisée.

Le tableau récapitulatif des paramètres de l'antenne (Tabl. V-4), présente la dégradation des paramètres de réflexion (largeur de bande de fréquences, ROS), par la désadaptation.

Paramètres	Simulation	Mesure	Δ simulation – mesure
S_{11} (dB)	-20.9423	-14.5620	6.3803
BP (%)	1.33	1.64	0.31
ROS	1.1971	1.4601	0.2630
f (GHz)	2.2943	2.2238	70.5 MHz
G (dB)	5.55	1.065	4.48

Tabl. V-4: tableau récapitulatif des paramètres d'une antenne du premier groupe en encre conductrice sur PBT

D'autre part, le gain mesuré reste faible par rapport à celui attendu, ce que nous justifions par l'environnement de mesures bruité.

c. Comparaison entre le premier et le second groupe sur PC

Enfin, nous présentons ci-dessous, une comparaison des paramètres d'antennes réalisées avec les mêmes matériaux – encre conductrice à base d'argent et PC – mais dont l'épaisseur d'encre conductrice est différente (Tabl. IV-4, Tabl. IV-5). Pour le premier groupe, l'épaisseur d'encre excède l'épaisseur de peau, pour le second, c'est le contraire.

Nous présentons ci-dessous, les paramètres S_{11} des différents groupes (Fig. V-21)

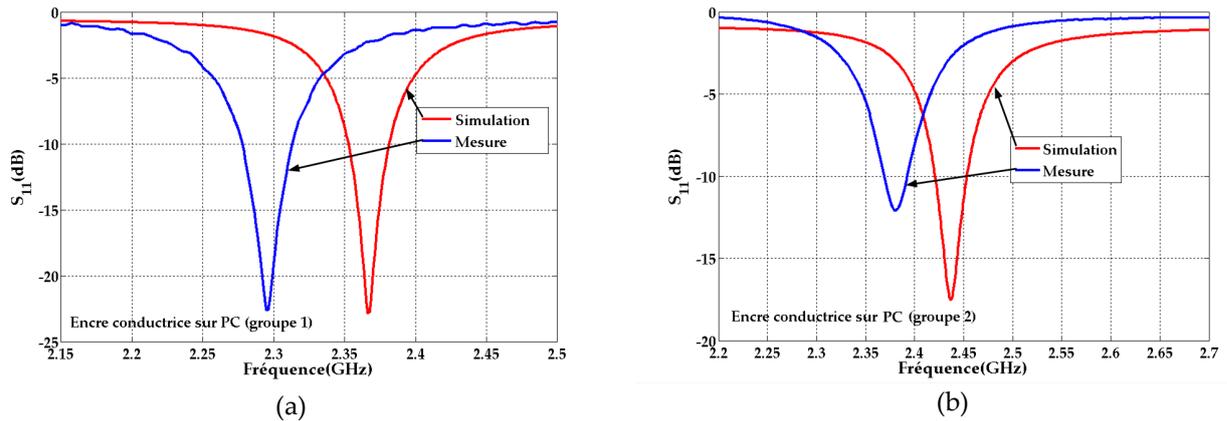


Fig. V-21: réponses du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence, pour deux groupes différents: l'épaisseur d'encre conductrice excède (a) ou non (b) l'épaisseur de peau

Les résultats des mesures sont comparés à ceux obtenus lors des simulations (Fig. V-21) et compilés dans le tableau ci-dessous (Tabl. V-5) sous la forme des paramètres en réflexion et en transmission comme le paramètre S_{11} , la largeur de bande de fréquences et, en champ lointain, le gain absolu.

Echantillons sur PC	1 ^{er} groupe	2 nd groupe
S_{11} (dB)	-22.62	-13.19
BP (%)	1.53	0.98
ROS	1.16	1.56
S_{21} (dB)	-34.39	-34.71
G (dB)	2.48	2.29

Tabl. V-5: comparatif des paramètres d'antennes sur PC du 1^{er} et du 2nd groupe

Ainsi, nous remarquons que le premier groupe présente un plus petit coefficient de réflexion et donc un meilleur ROS que le second groupe. Les paramètres de transmission restent pour les deux groupes, l'environnement en champ lointain aidant, semblables.

2. Antennes réalisées par sérigraphie d'encre conductrice à base de carbone sur PC et PBT

Des tests de dépôt d'encre à base de carbone ont été réalisés sur PC (Fig. V-22 – côté gauche) et PBT (Fig. V-22 – côté droit).



Fig. V-22: encre conductrice à base de carbone déposée par sérigraphie sur PC et PBT

Les mesures de conductivité de l'encre ont donné des valeurs de conductivités très faibles ($\sim 1 \text{ Scm}^{-1}$). Ceci entraîne une hausse de l'épaisseur d'encre à déposer (plus de 1 mm). Ce surcroît d'encre provoque, lors du dépôt, des contours irréguliers aussi bien sur PC que PBT et des encoches quasiment inexistantes sur le PBT.

Pour les deux substrats, les mesures des paramètres S_{11} et S_{21} ne présentent respectivement aucun minimum et maximum entre 2 et 3 GHz.

Nous en concluons que la faible conductivité de l'encre à base de carbone ne suffit pas à faire rayonner le patch.

3. Antennes réalisées par laminage de ruban adhésif en aluminium sur PC et PBT

Une autre méthode de dépôt de matière conductrice a été testée: le laminage de ruban adhésif conducteur. Nous avons testé deux types de rubans: du ruban en aluminium dont la colle n'est pas conductrice et du ruban en cuivre dont la colle est conductrice.

a. Ruban adhésif en aluminium

Ainsi, du ruban adhésif conducteur, appelé communément 'scotch,' a été plaqué sur des substrats de PC et de PBT. Les formes du scotch ont été découpées au laser. La partie adhésive du scotch n'est pas conductrice ce qui devrait se répercuter sur les résultats de mesures d'antennes.



Fig. V-23: antennes patch rectangulaires réalisées par laminage de ruban adhésif en aluminium sur PC (a) et PBT (b)

Nous avons mesuré les paramètres de réflexion de ces antennes. Le paramètre S_{11} entre 2 et 3 GHz (Fig. V-24), pour une antenne à substrat PC, est fortement atténué comparé à la simulation.

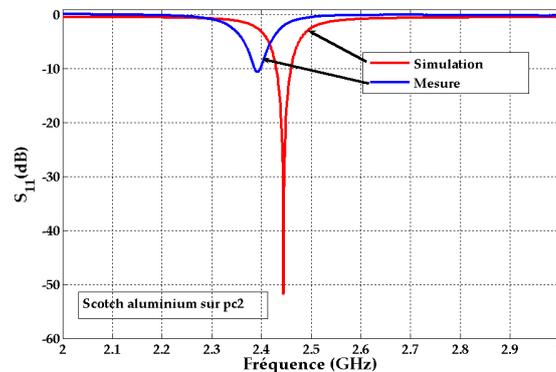


Fig. V-24: image (a) et réponse en fréquence du paramètre S_{11} (b), d'une antenne rectangulaire dont la partie conductrice est en aluminium (scotch à colle non conductrice)

Le tableau ci-dessous (Tabl. V-6) récapitule les paramètres de réflexion.

Paramètres	Simulation	Mesure	Δ simulation – mesure
S_{11} (dB)	-51.82	-10.60	41.22
BP (%)	1.20	0.44	0.76
ROS	1.005	1.837	0.83
f (GHz)	2.444	2.3925	51.9 MHz

Tabl. V-6: tableau récapitulatif des paramètres d'une antenne du premier groupe en encre conductrice sur PBT

Ainsi, on observe non seulement un décalage de la fréquence de résonance, dont on connaît l'origine, mais en plus une dégradation du coefficient de réflexion. Ni la conductivité, ni l'épaisseur du scotch ne semblent être à l'origine de cette dégradation puisqu'il s'agit d'aluminium quasi-massif, et les valeurs ont été vérifiées.

En revanche, comme nous l'avons énoncé plus haut, la colle du scotch n'est pas conductrice.

La prise en compte lors de la simulation d'épaisseurs de 20 et 60 μ m de colle non conductrice, ayant une permittivité relative entre 2 et 3, confirme les résultats obtenus, à savoir une dégradation du coefficient de réflexion et un décalage de la fréquence de résonance (Fig. V-25).

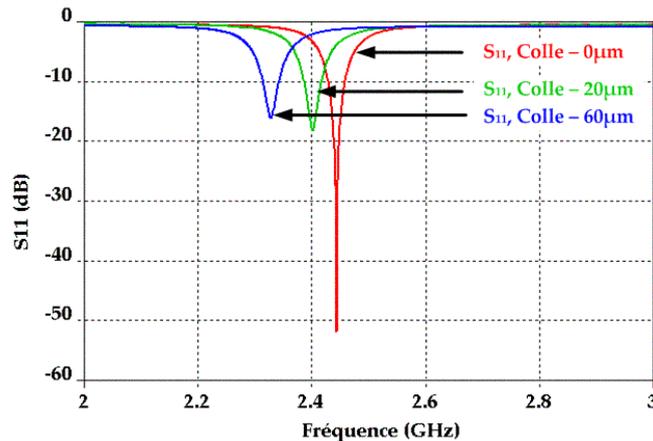


Fig. V-25: influence d'une couche de colle non conductrice entre le substrat et le patch

b. Ruban adhésif en cuivre

A des fins de vérification de l'influence de la colle sur les propriétés de l'antenne, nous avons réitéré l'expérience cette fois, du scotch conducteur en cuivre, à colle conductrice sur PC. La mesure du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence, nous conforte dans nos déductions (Fig. V-26)

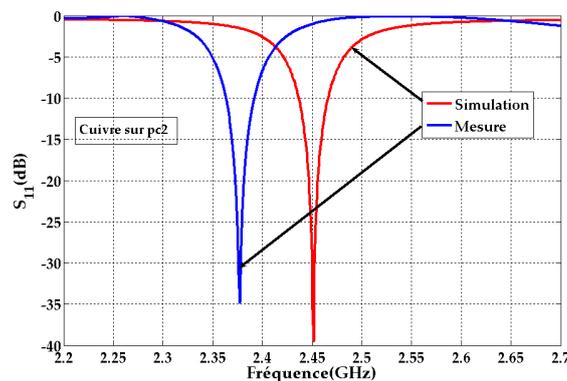


Fig. V-26: paramètres S_{11} entre 2 et 3 GHz pour une antenne réalisée par laminage de ruban adhésif en cuivre, à colle conductrice, sur PC

Le tableau ci-dessous (Tabl. V-7), récapitule les paramètres de réflexion de l'antenne.

Paramètres	Simulation	Mesure	Δ simulation - mesure
S_{11} (dB)	-39.477	-34.814	4.66
BP (%)	1.20	1.21	0.01
ROS	1.021	1.037	0.015
f (GHz)	2.4515	2.3775	74 MHz

Tabl. V-7: tableau récapitulatif des paramètres d'une antenne du premier groupe en encre conductrice sur PBT

L'antenne réalisée est bien adaptée et présente de ce fait des ROS et bande passante de fréquences en accord avec les résultats de simulation.

Ce dernier cas présente de très bons paramètres, mais la méthode de réalisation d'antenne reste artisanale et coûteuse comparée à des méthodes industrielles comme la sérigraphie.

IV. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la conception d'antennes à patch rectangulaires, excités par des lignes microruban, sur des matériaux plastiques, aux propriétés diélectriques connues, en utilisant des matériaux conducteurs non nobles aux propriétés conductrices également connues. Nous nous sommes servis du simulateur électromagnétique CST Microwave Studio pour optimiser les formes d'antennes, calculées au préalable. Cette phase, une fois validée nous a permis de réaliser, ou de faire réaliser, les antennes planaires simulées. Nous avons obtenu plusieurs structures sur PC et PBT que nous comparons ci-dessous en fonction de leurs paramètres mesurés:

- Encre conductrice à base d'argent, de différente épaisseur (EC-Ag1 et EC-Ag2)
- Encre conductrice à base de carbone (EC-C)
- Ruban adhésif en aluminium à colle non conductrice (RA-Al)
- Ruban adhésif en cuivre à colle conductrice (RA-Cu)

Nous avons ensuite présenté les méthodes et l'environnement de mesures. S'en sont suivis les résultats de mesures. Nous présentons ci-dessous un tableau récapitulatif des différentes structures (Tabl. V-8), les classant en fonction de la méthode de réalisation de l'antenne (méthode de dépôt de la partie conductrice), la conductivité du conducteur, ainsi

que les paramètres de réflexion et de transmission des antennes. Les symboles , , , signifient respectivement que les résultats sont bons, que la structure réalisée ne remplit pas tout à fait nos critères de sélection; et enfin que les résultats sont inexploitable.

	EC-Ag1	EC-Ag2	EC-C	RA-Al	RA-Cu
Réalisation					
Epaisseur - conducteur Conductivité					
Réflexion					
Transmission					ND

Tabl. V-8: tableau comparatif des différentes structures rayonnantes

La structure la plus critique est celle réalisée par sérigraphie d'encre à base de carbone car la conductivité de cette dernière est trop faible pour engendrer de rayonnement.

Deux autres structures présentent des paramètres d'antennes plus faibles que ceux escomptés: l'antenne en encre conductrice à base d'argent dont l'épaisseur ne dépasse pas l'épaisseur de peau par endroits; et l'antenne réalisée par laminage de ruban adhésif en aluminium dont la colle n'est pas conductrice. Dans les deux cas, nous avons mis en évidence

les facteurs pouvant être les causes d'une dégradation des résultats: la faible épaisseur d'encre déposée d'un côté et la colle non conductrice de l'autre. Des solutions peuvent être apportées comme, tout d'abord la prise en compte de ces paramètres lors de la conception mais également le dépôt d'une plus grande épaisseur d'encre et l'utilisation de ruban adhésif à colle conductrice.

Enfin restent deux structures présentant de bons résultats. La première est l'antenne réalisée par laminage de ruban adhésif en cuivre à colle conductrice. La forme du patch est précise puisque découpée au laser mais l'application du scotch sur le substrat reste délicate et artisanale. Les résultats de réflexion laissent supposer des antennes de bonnes qualités.

La seconde structure est l'antenne réalisée par sérigraphie, procédé industriel, d'encre conductrice à base d'argent dont l'épaisseur excède l'épaisseur de peau à 2.45 GHz. Les résultats de mesures en réflexion concordent avec ceux simulés. Nous avons expliqué la dégradation du gain par l'environnement bruité d'un point de vue électromagnétique (donc réel). Une mesure récente du gain en chambre anéchoïde nous a confortés dans notre explication.

Les antennes présentées ici, simulées et mesurées, sont de type traditionnel par leur voie d'excitation (ligne microruban). Ce n'est cependant pas le cas pour des antennes dédiées à des tags RFID. L'adaptation de l'antenne ne se fait plus sur l'impédance 50Ω des câbles et VNA, mais en intégrant l'impédance caractéristique de la puce.

Chapitre VI:

Conception d'un Démonstrateur RFID

Sommaire du chapitre VI

<i>I. Introduction</i>	127
<i>II. Présentation de la puce</i>	127
A. Description	128
B. Modulation de charge	129
<i>III. Intégration</i>	131
A. Modulation PSK	131
B. Adaptation	132
<i>IV. Miniaturisation: différentes méthodes</i>	135
A. Méthode à géométrie fractale	135
B. Méthode des matériaux composites main droite – main gauche	138
C. Méthode de dipôles repliés	143
<i>V. Résultats</i>	143
A. Antennes sans adaptation à la puce	143
B. Antennes adaptées à la puce RFID	151
<i>VI. Conclusion</i>	158

Chapitre VI: Conception d'un Démonstrateur RFID

I. Introduction

Puisque la faisabilité d'antennes réalisées par sérigraphie d'encre conductrice à base d'argent sur plastiques planaires a été démontrée, nous envisageons de concevoir des antennes, avec les mêmes matériaux, qui, assemblées à la puce adéquate, formeraient des tags RFID à des fins de traçabilité.

Dans la perspective de concevoir un tag de la taille d'une carte de crédit par exemple, il nous faut tenir compte de la fréquence de travail, car elle régit la taille des antennes. Entre 868 MHz et 2.45 GHz, la longueur d'onde varie de 35 cm à presque 12 cm. Si nous voulons respecter la contrainte liée à la taille du tag, nous devons améliorer des formes comme les patches rectangulaires, par exemple, de trop grandes tailles en dessous du gigahertz.

Il nous faut donc utiliser une ou des méthodes de miniaturisation de taille d'antennes, tout en prenant en compte l'adaptation d'impédance antenne – puce électronique.

Nous allons tout d'abord décrire brièvement la puce utilisée.

Ensuite nous nous arrêterons sur la méthode d'adaptation, en fonction de la modulation de la puce.

Nous étudierons alors différentes méthodes de miniaturisation de taille d'antennes. Nous présenterons enfin les résultats de conception incorporant antenne et puce, pour plusieurs fréquences de travail.

II. Présentation de la puce

Il existe plusieurs puces électroniques fonctionnant dans la bandes UHF, mais moins dans la gamme microonde. Souhaitant travailler en UHF mais également en microondes, nous avons choisi une puce de marque ATMEL pour des raisons de disponibilité. Elle peut être utilisée dans différents domaines d'applications tels que:

- Gestion de la chaîne de stock
- Contrôle d'articles
- Barrières automatiques de péage
- Suivi de palettes
- Etc.

A. Description

Cette puce électronique RFID a été obtenue en boîtier. Sa longueur est de 2.9 mm et sa largeur de 2.9 mm et de 4.8 mm respectivement sans et avec la connectique.

Elle peut fonctionner à quatre fréquences différentes, couvrant les bandes UHF en Europe, Asie, USA et à 2.45 GHz, aussi bien en lecture qu'en écriture, bien que les distances de fonctionnement changent. Nous présentons ci-dessous les différentes distances de lecture et d'écriture en fonction de la fréquence de travail (Tabl. VI-1) et de la puissance autorisée.

Fréquence (MHz)	Puissance ERP maximale (W)	Continent	Distance de lecture maximale (m)	Distance d'écriture maximale (m)
869.40 – 869.65	0.5	européen	4	3.2
865.00 – 868.00	2	européen	7	5.6
902.00 – 928.00	1	nord - américain	8	6.4
950.00 – 956.00	1	asiatique	6	4.8

Tabl. VI-1: tableau comparatif des distances de lecture et d'écriture, dans la gamme de fréquences UHF

Nous remarquons qu'à niveau de puissance égal, (USA et Asie), les distances de lectures de sont pas égales; cependant chose normale puisque les distances dépendent des antennes, donc de la fréquence de résonance.

Cette puce électronique RFID contient une mémoire EEPROM de 1 kbit, peut supporter des données d'identification, et contient une fonction d'anticollision. Nous reconnaissons dans son diagramme en blocs (annexes) une partie front-end qui permet la connexion à l'antenne et traduit le signal véhiculé par l'antenne. Nous reconnaissons également des unités de récupération d'énergie et de stockage des données.

En temps qu'utilisateur de la puce, nous avons besoin, pour la connecter à l'antenne, de connaître son impédance caractéristique. Il est à noter que cette puce fonctionne en rétrodiffusion, ou modulation de charge ("backscattering" en anglais). Les données du constructeur de l'impédance sont:

Fréquence (GHz)	0.868	0.915	0.960	2.45
Z (état 1) (Ω)	11 - j.145	10 - j.136	10 - j.128	10 + j.28
Z (état 2) (Ω)	12 - j.159	11 - j.150	11 - j.142	10 - j.34

Tabl. VI-2: impédances constructeur de la puce en fonction de la fréquence de fonctionnement

Nous remarquons que la puce présente bien deux états et que son impédance varie en fonction. Nous développerons cet aspect dans la section III.

B. Modulation de charge

Lorsqu'une onde électromagnétique se propage dans l'espace, elle rencontre de nombreux objets. Ils absorbent une partie de l'énergie véhiculée par l'onde et la dissipent par chaleur. L'autre partie de l'onde est "rétrodiffusée" dans toutes les directions de l'espace. Une petite partie de cette onde revient vers sa source d'émission. C'est ce phénomène qui est utilisé pour transmettre les données du tag au lecteur.

En général, la puce est directement reliée aux bornes de l'antenne. En supposant que l'antenne fonctionne en mode de réflexion, elle remplit alors le rôle de source, d'impédance complexe $Z_A = R_A + j \cdot X_A$, pour la puce, d'impédance complexe $Z_L = R_L + j \cdot X_L$. On peut alors écrire le circuit équivalent, présenté sur la figure.

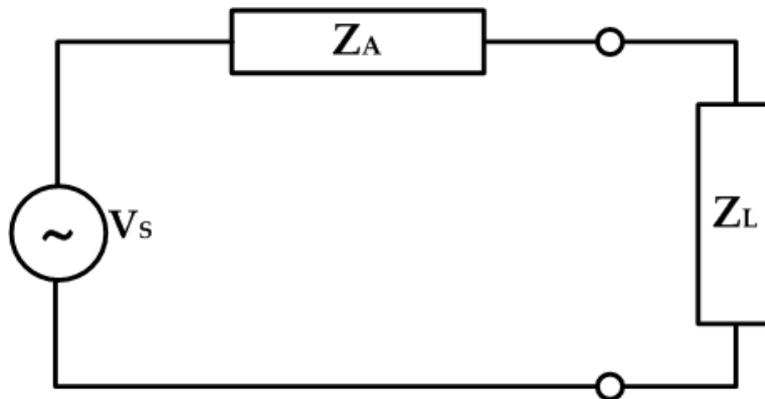


Fig. VI-1: schéma équivalent électrique de la connexion de l'antenne à la puce

Lorsqu'une onde arrive aux bornes de l'antenne, la puissance incidente génère un courant I dans le circuit. La tension V_S est la tension à vide et se détermine lorsque l'impédance de l'antenne est adaptée à celle de la puce ($Z_A = Z_L^*$). Dans ce cas, le courant I_0 circulant dans le circuit s'écrit:

$$I_0 = \frac{V_S}{2R_A} \quad \text{Eq. VI-1}$$

La puissance incidente P_{inc} s'écrit:

$$P_{inc} = \frac{V_S^2}{8R_A} \quad \text{Eq. VI-2}$$

Si l'impédance de charge est modulée, alors $Z_A \neq Z_L^*$ et le courant circulant dans le circuit change:

$$I = \frac{V_S}{|Z_A + Z_L|} = I_0 \frac{2R_A}{|Z_A + Z_L|} \quad \text{Eq. VI-3}$$

Or la puissance rayonnée, P_{ray} , est proportionnelle au carré de ce courant, donc au carré du courant I_0 , donc à la puissance incidente (Eq. VI-4) et ainsi à la densité de puissance incidente S_{inc} (Eq. VI-5) [Balanis-05].

$$P_{inc} = A_e S_{inc} \quad \text{Eq. VI-4}$$

$$P_{ray} = \sigma \cdot S_{inc} \quad \text{Eq. VI-5}$$

où A_e est l'ouverture effective évoquée au chapitre III

et σ est le RCS, pour "Radar Cross Section" qui quantifie la capacité qu'a une antenne à réfléchir le signal arrivant à ses bornes.

La puissance rayonnée à une distance r de l'antenne s'écrit d'une autre façon, en fonction de la densité de puissance rayonnée S_{ray} (Eq. VI-6):

$$P_{ray} = S_{ray} \cdot 4\pi r^2 \quad \text{Eq. VI-6}$$

A partir des équations Eq. VI-5 et Eq. VI-6, on en déduit le RCS:

$$\sigma = RCS = 4\pi r^2 \cdot \frac{S_{ray}}{S_{inc}} \quad \text{Eq. VI-7}$$

Une autre façon d'écrire la puissance rayonnée est d'utiliser l'équation la reliant à la directivité de l'antenne D [Balanis-05]:

$$P_{ray} = 4\pi \cdot \frac{U_{max}}{D} = 4\pi \cdot \frac{r^2 S_{ray}}{D} \quad \text{Eq. VI-8}$$

où U_{max} est l'intensité maximale de rayonnement et est proportionnelle à la densité de puissance rayonnée.

Lorsque l'impédance de l'antenne est adaptée à celle de la puce, alors la puissance rayonnée en retour égale la puissance incidente. A l'adaptation, en utilisant les équations Eq. VI-4, Eq. VI-7 et Eq. VI-8 le RCS s'écrit:

$$\sigma_{adapt} = \frac{4\pi r^2}{S_{inc}} \cdot \frac{DP_{ray}}{4\pi r^2} = DA_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} (A_e)^2 \quad \text{Eq. VI-9}$$

Si l'on reprend le cas du dipôle de longueur $\frac{\lambda}{2}$, évoqué au chapitre III, $A_e \approx 0.13\lambda^2$. Alors le RCS, à l'adaptation s'écrit:

$$\sigma_{adapt} = 4\pi(0.13)^2 \lambda^2 \quad \text{Eq. VI-10}$$

Etudions les cas extrêmes, c'est-à-dire quand la charge est un court circuit ou un circuit ouvert.

Lorsque la charge est un court-circuit, $Z_L = 0$, alors le courant circulant dans le circuit est maximal et le RCS s'écrit comme:

$$\sigma = \sigma_{adapt} \cdot \frac{P_{ray}}{P_{inc}} = 4\sigma_{adapt} \tag{Eq. VI-11}$$

Lorsque le circuit est en circuit ouvert, $Z_L \sim \infty$, le courant dans le circuit est nul. Or comme c'est lui qui est la source de la puissance rayonnée, cette dernière est nulle, le RCS aussi.

Nous compulsions dans le tableau ci-dessous les RCS des différents cas, pour un dipôle à $\frac{\lambda}{2}$, en UHF et microondes.

	869 MHz	915MHz	960MHz	2.45GHz
$\sigma_{adapt} \text{ (m}^2\text{)}$	0.0253	0.0228	0.0207	0.0032
$\sigma_{maxt} \text{ (m}^2\text{)}$	0.101	0.091	0.083	0.013

Tabl. VI-3: RCS à l'adaptation et maximal en UHF et microondes pour un dipôle mi-onde

D'après les valeurs ci-dessus, on peut remarquer la capacité qu'a le dipôle mi-onde à réfléchir le signal s'amenuise avec la fréquence croissante.

III. Intégration

Il est essentiel que l'antenne du tag soit adaptée à l'impédance du circuit électronique vers lequel elle va apporter le signal, dans le but d'atteindre de bonnes performances de tag. Comme nous l'avons mentionné ci-dessus, nous utilisons une puce électronique de marque Atmel 5590 qui fonctionne grâce à une modulation PSK (Phase Shift Keying).

Les principaux avantages de cette modulation sont son très bon rapport signal sur bruit et son taux d'erreur de bit très bas. Ces deux paramètres augmentent la distance de communication.

En modulation PSK, l'information est contenue dans le déphasage $\Delta\phi$, entre les deux angles d'adaptation des états. Il est donc essentiel d'adapter proprement l'antenne au circuit dans le but d'obtenir un déphasage maximum, facilement détectable par n'importe quel démodulateur.

A. Modulation PSK

Une des possibilités de moduler un signal numérique est de décaler la phase dépendant du flot de données. La modulation de phase numérique est un terme collectif regroupant la grande classe des méthodes de modulation.

La manière la plus simple de moduler un signal par PSK est de faire en sorte que le changement de phase soit dépendant seulement de deux conditions discrètes. Avec cette

méthode la mise en phase de la porteuse du signal est alternée entre deux états de phases différentes appelée modulation de phase numérique binaire (BPSK).

Si la partie réelle de l'impédance de la puce (IC) est approximativement la même pour les deux états ($\text{Re}_{IC1} = \text{Re}_{IC2}$), la valeur du déphasage $\Delta\varphi$ dépend uniquement de la variation de la partie imaginaire de son impédance.

On prendra les notations ci-dessous (Eq. VI-12), représentées sur la figure Fig. VI-2 :

$$\begin{cases} \text{Etat 1 du IC :} & Z_{IC1} = \text{Re}_{IC1} - j \cdot \text{Im}_{IC1} \\ \text{Etat 2 du IC :} & Z_{IC2} = \text{Re}_{IC2} - j \cdot \text{Im}_{IC2} \\ \text{impédance de l'antenne :} & Z_{ant} = \text{Re}_{ant} + j \cdot \text{Im}_{ant} \end{cases} \quad \text{Eq. VI-12}$$

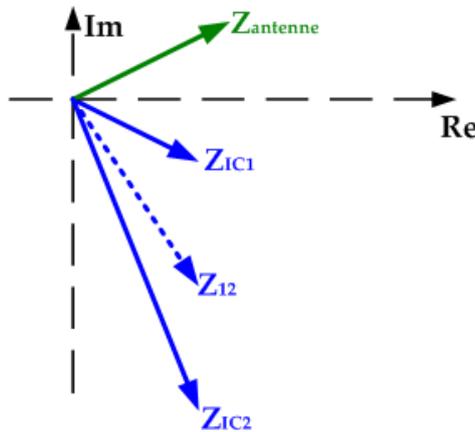


Fig. VI-2: représentation complexe des impédances relatives à chaque état de la puce (bleu), de leur impédance moyenne (pointillés bleus) et de l'impédance de l'antenne (vert)

B. Adaptation

Lors de l'adaptation, on somme les impédances respectives des états à celle de l'antenne. Le déphasage est défini comme la différence des phases φ_1 (Eq. VI-14) et φ_2 (Eq. VI-15) de chaque impédance totale et s'écrit sous la forme (Eq. VI-13):

$$\Delta\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2| \quad \text{Eq. VI-13}$$

$$\text{où } \varphi_1 = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}_{IC1} + \text{Im}_{ant}}{\text{Re}_{IC1} + \text{Re}_{ant}} \right] \quad \text{Eq. VI-14}$$

$$\text{et } \varphi_2 = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}_{IC2} + \text{Im}_{ant}}{\text{Re}_{IC2} + \text{Re}_{ant}} \right] \quad \text{Eq. VI-15}$$

Il existe plusieurs méthodes d'adaptation: soit on adapte l'impédance de l'antenne sur celle d'un des deux états, soit on l'adapte sur l'impédance moyenne des deux états Z_{IC12} .

Aux différentes fréquences de travail de la puce, les impédances de ses deux états sont les suivants (Tabl. VI-4):

Fréquence (GHz)	0.868	0.915	0.960	2.45
$Z_{IC1} (\Omega)$	$11 - j.145$	$10 - j.136$	$10 - j.128$	$10 + j.28$
$Z_{IC2} (\Omega)$	$12 - j.159$	$11 - j.150$	$11 - j.142$	$10 - j.34$
$Z_{IC12} (\Omega)$	$11 - j.152$	$10 - j.143$	$10 - j.135$	$10 - j.31$

Tabl. VI-4: impédances des deux états de la puce en fonction de la fréquence de fonctionnement

où Z_1 est l'impédance de l'état 1,
 Z_2 est l'impédance de l'état 2,
 et Z_{12} est l'impédance moyenne des deux états

L'adaptation sur l'état 1, par exemple, est montrée ci-dessous (Fig. VI-3).

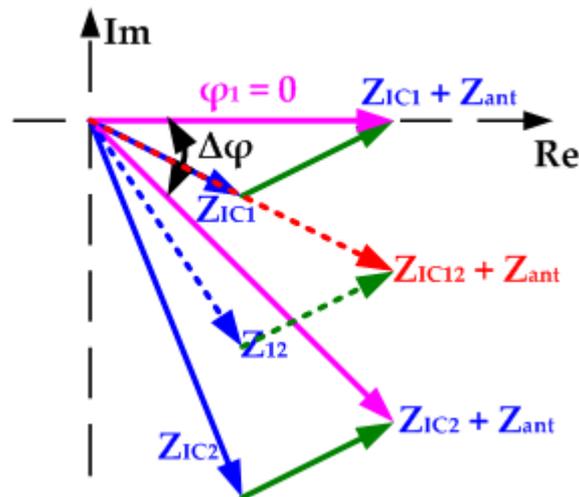


Fig. VI-3: adaptation de l'antenne à la puce, d'impédance adaptée à celle d'un des deux états

Le déphasage entre l'antenne et les deux états est retranscrit ci-dessous (Tabl. VI-5):

Fréquence (GHz)	0.868	0.915	0.960	2.45
$Z_{antenne} (\Omega)$	$11 + j.145$	$10 + j.136$	$10 + j.128$	$10 + j.28$
φ_1	0°	0°	0°	0°
φ_2	-34.89	-38.22	-38.22	-16.69°
$\Delta\varphi$	34.89	38.22	38.22	16.69°

Tabl. VI-5: phases des impédances totales et déphasage entre ces dernières pour une adaptation sur un état seulement

où $Z_{antenne}$ est l'impédance de l'antenne pour l'adaptation,
 φ_1 est la phase de la somme des impédances de l'antenne et de l'état 1,
 φ_2 est la phase de la somme des impédances de l'antenne et de l'état 2,
 et $\Delta\varphi$ est le déphasage entre les deux phases des impédances totales (Eq. VI-13)

En revanche, si l'on utilise la seconde méthode d'adaptation (Fig. VI-4), les impédances des antennes en fonction des fréquences sont différentes de celles présentées plus haut.

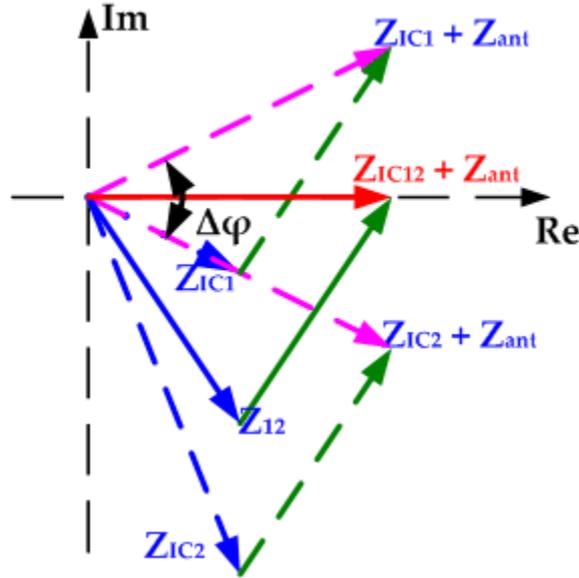


Fig. VI-4: adaptation de l'antenne à la puce, d'impédance la moyenne de celles des deux états

Ceci entraîne des phases associées et déphasages différents, répertoriés ci-dessous (Tabl. VI-6):

Fréquence (GHz)	0.868	0.915	0.960	2.45
$Z_{\text{antenne}} (\Omega)$	$11 + j.152$	$10 + j.143$	$10 + j.135$	$10 + j.31$
φ_1	18.24	20.06	20.06	+8.53°
φ_2	-17.45	-19.11	-19.11	-8.53°
$\Delta\varphi$	35.69	39.17	39.17	17.06°

Tabl. VI-6: phases des impédances totales (état + antenne) et déphasages entre elles, pour une adaptation, en fonction de la fréquence, réalisée au milieu des deux états

Comme nous l'avons énoncé plus haut, l'information est contenue dans le déphasage. On préférera donc ce dernier le plus grand possible, pour mieux différencier les états. On choisira ainsi une impédance d'antenne obtenue par la dernière méthode d'adaptation.

Nous avons fait le choix de connecter directement en série l'antenne et la puce (sans ajout d'éléments discrets ou d'autres circuits d'adaptation). La partie imaginaire de la puce étant négative, l'impédance de l'antenne est reliée à la capacité C (Eq. VI-16).

$$\begin{aligned}
 Z_{\text{antenne}} &= Z_{12}^* \\
 \Leftrightarrow \text{Re}(Z_{\text{antenne}}) &= \text{Re}(Z_{12}) \text{ et } \text{Im}(Z_{\text{antenne}}) = -\text{Im}(Z_{12}) && \text{Eq. VI-16} \\
 \Leftrightarrow C &= \frac{1}{2\pi f \cdot \text{Im}(Z_{12})}
 \end{aligned}$$

Les capacités associées sont indiquées dans le tableau ci-dessous (Tabl. VI-7) en fonction de la fréquence de fonctionnement et l'impédance moyenne de la puce Z_{12} .

Fréquence (GHz)	0.868	0.915	0.960	2.45
Z_{12} (Ω)	11 - j.152	10 - j.143	10 - j.135	10 - j.31
C (pF)	1.21	1.22	1.23	2.09

Tabl. VI-7: impédance et inductance associée pour une antenne adaptée, en série à une puce RFID

Ainsi, une fois les impédances et les capacités déterminées, nous utilisons à nouveau le simulateur électromagnétique, CST, MicroWave Studio. Nous souhaitons concevoir l'antenne de telle sorte qu'elle soit adaptée en sortie à la puce. Pour cela, nous ajoutons un élément discret en série dans le design, tel que sa capacité est une de celles précitées (Tabl. VI-7). Nous intégrons la partie réelle de l'impédance de la puce dans la définition du port discret. A chaque fréquence de travail, correspond un design d'antenne. La conception d'antennes doit prendre en compte les paramètres diélectriques et conducteurs des substrats plastiques et encre conductrice, présentés au chapitre précédent.

Les longueurs d'ondes associées aux fréquences de travail vont de 12 pour 2.45 GHz à 35 cm pour 869 MHz, ce qui induit de grandes tailles d'antennes.

Il nous faut donc étudier les méthodes de miniaturisation d'antennes, au moins pour celles dont la fréquence de fonctionnement est inférieure au Gigahertz.

IV. Miniaturisation: différentes méthodes

De nos jours, on souhaite intégrer le plus de composants dans un minimum de place. Les technologies de la microélectronique le permettent (les ordinateurs en sont un bon exemple, ou encore les téléphones portables), grâce à la petite taille de la majorité des composants.

De plus, la surface d'un tag est majoritairement occupée par l'antenne (celle de la puce n'excède pas 9 mm²). De ce fait, d'aucun souhaiterait réduire également les tailles d'antennes. Mais certaines lois physiques empêchent ce rétrécissement, puisque les tailles d'antennes sont directement reliées à leur fréquence de fonctionnement.

Cependant, la conception n'est pas figée et il existe des méthodes qui aident le concepteur dans la miniaturisation de tailles d'antennes UHF et microondes. Nous en présentons ci-dessous, certaines. Nous évoquons ainsi les géométries fractales et les matériaux composites main- droite main-gauche (matériaux CRLH), par des effets inductifs (insertion d'un via dans un patch rectangulaire).

Nous présentons enfin des résultats de simulation, en guise d'exemple, d'antennes utilisant des matériaux CRLH, ou des formes à fente ou encore à dipôle replié. Cette méthode est une des plus connues et des plus utilisées pour réduire la taille d'une antenne.

A. Méthode à géométrie fractale

Les géométries fractales ont tout d'abord été utilisées pour expliquer des formes d'objets naturels comme les feuilles ou encore les flocons de neige [Balanis-05, Gianvittorio-02].

Elles présentent la particularité de réduire l'espace occupé en une, deux ou trois dimensions, alors que le périmètre total reste le même que celui de la forme non réduite. Nous proposons d'étudier brièvement le principe de la géométrie fractale de Koch (qui explique la forme d'un flocon de neige). L'élément initial est linéaire (Fig. VI-5), de longueur totale L. Nous divisons cette longueur en quatre sous-segments L_1 , L_2 , L_3 , L_4 de même longueur $\frac{L}{4}$.

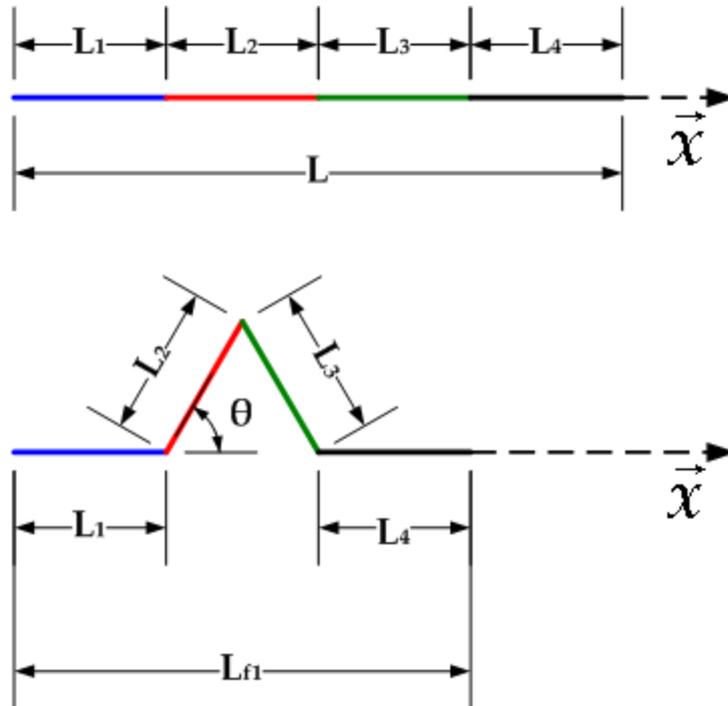


Fig. VI-5: principe de "rétrécissement" d'une forme linéaire

Si maintenant, nous orientons les segments L_2 et L_3 , des angles respectifs θ et $-\theta$, le périmètre de la nouvelle forme reste inchangé mais la longueur rapportée à l'axe des x , L_{f1} , est plus petite que la longueur L ($L_{f1} = \frac{L}{2}(1 + \cos \theta)$ dans le cas présenté ici). On obtient bien un rétrécissement de la longueur suivant l'axe des x , par rapport à celle initiale, tout en conservant le même périmètre. Ce rétrécissement peut être reproduit à l'infini, car aussi petit que puisse être un segment, il sera toujours sécable, en segments plus petits.

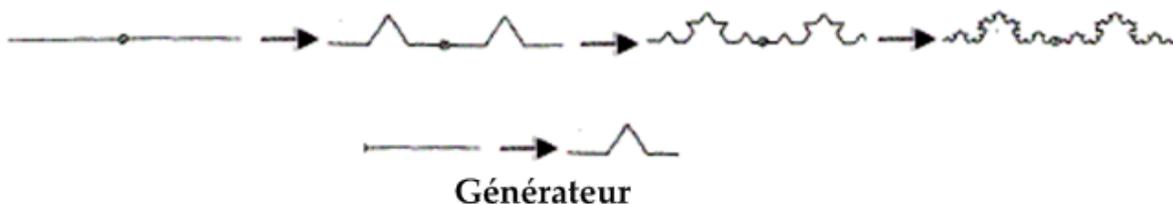


Fig. VI-6: géométrie fractale de "Koch"

On trouve dans la littérature de nombreuses formes initiales [Gianvittorio-02], parmi lesquelles on peut citer celle de Koch (Fig. VI-6) et celle de Minkowsky (Fig. VI-7). Ces géométries sont générées de manière itérative, en reproduisant la même forme initiale.

La duplication s'effectue de la même manière pour toute géométrie fractale. Seuls la forme de départ et le générateur changent.

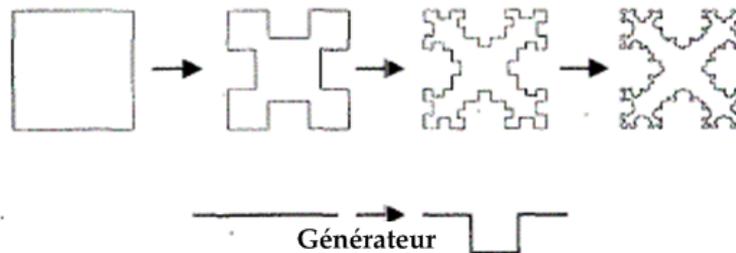


Fig. VI-7: géométrie fractale de "Minkowsky"

La géométrie fractale de Minkowsky est de forme initiale carrée. Chaque côté est remplacé par une forme carrée (générateur). Cette itération peut continuer infiniment puisqu'il y aura toujours des côtés droits pour être remplacés par le générateur.

Grâce aux propriétés des géométries fractales, il est ainsi possible de réduire la longueur de matière conductrice d'une antenne planaire, de telle sorte qu'elle occupe la surface planaire différemment. Ainsi on imagine un patch, initialement rectangulaire qui aurait, in fine ses bords "dentelés". Nous présentons brièvement ci-dessous des antennes réalisées au laboratoire [Gaubert-04]. Il a été montré dans cet article, l'influence d'une part, du niveau d'itération (Fig. VI-8 (a)) et d'autre part de l'angle θ (Fig. VI-8 (b)), sur le rétrécissement de la longueur du patch.

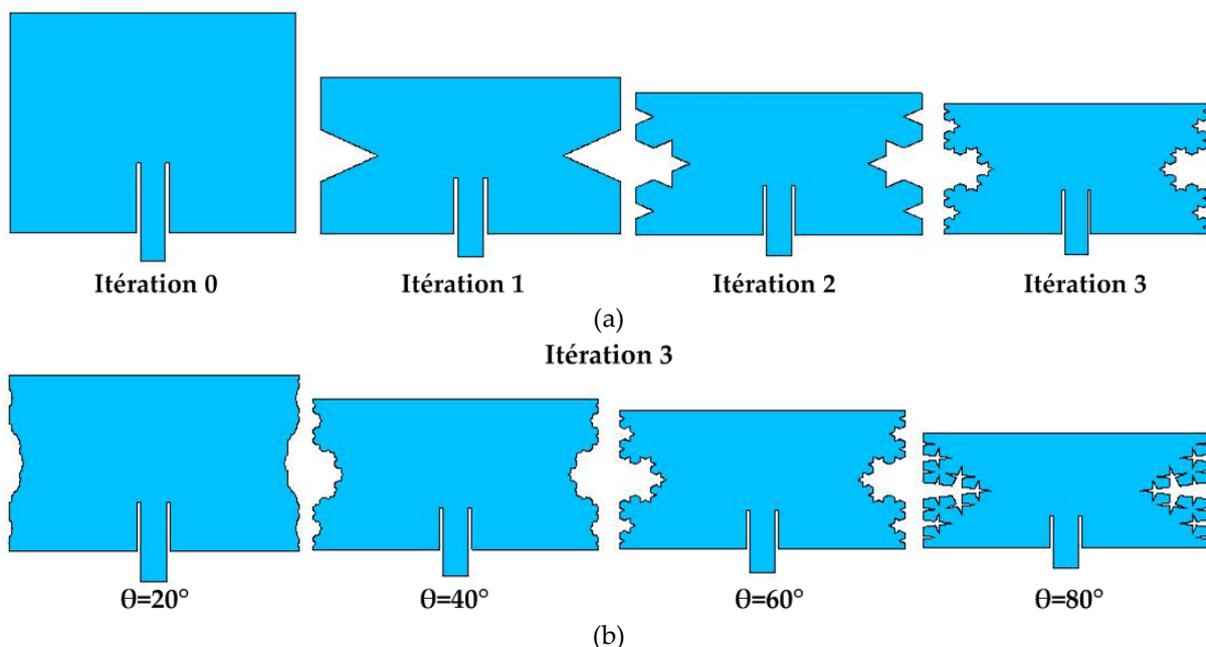


Fig. VI-8: réduction de la longueur d'un patch de 15% pour une itération d'ordre 3 pour un θ de 60° et de 25% pour une itération d'ordre 3 pour un θ de 80°

Ainsi, pour un angle fixe θ de 60° , la réduction de taille atteint 15% pour une itération d'ordre 3. Cette réduction est de 25% pour une itération d'ordre 3 et un angle θ de 80° .

La mesure du coefficient de réflexion d'une antenne "quasi-fractale" () a montré un décalage en fréquence de 50 MHz.

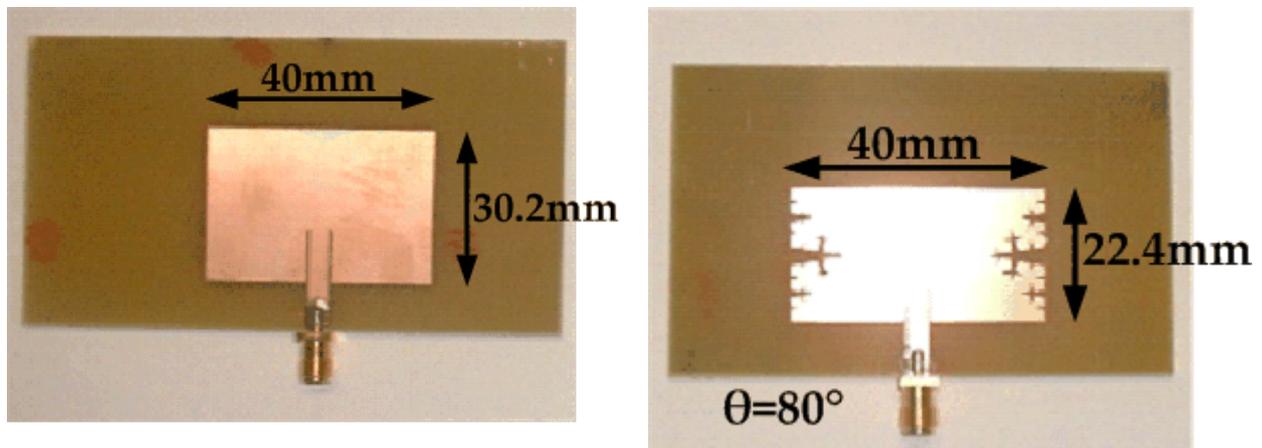


Fig. VI-9: comparaison de la longueur d'une antenne patch "quasi-fractale" à celle d'un patch "normal"

B. Méthode des matériaux composites main droite – main gauche

Dans un matériau dit à "main droite", les vecteurs \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre direct. En revanche, dans le cas d'un matériau à "main gauche", ces trois vecteurs forment un trièdre indirect avec la main droite, soit un trièdre direct avec la main gauche. Ces matériaux ont des propriétés particulières telles que des permittivités et/ou des perméabilités négatives ($\epsilon > 0$ et $\mu < 0$, $\epsilon < 0$ et $\mu > 0$, $\epsilon < 0$ et $\mu < 0$). Cela signifie que lorsqu'une onde électromagnétique arrive à l'interface de deux milieux, au lieu qu'une partie de l'énergie soit réfractée en s'éloignant de la source (Fig. VI-10(a)), elle est réfractée dans la direction de la source (Fig. VI-10(b)).

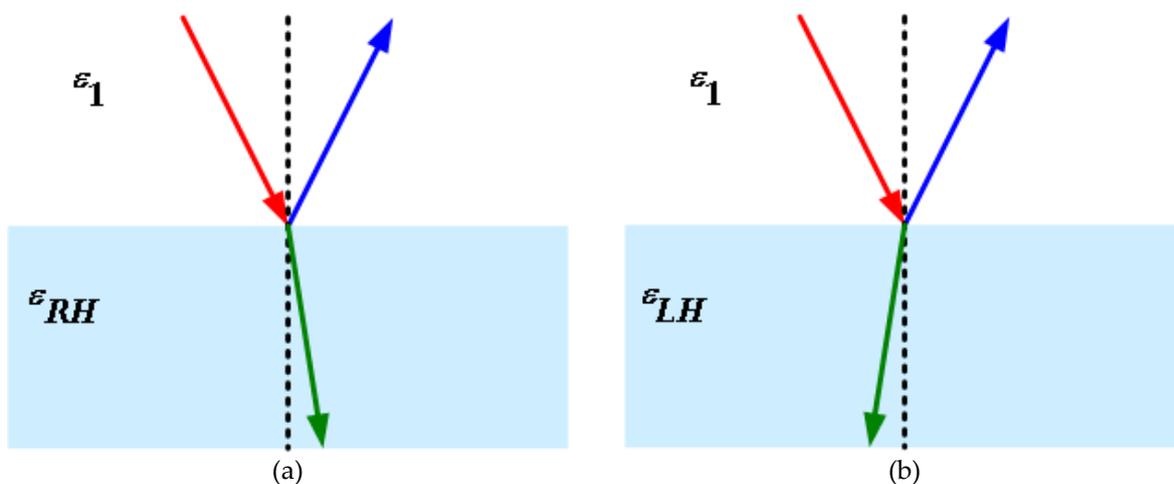


Fig. VI-10: ondes incidentes (rouge), réfléchies (bleu) et réfractées (vert), à l'interface de matériaux à main droite (a) et à main gauche (b)

La création de matériaux CRLH permet de confiner le signal. L'encombrement nécessaire est alors réduit, on a besoin de moins de place pour effectuer la même opération.

L'analyse par les lignes de transmission, de matériaux à main droite (RH), mène à un schéma électrique équivalent qui se présente sous la forme d'une conductance C_R en parallèle d'une inductance L_R en série (Fig. VI-11)

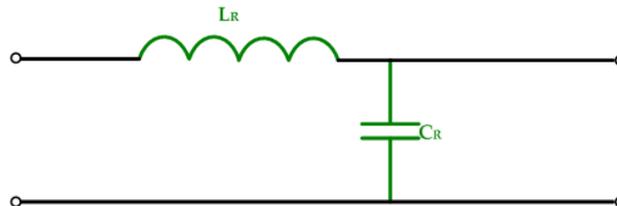


Fig. VI-11: ligne de transmission pour un matériau à main droite

L'analyse similaire de matériaux à main gauche (LH) mène à un schéma équivalent qui est le dual de celui de matériaux RH: l'inductance L_L est en parallèle de la conductance C_L en série (Fig. VI-12):

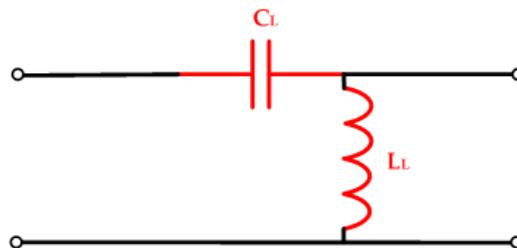


Fig. VI-12: ligne de transmission pour un matériau à main gauche

Si l'on compose une ligne de transmission à la fois avec des matériaux à main droite et à main gauche, on obtient la conductance à main droite en parallèle avec l'inductance à main gauche, toutes deux en parallèles de l'inductance à main droite en série avec la conductance à main gauche (Fig. VI-13).

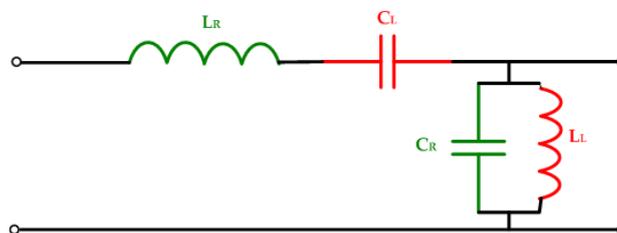


Fig. VI-13: ligne de transmission main droite – main gauche

Dans le cas homogène, la constante de propagation s'écrit comme suit (Eq. VI-17):

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad \text{Eq. VI-17}$$

où Z' et Y' sont respectivement l'impédance et l'admittance, de la ligne par unité de longueur, et s'expriment comme sous les équations Eq. VI-18 et Eq. VI-19 [Lai - 04].

$$Z'(\omega) = j(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}) \quad \text{Eq. VI-18}$$

$$Y'(\omega) = j(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}) \quad \text{Eq. VI-19}$$

où L'_R , L'_L , C'_R et C'_L sont respectivement les inductances et les capacités des parties à main droite et à main gauche, par unité de longueur.

La constante de phase s'écrit alors [Lai - 04] comme (Eq. VI-20):

$$\beta(\omega) = s(\omega) \sqrt{\omega^2 L'_R C'_R + \frac{1}{\omega^2 L'_L C'_L} - \left(\frac{L'_R}{L'_L} + \frac{C'_R}{C'_L} \right)} \quad \text{Eq. VI-20}$$

avec

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \omega_{\Gamma 1} = \min \left(\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \right) \\ +1 & \text{si } \omega > \omega_{\Gamma 2} = \max \left(\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \right) \end{cases} \quad \text{Eq. VI-21}$$

Le diagramme de dispersion se présente sous la forme ci-dessous (Fig. VI-14(a)) avec la partie LH pour une constante de phase négative et la partie RH pour une constante de phase positive.

A constante de phase nulle, pour une ligne CRLH non équilibrée, on remarque un saut de fréquence, pouvant engendrer des propriétés de filtres (coupe-bande). On retrouve l'idée de confinement du signal.

On peut discerner dans l'équation Eq. VI-20, une contribution de la partie à main droite seule et une contribution de la partie à main gauche seule.

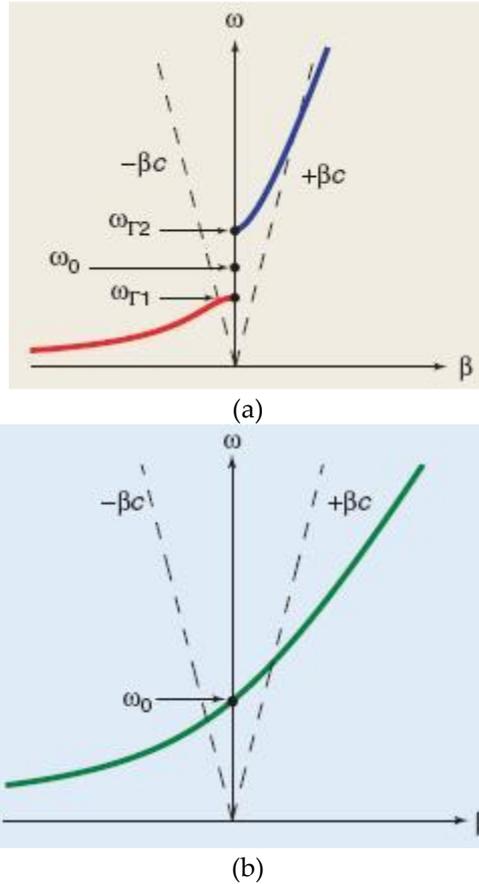


Fig. VI-14: diagramme de dispersion pour une ligne CRLH non équilibrée (a) et équilibrée

Dans le cas équilibré ($L'_R C'_L = L'_L C'_R$) (Fig. VI-14 (b)), l'expression de la constante de phase se simplifie comme (Eq. VI-22)

$$\beta = \omega \sqrt{L'_E C'_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} = \beta_R + \beta_L \quad \text{Eq. VI-22}$$

où β_R et β_L sont les constantes de phase respectives des contributions des parties RH et LH

Dans ce cas, la constante de phase est fonction des deux parties (main droite et main gauche), mais de manière distincte. L'écart entre les fréquences de coupures devient nul lorsque la constante de phase est nulle également.

Dans le cas non-équilibré ($L'_R C'_L \neq L'_L C'_R$), la fréquence de transition s'écrit sous la forme (Eq. VI-23):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt[4]{L'_R \cdot C'_L \cdot L'_L \cdot C'_R}} \quad \text{Eq. VI-23}$$

Enfin, l'impédance caractéristique de la ligne de transmission dans son ensemble s'écrit (Eq. VI-24)

$$Z_0 = Z_L \cdot \sqrt{\frac{L'_R \cdot C'_L \cdot \omega^2 - 1}{L'_L \cdot C'_R \cdot \omega^2 - 1}} \quad \text{Eq. VI-24}$$

Si la ligne de transmission est équilibrée alors, $Z_0 = Z_R = Z_L$, avec (Eq. VI-25, Eq. VI-26)

$$Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad \text{Eq. VI-25}$$

et

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad \text{Eq. VI-26}$$

où Z_R et Z_L sont les impédances respectives des contributions des parties à main droite et à main gauche de la ligne de transmission.

L'analyse par la méthode des lignes de transmission d'une antenne patch [Garg-01, Balanis-05], met en évidence une capacitance créée entre le patch et le plan de masse, les deux éléments conducteurs étant parallèles l'un par rapport à l'autre (Fig. VI-15).

La création d'un via, allant du patch au plan de masse en traversant le substrat, peut être "vue" comme l'insertion d'une propriété inductive, contribution d'une partie L_H , L_L , en parallèle à la capacitance C_R .

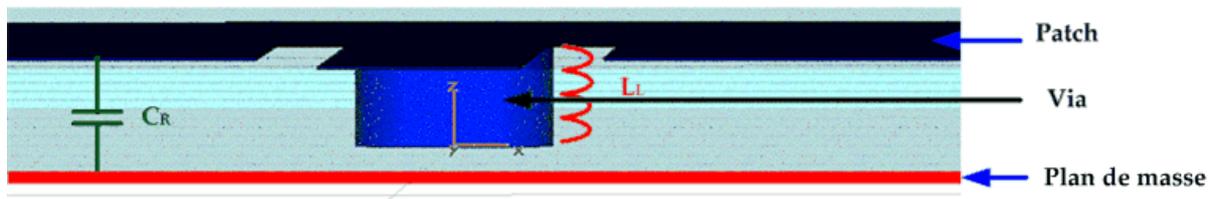


Fig. VI-15: analyse d'antenne patch par ligne de transmission

Et la fréquence d'ordre zéro s'écrit comme (Eq. VI-27)

$$\omega_{ZOR} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad \text{Eq. VI-27}$$

Si le rayon du via diminue, l'aspect inductif s'amplifie et l'inductance augmente. La capacitance créée entre le patch et le plan de masse ne change pas, alors la fréquence diminue.

Analysée par la méthode de cavité [Balanis-05], l'adjonction d'un via comme présenté ci-dessus crée un court-circuit et excite des modes plus élevés que les fondamentaux (TM_{010}).

Notons enfin, que nous avons pris un cas simple où seulement une capacitance à main droite et une inductance à main gauche interviennent. On peut augmenter la complexité en ajoutant des patches disjoints en parallèle, ce qui crée des couplages entre eux et donc des capacitances à main gauche.

C. Méthode de dipôles repliés

La technique de repliement de dipôle est une méthode connue [Balanis-05; Garg-01] et appréciée.

On trouve, sur le marché de la RFID par exemple, des antennes pour les bandes VHF et UHF, en forme de bobines. En effet, la technique de repliement de dipôle, permet de réduire la longueur totale, tout en conservant le périmètre.

De plus le dipôle est une forme malléable, à laquelle on peut faire adopter presque n'importe quelle configuration (Fig. VI-16) [Sarabandi-02]. Nous présentons sur la figure ci-dessous quelques formes de dipôles: la première n'est pas replié, la seconde l'est en quart-d'onde. Les troisième et quatrième formes sont des exemples d'orientation que peuvent prendre les deux brins du dipôle (créneau, spires).

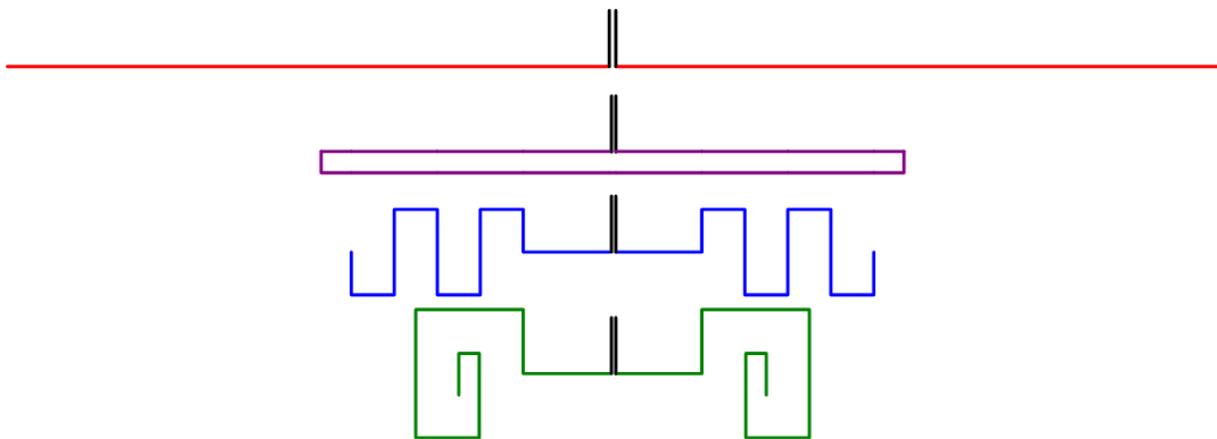


Fig. VI-16: comparaison entre dipôles non repliés et repliés

L'optimisation d'une telle structure est semi-empirique, et nous utiliserons notre simulateur électromagnétique pour ce faire.

V. Résultats

A. Antennes sans adaptation à la puce

1. Antenne à patch rectangulaire et via

Comme nous l'avons mentionné dans la section précédente, l'adjonction d'un via au milieu du patch entraîne la diminution de fréquence, tout en gardant les mêmes dimensions de la géométrie.

La simulation, à l'aide de CST Microwave Studio, confirme l'hypothèse qu'un autre mode plus élevé est excité, tout en créant un court-circuit. La figure Fig. VI-17 présente le paramètre S_{11} en fonction de la fréquence dans trois cas différents: le patch n'a pas de via

(rouge), le patch a un via d'un rayon de 1.5 mm (bleu) et le patch a un via d'un rayon de 1 mm (vert), tous excités par une ligne.

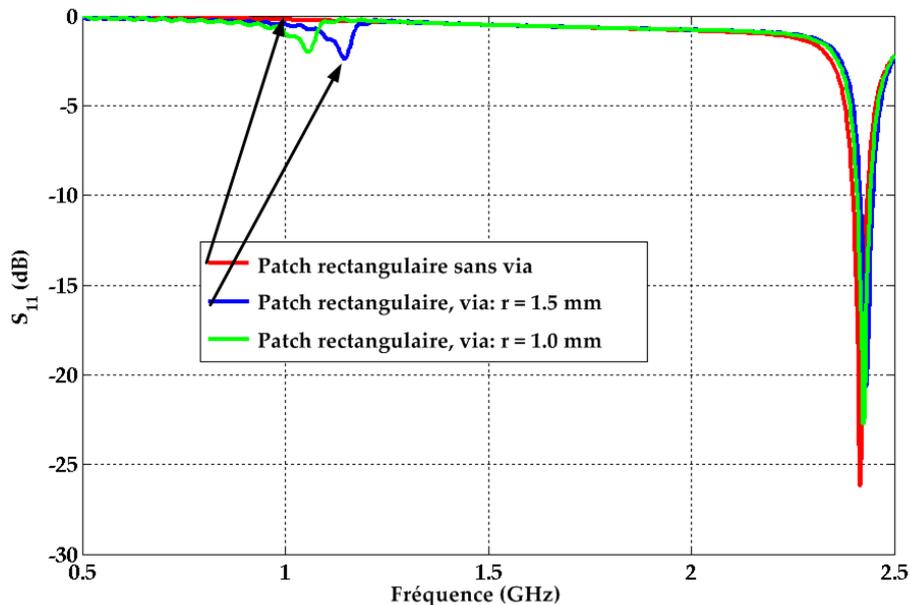


Fig. VI-17: paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour différents rayons de vias

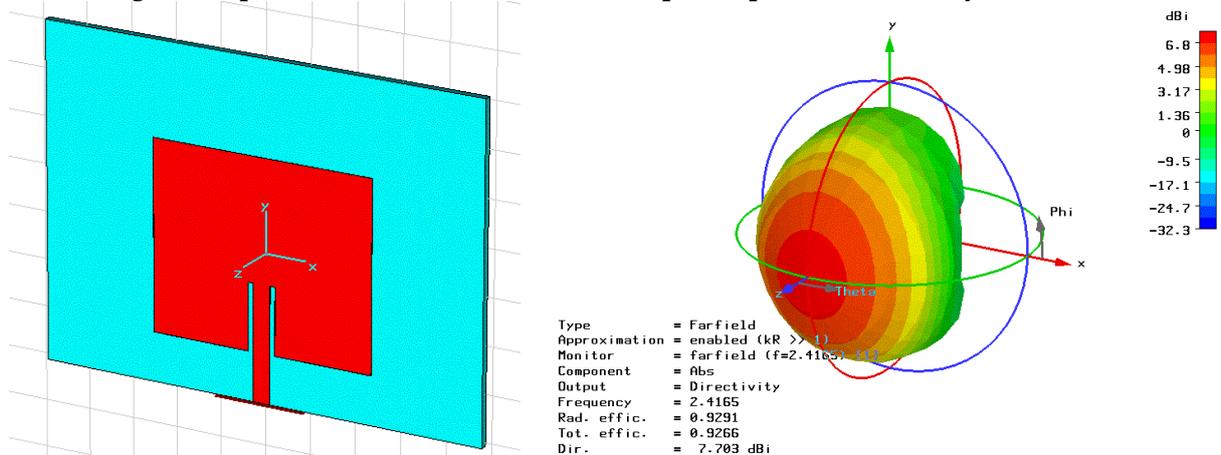


Fig. VI-18: design et diagramme de rayonnement en 3D d'une antenne patch rectangulaire (RPA)

Le premier mode TM_{010} de l'antenne à patch rectangulaire (RPA) sans via apparaît aux alentours de 2.4GHz, avec un coefficient de réflexion de -26 dB. Dans cette configuration, l'antenne présente (Fig. VI-18) une directivité de 7.703 dBi, un gain de 7.38 dB, et des efficacités de rayonnement et totale, toutes deux autour de 93%.

Dans les deux cas où l'on a inséré un via au milieu du patch, une résonance apparaît à une fréquence plus petite. Pour un via de rayon 1.5 mm, le premier mode apparaît à 1.1466 GHz, et le second apparaît toujours à 2.4 GHz. L'antenne ainsi conçue présente, à cette première fréquence, une directivité de 3.822 dBi, un gain de 1.854 dB et des efficacités de rayonnement et totale respectivement de 63 et 26.79%. Pour un via de rayon 1 mm, la fréquence est encore plus basse (le second mode à 2.4 GHz est toujours présent), mais les paramètres de celles-ci se dégradent. Nous comparons ces paramètres, entre les différentes configurations dans le tableau Tabl. VI-8.

Rayon du via de RPA (mm)	f (GHz)	S ₁₁ (dB)	D (dBi)	G (dB)	e _r (%)	e _t (%)
0	2.4159	-26.18	7.702	7.381	92.88	92.65
1.5	1.1466	-2.37	3.822	1.854	63.55	26.79
1.0	1.0566	-2	2.874	0.5261	58.24	21.49

Tabl. VI-8: comparaison de la fréquence, du paramètre S₁₁ et des paramètres de rayonnement entre les trois configurations: avec ou sans via

Nous remarquons que les coefficients de réflexion sont très faibles, bien loin de la limite des -10 dB, signifiant que l'antenne n'est pas du tout adaptée. En revanche, même s'ils sont dégradés, les paramètres de rayonnement, notamment l'efficacité de rayonnement, restent acceptables ($e_r > 50\%$). L'efficacité totale est dégradée mais rappelons qu'elle est la somme de l'efficacité de rayonnement et celle due aux pertes. L'adaptation à ces nouvelles fréquences n'étant pas optimisée ($S_{11} < -2.4$ dB), il apparaît normal d'obtenir une efficacité totale faible. Une meilleure adaptation à ces fréquences (1.14 et 1.06 GHz) contribuerait à améliorer l'efficacité totale.

Comparons maintenant simulation et réalité à travers le paramètre S₁₁, en fonction de la fréquence. Nous avons utilisé comme substrat du duroïd de permittivité 2.2, et de facteur de pertes diélectriques de 9.10^{-4} . L'antenne réalisée a une largeur de 48.6 mm et une longueur de 40.55 mm.

Les mesures du coefficient de réflexion entre 0.5 et 3 GHz sont présentées sur la figure ci-dessous (Fig. VI-19) et comparées à la simulation.

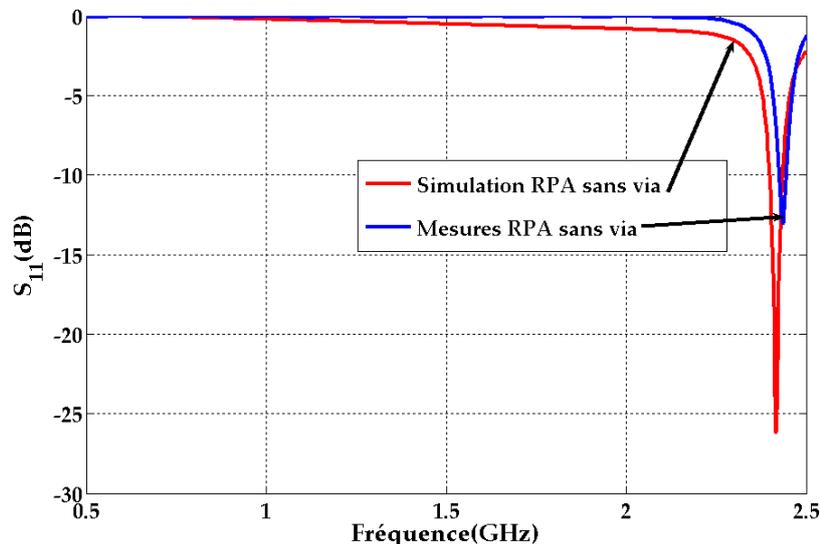


Fig. VI-19: comparaison entre la simulation et la mesure du paramètre S₁₁ d'une RPA sur duroïd ($h=1.575$ mm, $\epsilon_r = 2.2$, $\tan\delta=9.10^{-4}$)

Le via a été ensuite ajouté et les résultats de mesures sont comparés à ceux de simulation (Fig. VI-20).

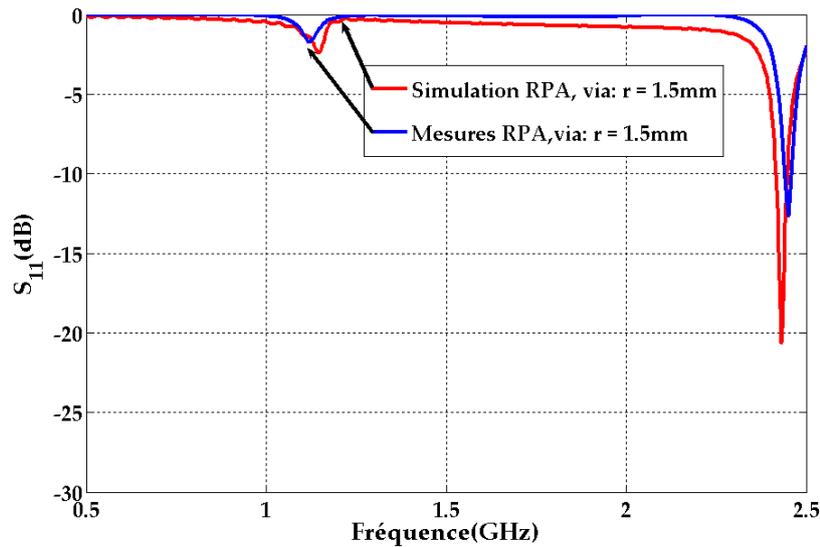
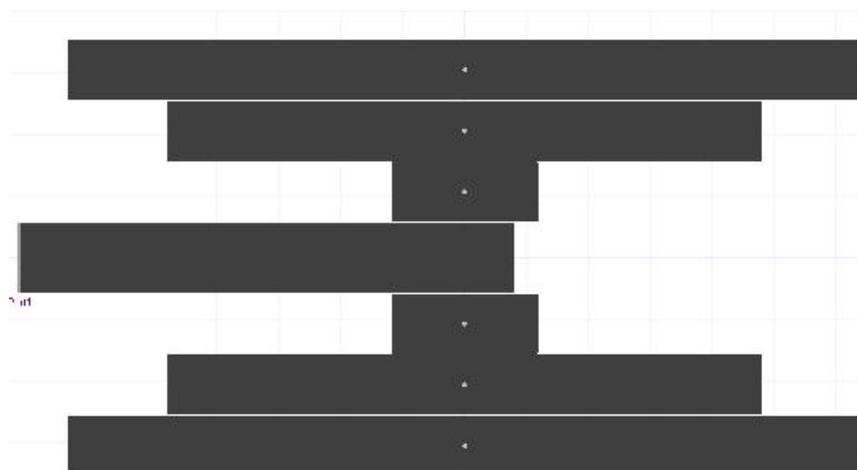


Fig. VI-20: comparaison entre la simulation et la mesure d'une RPA quand un via de 1.5 mm de rayon est ajouté

En effectuant ces mesures de coefficient de réflexion pour une antenne patch rectangulaire dans laquelle on a ajouté un via, nous avons vérifié l'apparition d'une fréquence de résonance plus basse que la fondamentale lorsque le via n'existe pas. L'antenne est certes désadaptée à cette fréquence mais la géométrie n'a pas été optimisée.

Nous pouvons faire évoluer la conception, pour obtenir une meilleure adaptation par exemple, en imaginant des patches non reliés entre eux, excités par couplage, à l'aide d'une ligne microruban. Nous présentons différentes géométries de ces patches: non repliés (Fig. VI-21) et repliés (Fig. VI-22), toutes deux sur le même matériau substrat.



(a)

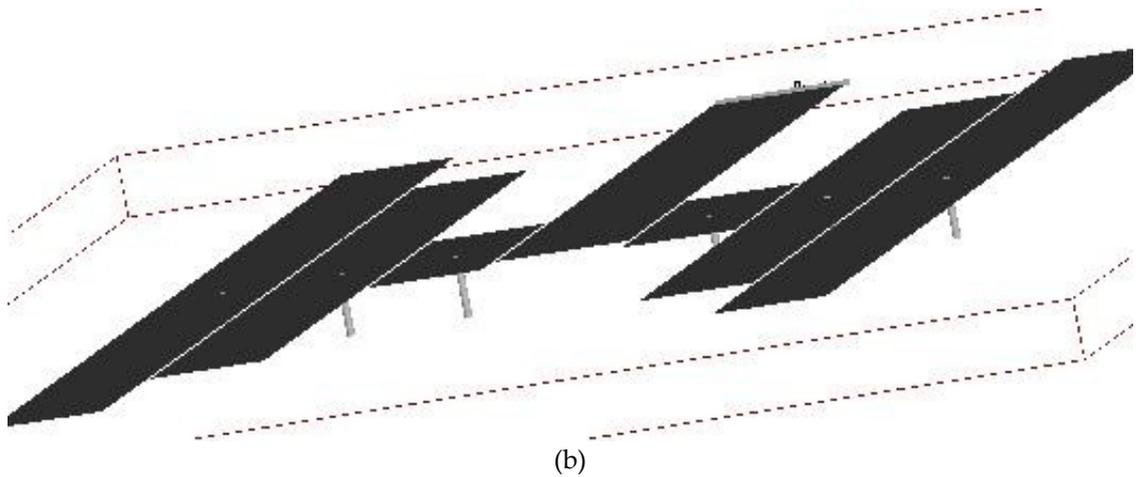


Fig. VI-21: vues en 2D (a) et 3D (b) pour une antenne à patches disjoints et à vias

Chaque patch est relié au plan de masse par un via (en gris sur les figures Fig. VI-21 (b) et Fig. VI-22 (b)) et excité par couplage grâce à son voisin. La distance inter-patches est de 0.1 mm.

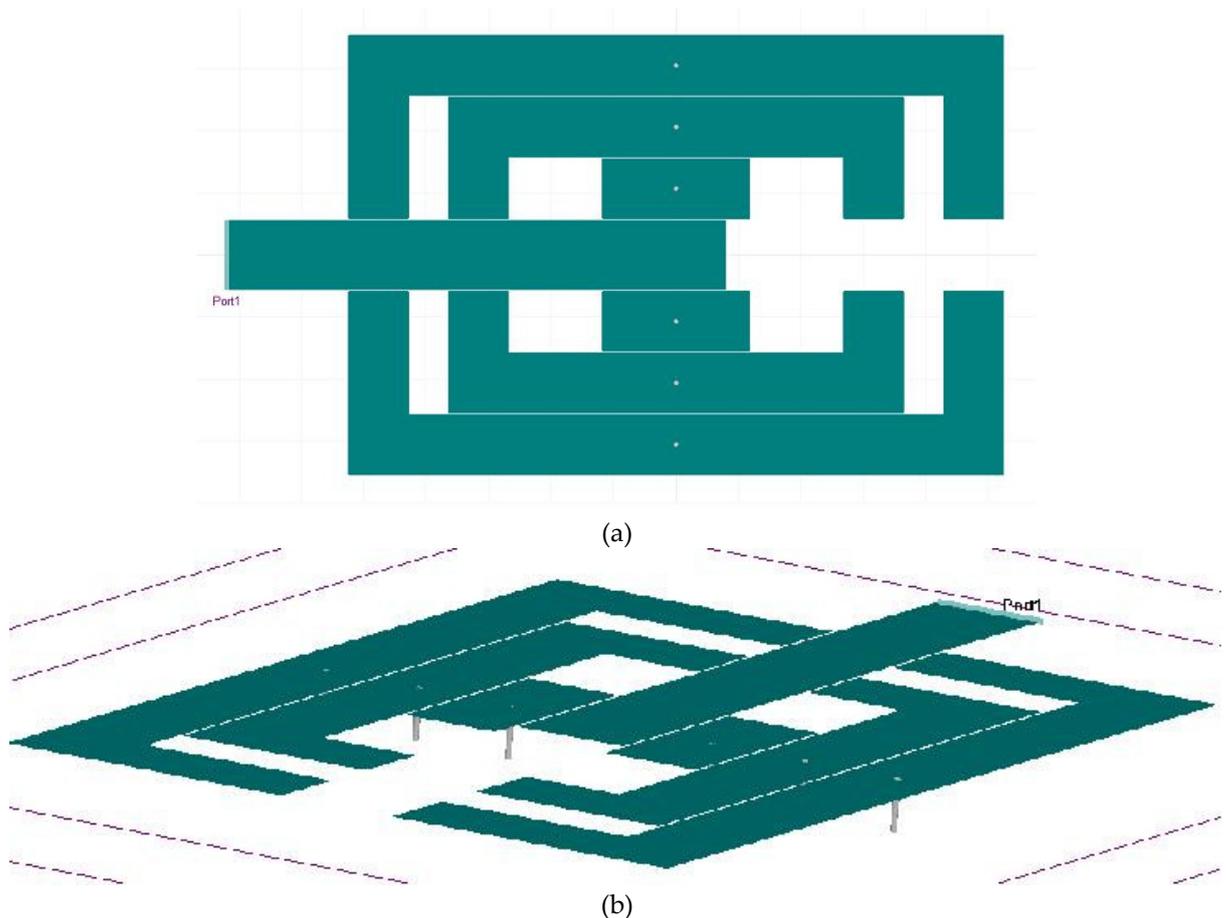


Fig. VI-22: vues 2D (a) et 3D (b) d'une antenne à patches disjoints et repliés

Seulement quatre des six patches sont repliés. Pour une même occupation de l'espace, les longueurs sont plus grandes. On s'attend donc à un décalage de la fréquence du premier mode vers de plus basses fréquences. La simulation le confirme (Fig. VI-23(a)).

Nous présentons sur la figure de droite (Fig. VI-23 (b)) l'effet du rayon du via. Comme nous l'avons évoqué plus haut, plus le rayon du via est petit, plus l'effet inductif augmente et plus la première fréquence de résonance diminue.

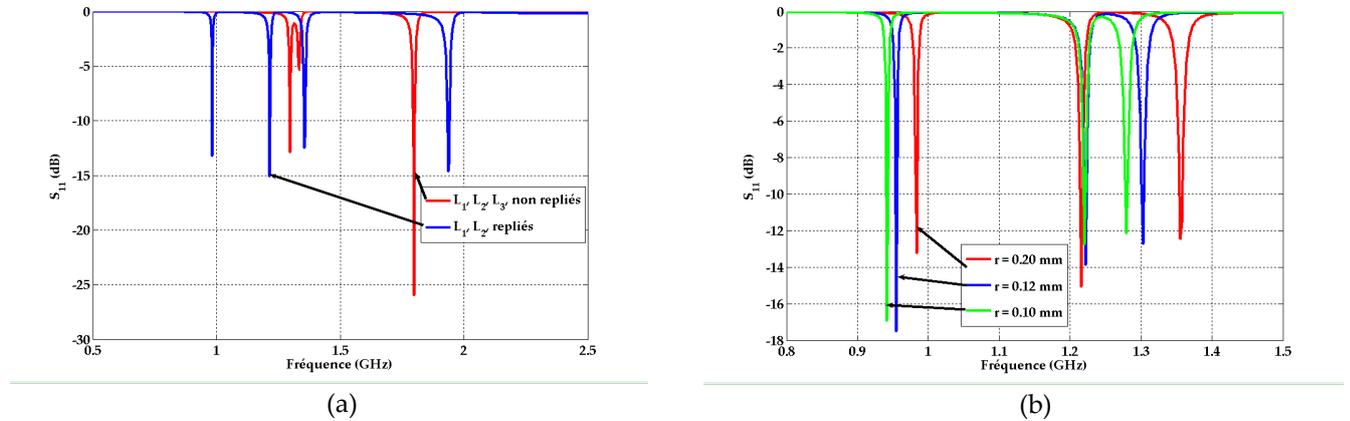


Fig. VI-23: différence entre patch non repliés et repliés (a); effet du rayon du via (b)

Nous présentons dans le tableau ci-dessous (Tabl. VI-9) les coefficients de réflexion et le gain des différentes configurations.

	Non replié $r = 0.2$ mm	Replié $r = 0.2$ mm	Replié $r = 0.12$ mm	Replié $r = 0.1$ mm
f (GHz)	1.298	0.983	0.954	0.942
S_{11} (dB)	-13.03	-13.24	-17.98	-16.92
G (dB)	3.143	2.462	2.376	2.297

Tabl. VI-9: comparaison du coefficient de réflexion et du gain, en fonction du caractère replié ou non des patchs et du rayon r des vias

On peut remarquer que l'adaptation est bien meilleure dans ces exemples que ceux présentés précédemment. Les paramètres de rayonnement sont également meilleurs. On peut attribuer cette amélioration par la mise "en réseau" des patchs, car chaque patch apporte sa contribution au rayonnement. Ces résultats ouvrent des perspectives dans ces géométries d'antennes.

Toutefois, les réalisations de telles antennes restent artisanales et d'industrialisation laborieuse. Mais, l'insertion d'un ou plusieurs vias et le couplage de patchs ne sont pas les seules méthodes pour obtenir des matériaux CRLH. Les conceptions de tels matériaux sont encore à l'échelle exploratoire, ce qui laisse libre cours à l'imagination. On pourrait imaginer, par exemple de coupler des patchs dans une antenne à fente planaire...

2. Antenne à fente

Dans la section précédente, nous avons étudié l'effet d'un via localisé au milieu d'un patch rectangulaire. Toujours dans le but de rendre la réalisation d'antennes plus simple, plus rapide et à moindre coût, par des méthodes industrielles, nous avons aussi mené l'étude

d'antennes planaires à fente (SA). Ces dernières peuvent être considérées comme les duales d'antennes patch grâce au principe de Babinet [Balanis-05].

Nous présentons brièvement dans cette section l'insertion de rubans métalliques dans la fente. Une antenne à fente rectangulaire a été simulée, avec CST MicroWave Studio, sur un substrat duroïd 5880 d'une permittivité de 2.2 et d'un facteur de pertes diélectriques de 9.10^{-4} . Sa largeur est de 17.7 mm et sa longueur de 28.4 mm, la fréquence de résonance du premier mode apparaît autour de 3GHz (Fig. VI-24).

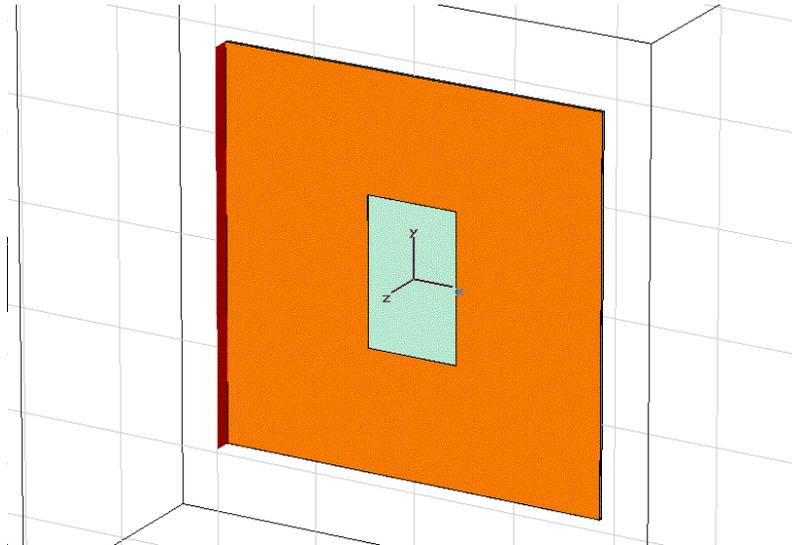


Fig. VI-24: design d'une antenne à fente rectangulaire

L'antenne présente, à la fréquence de résonance (3.036 GHz), un gain de 5.49 dB, une directivité de 5.23 dBi et une efficacité totale de 101.6% (Fig. VI-25).

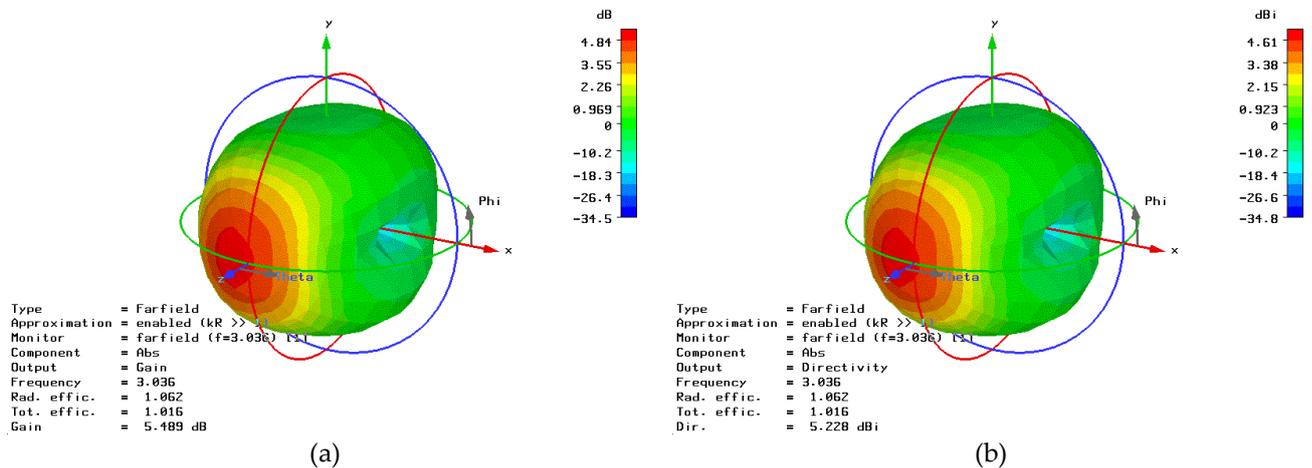


Fig. VI-25: diagramme de rayonnement en 3D, avec le gain (a), la directivité (b) et les efficacités

En faisant l'hypothèse qu'une cellule est composée de deux rubans métalliques séparés d'une distance de 3 mm, sont composées pour la première d'aucunes cellules (Fig. VI-24), de deux cellules pour la seconde (Fig. VI-26(a)), et de quatre pour la troisième (Fig. VI-26(b)).

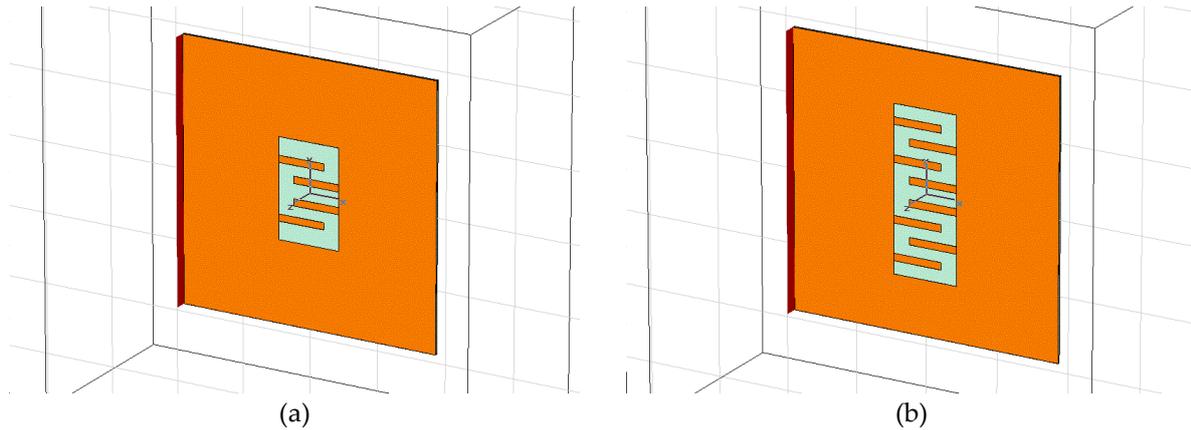


Fig. VI-26: antenne à fente chargée de 2 (a) et 4 (b) cellules

Le paramètre S_{11} en fonction de la fréquence est reporté, pour les trois cas sur la figure ci-dessous (Fig. VI-27).

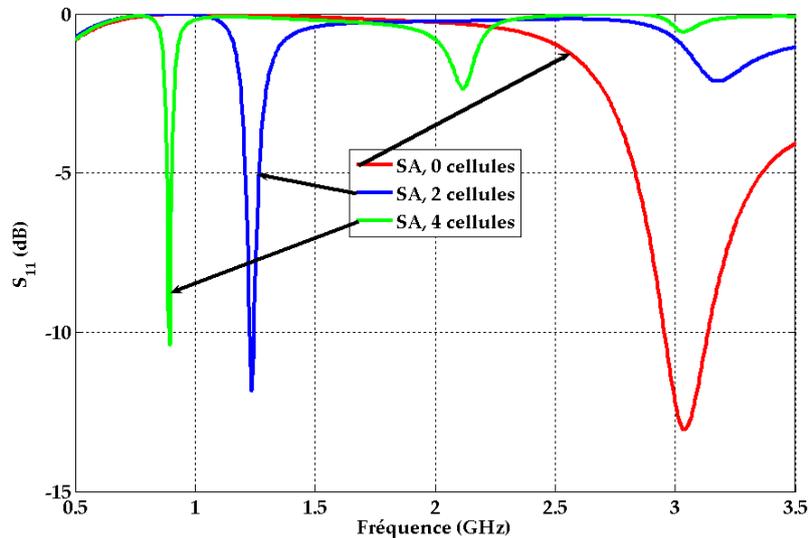


Fig. VI-27: paramètre S_{11} entre 0.5 et 3.5 GHz, apparition de nouveaux modes

L'ajout de rubans conducteurs dans la fente entraîne l'apparition de nouveaux modes. Plus le nombre de cellules augmente plus la fréquence diminue. Le nombre de cellules pourrait être comparé au rayon du via dans le patch.

Nous présentons sur la figure Fig. VI-28, les directivités et efficacité d'antennes à fente rectangulaire, à deux et quatre cellules incorporées.

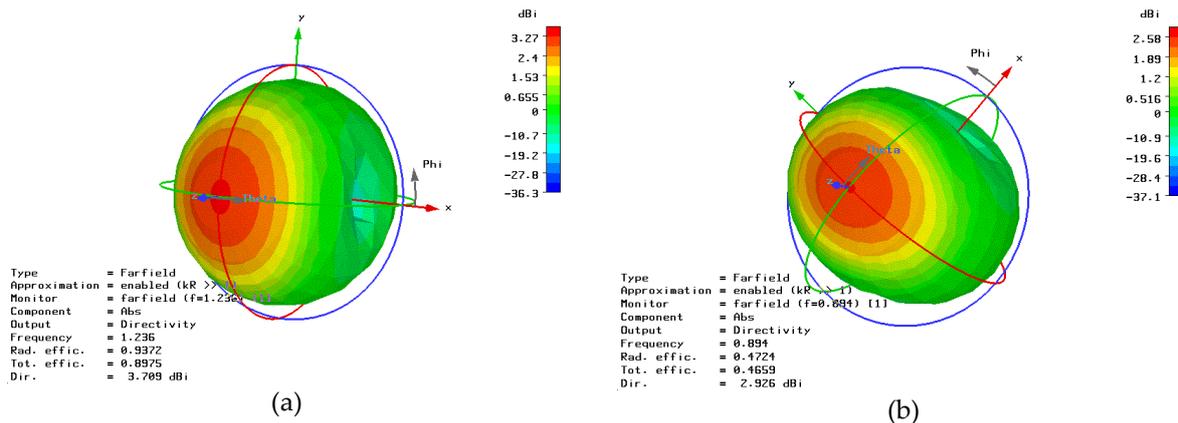


Fig. VI-28: diagramme de rayonnement en 3D: directivités et efficacité d'antenne à fente rectangulaire à 2 (a) et 4 (b) cellules

Nous présentons dans le tableau ci-dessous (Tabl. VI-10); les différents paramètres de réflexion et de rayonnement, en fonction du nombre de cellules ajoutées dans la fente.

# de cellules dans la fente	Fréquence (GHz)	S ₁₁ (dB)	G (dB)	D (dBi)	e _r (%)	e _t (%)
0	3.036	-13.64	5.489	5.228	106.2	101.6
2	1.236	-11.86	3.428	3.709	93.72	89.75
4	0.894	-10.41	-0.3309	2.93	47.24	46.59

Tabl. VI-10: tableau comparatif des différents paramètres d'antennes à fente rectangulaire, en fonction du nombre de cellules insérées

Comme nous l'avions remarqué dans le cas du patch à via, la géométrie n'est plus optimisée aux fréquences de résonance des nouveaux modes, entraînant une désadaptation de la structure. On observe également une dégradation des paramètres de rayonnement, en fonction du nombre croissant de cellules. Cependant cette fois, même avec 4 cellules, l'antenne à fente présente une efficacité de 50%, rapport suffisant pour des applications RFID.

Remarquons enfin, qu'une manière de faire décroître la fréquence serait d'allonger la longueur de la fente, mais cela aurait comme incidence, la dégradation du gain.

B. Antennes adaptées à la puce RFID

Nous présentons dans cette partie, quelques configurations d'antennes conçues telles que leur impédance soit adaptée à la puce RFID, aux deux bandes de fréquences: autour de 900 MHz et à 2.45 GHz

1. Fréquence de travail autour de 900 MHz

a. Antenne à fente rectangulaire, et à cellules

Comme nous l'avons évoqué dans la section ci-dessus, l'adjonction de cellules conductrices dans la fente de l'antenne fait apparaître d'autres modes, à des fréquences plus basses que celle du mode fondamental. La longueur de la fente est de 53 mm, sa largeur de 17.7 mm. La largeur des rubans métalliques est de 2 mm et leur longueur de 75% celle de la fente. Les rubans d'une même cellule sont espacés de 4.55 mm.

Nous choisissons l'antenne à fente à quatre cellules (Fig. VI-29) et essayons d'adapter son impédance à celle de la puce RFID autour de 900 MHz, comme présenté dans la partie III (adaptation) du chapitre.

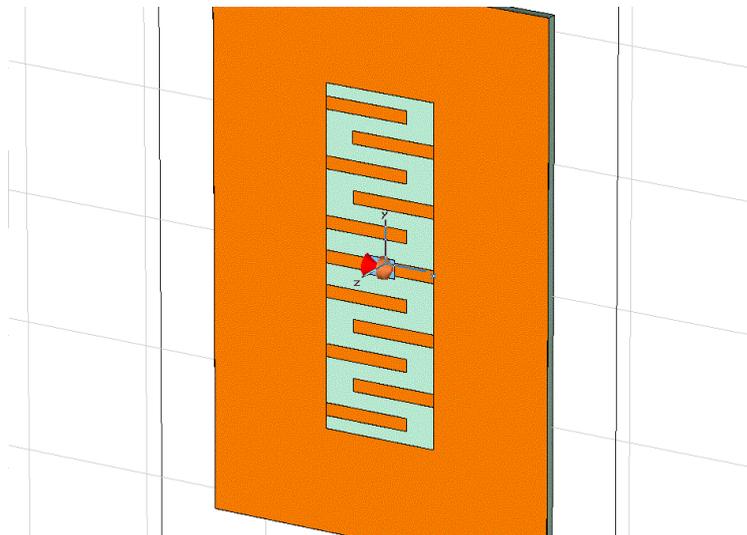


Fig. VI-29: design de l'antenne à fente à 4 cellules et deux rubans, où la puce RFID est intégrée

Le premier mode apparaît à 912 MHz (Fig. VI-30) pour un coefficient de réflexion très faible de -2.32 dB.

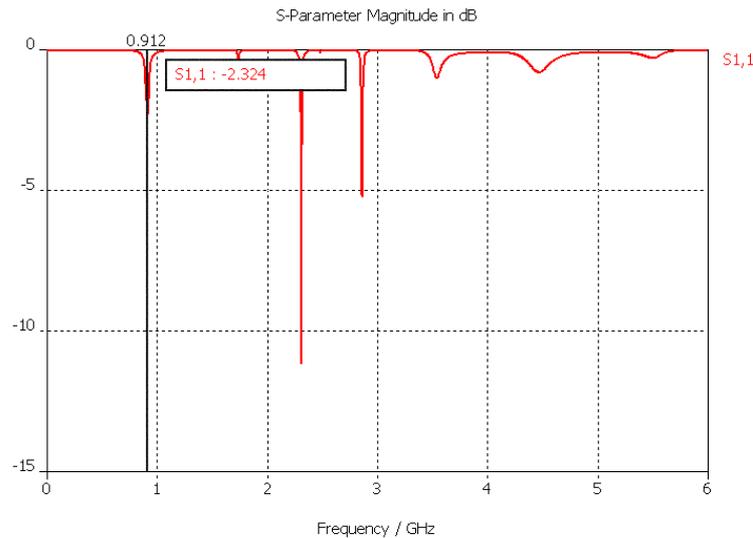


Fig. VI-30: réponse du paramètre S11 du tag

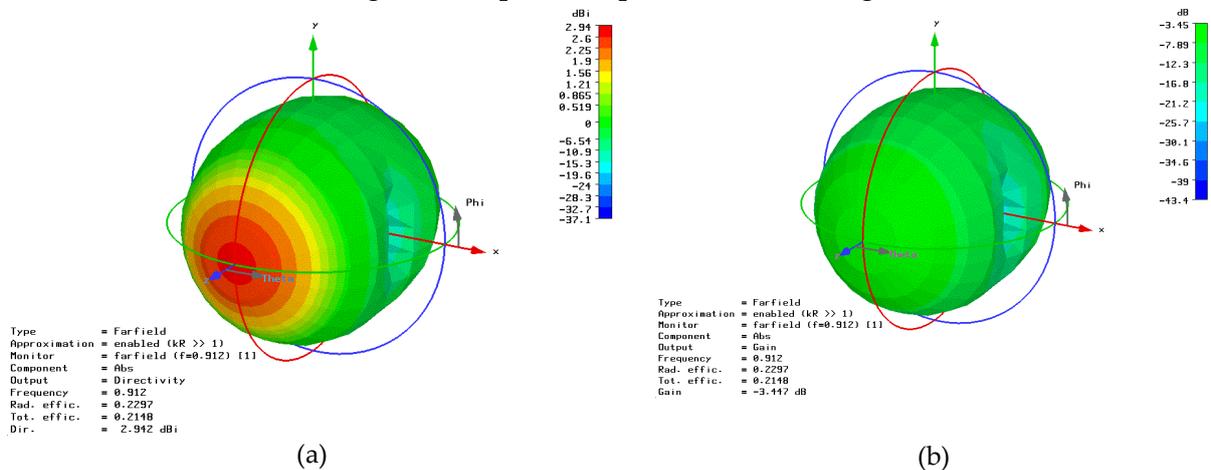


Fig. VI-31: diagramme de rayonnement 3D: gain (a), directivité (b) et efficacités

L'antenne ainsi conçue présente, à 912 MHz, un gain de -3.45 dB, une directivité de 2.94 dBi et une efficacité totale de 21.5 %. (Fig. VI-31), valeurs trop faibles pour remplir les conditions de bon fonctionnement d'un tag.

Un moyen pour améliorer le gain pourrait être de réduire la longueur de la fente, et d'y intégrer des rubans métalliques moins larges.

b. Antenne dipôle replié

Une configuration d'antenne appréciée est le dipôle replié. Nous proposons une conception avec cette géométrie d'antenne sur PC, à 868 MHz. Elle se présente sous la forme ci-dessous (Fig. VI-32). La longueur totale est de 106.2 mm et la largeur de 20 mm.

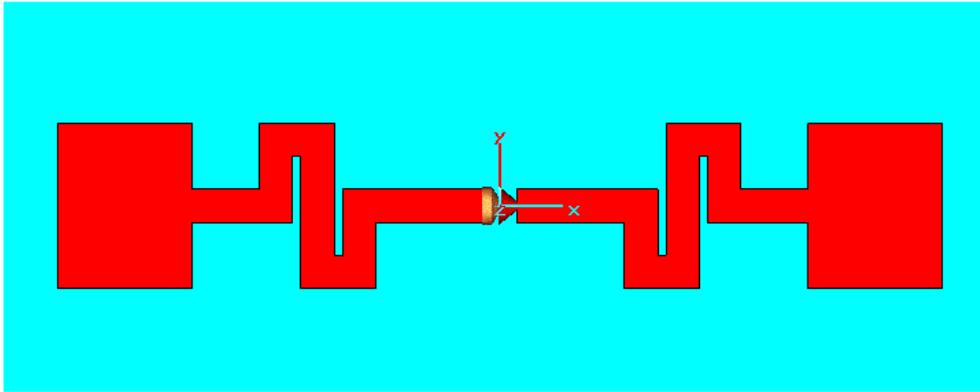


Fig. VI-32: design d'une antenne dipolaire planaire

Le coefficient de réflexion à la fréquence de résonance est de -48.24 dB, montrant une bonne adaptation à la puce (Fig. VI-33).

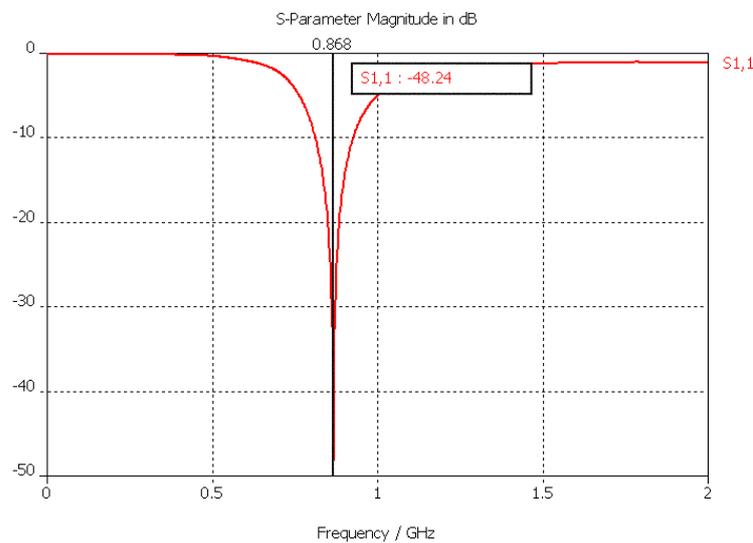


Fig. VI-33: coefficient de réflexion de l'antenne dipolaire repliée

Nous récapitulons ci-dessous (Tabl. VI-11) les paramètres liés à l'adaptation et ceux du rayonnement de cette antenne.

f (MHz)	868
S₁₁ (dB)	-48.24
ROS	1.008
BP (%)	13.1
G (dB)	0.877
D (dBi)	1.987
e_r (%)	79.07
e_t (%)	79.07

Tabl. VI-11: paramètres de l'antenne planaire à dipôle replié

Le diagramme de rayonnement ci-dessous met en évidence la faible directivité d'antenne et les bonnes valeurs des efficacités (Fig. VI-34).

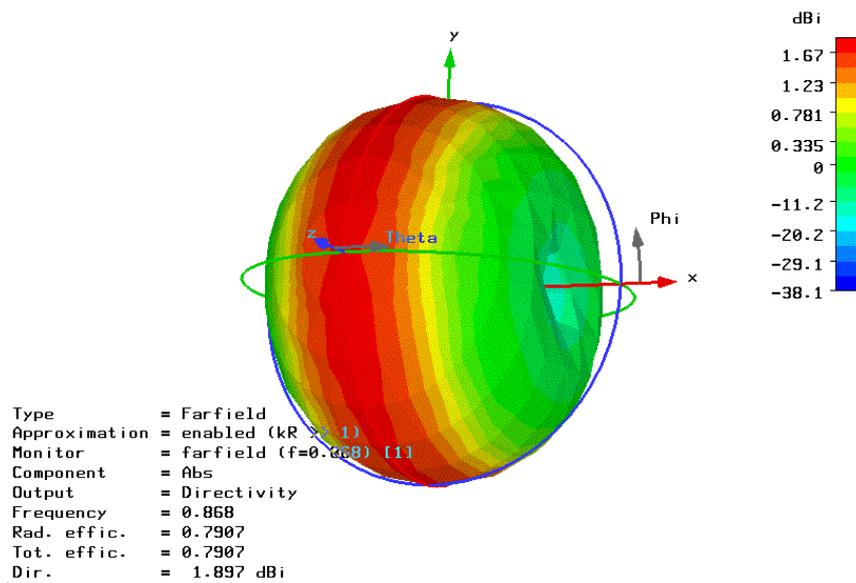


Fig. VI-34: directivité de l'antenne en 3D et efficacités

Les résultats de simulation étant encourageants, cette configuration est actuellement en cours de réalisation.

2. Fréquence de travail à 2.45GHz

a. Antenne patch

Enfin, nous proposons à cette fréquence une configuration patch dans laquelle nous avons inséré des fentes. Elle se présente sous la forme suivante (Fig. VI-35):

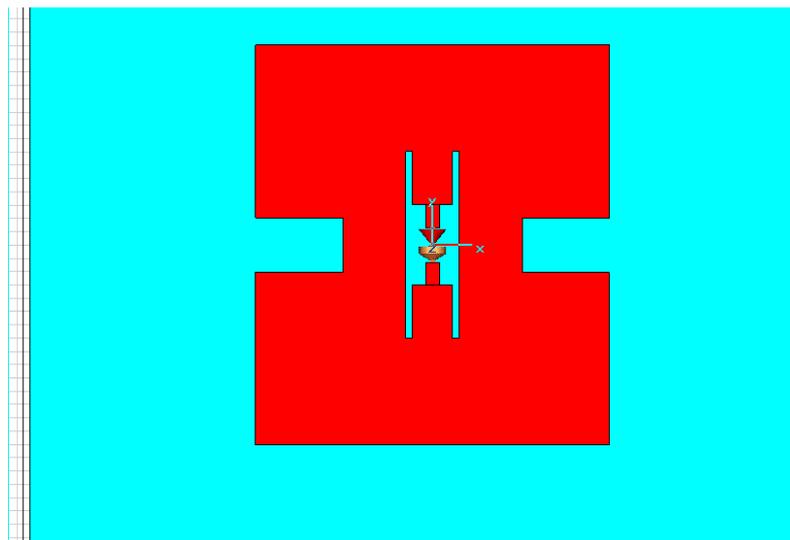


Fig. VI-35: configuration d'une antenne où les caractéristiques de la puce sont intégrées

L'antenne est bien adaptée à la puce ($S_{11} = -17$ dB), présente une directivité de 6.43 dBi et une efficacité totale de 98 % (Fig. VI-36).

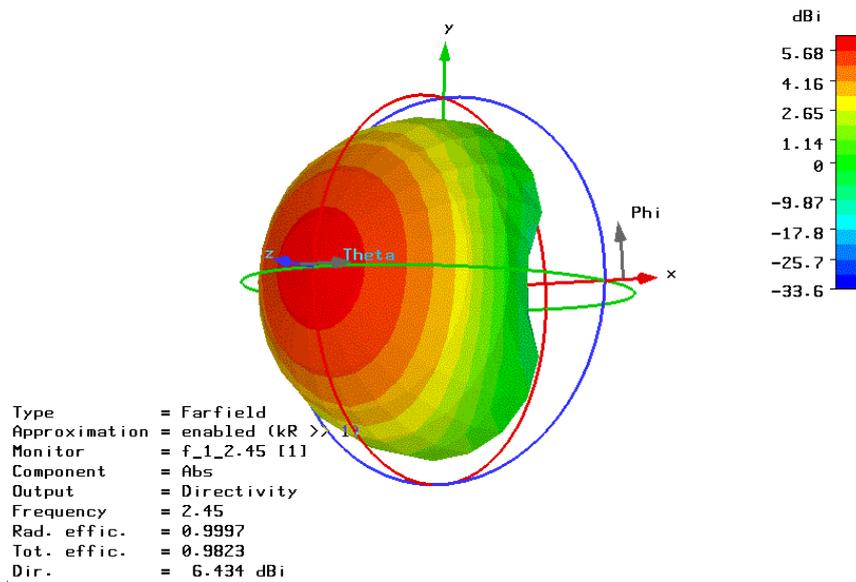


Fig. VI-36: diagramme de rayonnement 3D de l'antenne patch adaptée à la puce, résonant à 2.45 GHz

Cette antenne présente de très bons paramètres aussi bien d'adaptation que de rayonnement. Cependant, son industrialisation semble plus compliquée, comparée à celle d'un dipôle (monocouche) à cause de la présence du plan de masse.

b. Antenne à dipôle replié

Nous présentons ci-dessous la configuration en forme de dipôle replié fonctionnant à 2.45 GHz (Fig. VI-37).

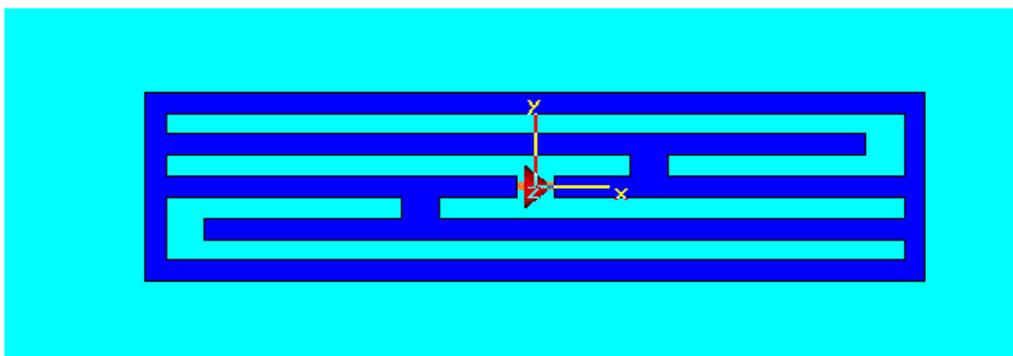


Fig. VI-37: antenne dipolaire planaire à 2.45 GHz

Sa longueur est de 63.6 mm et sa largeur totale de 14 mm.

La géométrie est telle que quatre modes résonent entre 0 et 5 GHz (Fig. VI-38). Nous étudions le deuxième mode et présentons ci-dessous (Tabl. VI-12) les paramètres de réflexion et de rayonnement.

f (GHz)	2.45
---------	------

S_{11} (dB)	-18.94
ROS	1.255
BP (%)	1.35
G (dB)	3.113
D (dBi)	4.228
e_r (%)	76.
e_t (%)	72.

Tabl. VI-12: paramètres de l'antenne plane à dipôle replié, à 2.45 GHz

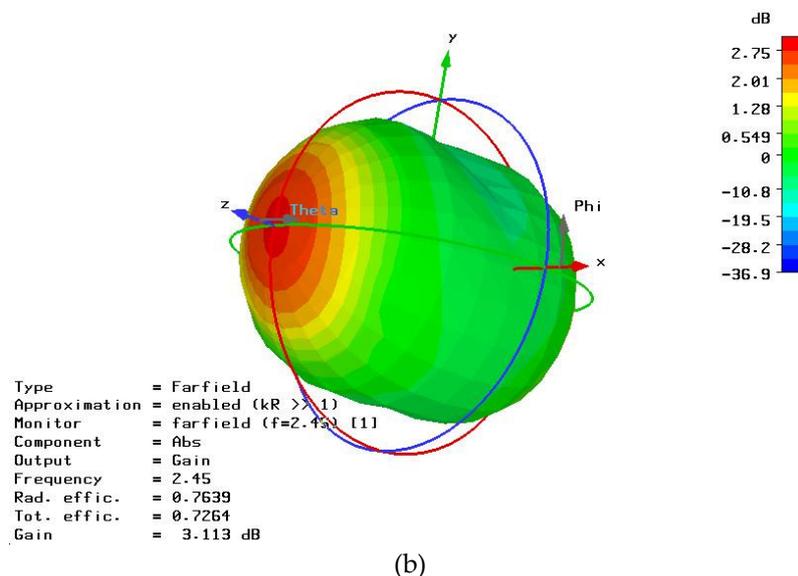
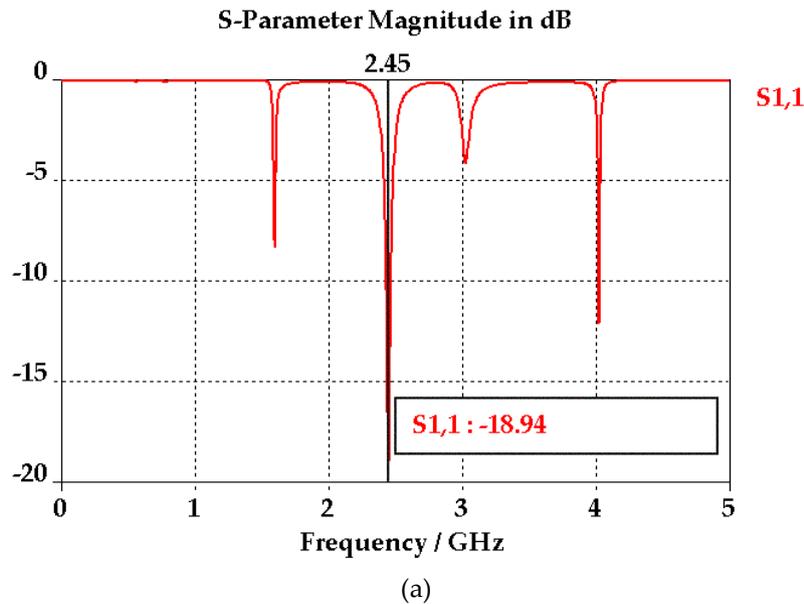


Fig. VI-38: coefficient de réflexion entre 0 et 5 GHz et diagramme de rayonnement à 2.45 GHz

Cette dernière configuration présente de bons résultats à 2.45 GHz. Cependant, elle pourrait être optimisée en utilisant les premier et deuxième modes résonant en étudiant les fréquences de résonance en UHF et à 2.45GHz. Un autre axe d'étude pourrait être la réduction de moitié de la longueur telle que le premier mode résonerait à 2.45 GHz.

VI. Conclusion

La méthode de communication en RFID, entre un lecteur et un tag passif utilise le principe de réflexion (modulation de charge).

Dans le but de présenter des conceptions de tags RFID passifs, nous avons tout d'abord choisi une puce électronique RFID, fonctionnant en UHF et microondes et en avons présenté ses caractéristiques générales.

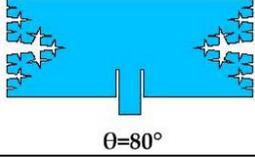
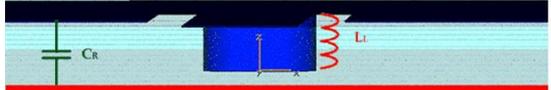
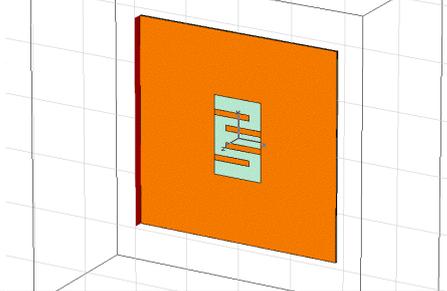
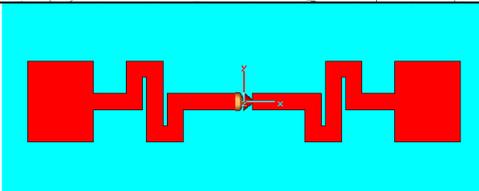
Nous avons, ainsi, dans un premier temps, décrit la puce électronique RFID ainsi que la méthode de communication entre tag et lecteur RFID, à savoir la modulation de charge ('backscattering'). Nous y avons introduit le paramètre RCS, par exemple, qui permet de connaître la capacité qu'a un objet, le tag en l'occurrence, à réfléchir le signal envoyé par le lecteur.

Nous avons également présenté l'intégration de la puce à l'antenne en série, en prenant en compte le mode de modulation de la puce (BPSK) et en adaptant leurs impédances respectives.

Les fréquences de travail, ici UHF et microondes, influencent les tailles d'antennes: de l'ordre de $\frac{\lambda}{2}$, soit environ 17 cm pour l'UHF et 6 cm pour 2.45 GHz. Ainsi pour la bande UHF, qui semble s'imposer comme une référence, les tailles d'antennes deviennent critiques si le souhait est de concevoir des tags de la taille d'une carte bancaire ISO, par exemple. Nous avons alors mis en évidence des méthodes qui permettent la diminution de cette taille, comme l'utilisation de géométries fractales, l'utilisation de matériaux CRLH, l'intégration d'obstacles métalliques dans une fente ou encore la plus connue et éprouvée de toutes, le repliement de dipôle. Nous présentons ci-dessous un tableau récapitulatif et comparatif de ces méthodes (Tabl. VI-13). Notons que l'utilisation de matériaux CRLH est encore dans une phase exploratoire, donc pas optimisée. Nous avons constaté que nous pouvons réduire la taille de l'antenne de 25 à 61% en fonction de la méthode utilisée.

Nous avons finalement présenté plusieurs configurations d'antennes aussi bien dans la gamme UHF qu'à 2.45 GHz intégrant les propriétés de la puce RFID précitée. Mais la miniaturisation d'antennes est un compromis entre taille et performance d'antennes, car, à premier abord on perd en gain et efficacité ce que l'on gagne en taille.

Toutefois, les configurations à dipôles repliés semblent très prometteuses, en termes de résultats de simulation, d'"industriabilité" et de coût. Leurs réalisations et mesures permettraient de valider les résultats de simulation, mais pour cela, il semble nécessaire de réaliser un banc des paramètres adéquats, comme le RCS par exemple.

Méthode de miniaturisation	Forme	Rétrécissement (%)
Géométrie fractale	<p>Itération 3</p>  <p>$\theta=80^\circ$</p>	25
CRLH		44
Fente à ruban conducteur		41
Dipôle replié		61

Tabl. VI-13: comparatif de la rétrécissement de la taille en fonction de la méthode

Conclusion générale et Perspectives

CONCLUSION GENERALE et PERSPECTIVES

I. Conclusion générale

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le contexte de l'identification radio-fréquence (RFID), dans des gammes avoisinant le Gigahertz. Ils se sont réalisés en collaboration avec le laboratoire LETI-CEA-Grenoble, la société Gaggione SA et le Pôle Traçabilité, dans le cadre du projet Avenir de la Région Rhône-Alpes.

Le développement du marché de la RFID connaît un grand essor en UHF et microondes. Ces bandes de fréquences autorisent des distances de communication importantes de plusieurs mètres et la bande UHF semble s'imposer comme une référence [rfidjournal].

Notre objectif premier a été l'exploration d'une voie de développement de tags RFID sur matériaux bas-coût (plastiques). Mais la notion de bas-coût est vaste. Pour notre application à un tag RFID, cela signifie que ses composants, à savoir l'antenne et la puce RFID, et leur connexion sont à moindre frais. Grâce aux technologies issues de la microélectronique, les puces électroniques sont à bas-coût (et de petite taille de surcroît). Pour diminuer le coût d'un tag il faut donc porter les efforts sur l'antenne dont

- le procédé de réalisation doit être simple et industrialisable,
- les matériaux qui la constituent seraient bas-coût,
- les caractéristiques de rayonnement sont satisfaisantes.

Aux fréquences de travail souhaitées, les paramètres intrinsèques des matériaux constituant l'antenne, interviennent dans son bon fonctionnement. Pour des raisons de coût et d'application, nous avons fait le choix d'étudier des antennes planaires imprimées, en commençant par la forme la plus simple et contrôlée: le patch rectangulaire. Il est formé d'un substrat sur lequel est déposé un plan de masse d'un côté et une forme conductrice de l'autre. Nous avons également choisi pour des raisons de coût de ne pas utiliser de matériaux traditionnels comme l'alumine ou le duroïd, mais plutôt des plastiques pour la partie diélectrique. De la même façon, nous avons mis de côté l'utilisation à terme du cuivre comme matière conductrice et lui avons préféré l'encre conductrice. Cependant l'utilisation de ces matériaux dans une antenne, nécessite, pour la conception, une bonne connaissance de leurs paramètres aux fréquences de travail.

Nous avons étudié plusieurs candidats plastiques au rôle de substrat et avons mis en place une méthode de caractérisation des paramètres de permittivité et de facteur de pertes diélectriques pour les départager (Tabl. C-1).

Matériau	$\epsilon' \pm 0.02$ @ 2.45GHz	$(\tan\delta \pm 0.02) \times 10^{-3}$ @ 2.45GHz
HDPE	2.16	1.0
LDPE	2.10	1.7
PC	2.64	1.8
ABS	2.53	2.1
PMMA	2.47	2.4
PA12	2.88	2.5
PA6	2.81	2.9
PBT	2.82	3.5
PS	2.38	6.0

Tabl. C-1: parties réelles de la permittivité relative et facteurs de pertes diélectriques à 2.45GHz de 9 matériaux plastiques

Nous avons alors choisi deux matériaux: le premier, le **PC**, pour sa faible valeur de facteur de pertes diélectriques, le second, le **PBT**, pour son caractère hydrophobe.

Nous avons utilisé comme matière conductrice de l'**encre à base d'argent**, utilisée dans l'industrie. Nous avons choisi comme méthode de dépôt la **sérigraphie**, tout en vérifiant que l'épaisseur déposée est suffisante (supérieure à l'épaisseur de peau) pour minimiser les effets dissipatifs (Tabl. C-2).

# échantillons du groupe 1	PBT1	PBT2	PC3	PC4	PC5	PC6
$h \pm 0.01$ (μm)	15	14	14	18	16	16
$(\sigma \pm 0.07) \cdot 10^4$ ($\text{S} \cdot \text{cm}^{-1}$)	2.17	5.42	0.20	1.69	2.81	3.19
$\delta \pm 0.1$ (μm)	7.04	4.46	31.36	8.43	6.19	5.94

Tabl. C-2: conductivité, épaisseur d'encre déposée et épaisseur de peau à 2.45 GHz, pour des échantillons du premier groupe

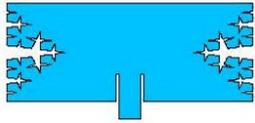
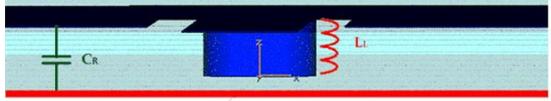
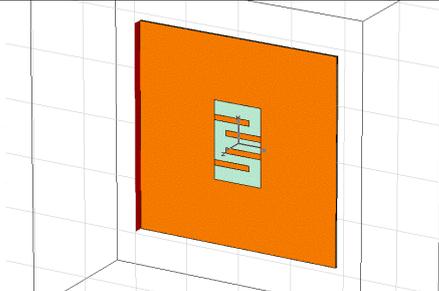
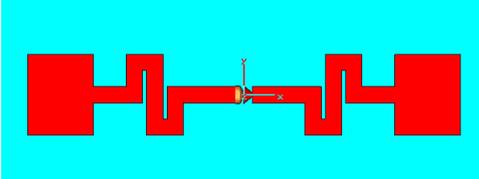
Ainsi, une fois les matériaux choisis et leurs caractéristiques intrinsèques connues, nous avons conçu différentes antennes planaires de type patch rectangulaire, avec différents conducteurs. Nous avons comparé mesures et simulations et avons remarqué un décalage en fréquence des réponses alors que les valeurs des autres paramètres concordent. Nous avons mis en évidence les incertitudes de mesures et leur avons attribué ce décalage fréquentiel. Nous avons démontré la faisabilité d'antennes en encre conductrice sur plastiques.

La conception d'un tag RFID évolue à travers une étape d'intégration de l'antenne, fonctionnant en réflexion, à la puce électronique. Cela implique que l'antenne et la puce doivent être adaptées par l'impédance. Nous avons choisi une puce ATMEL5590 pour ses fréquences de travail en UHF et 2.45 GHz.

De plus, les fréquences de communication en UHF impliquent des longueurs d'antennes de l'ordre de 15 cm ($900\text{MHz} \Rightarrow \frac{\lambda}{2} \sim 15 \text{ cm}$), taille trop grande pour une intégration dans

une étiquette de petite taille ou de la taille d'une carte ISO. Il est donc nécessaire de miniaturiser la taille de l'antenne (qui occupe une grande partie de la surface du tag).

Il existe différentes méthodes de réduction de la taille d'antennes: géométries fractales, dipôles repliés, matériaux CRLH ou fente à obstacle (Tabl. C-3). A ce jour la configuration d'antenne repliée reste la plus performante en terme de réduction de taille, et deux tags à 868 MHz et 2.45 GHz sont en cours de réalisation.

Méthode de miniaturisation	Forme	Rétrécissement (%)
Géométrie fractale	<p>Itération 3</p>  <p>$\theta=80^\circ$</p>	25
CRLH		44
Fente à ruban conducteur		41
Dipôle replié		61

Tabl. C-3: comparatif du rétrécissement de la taille en fonction de la méthode

II. Perspectives

Nous avons retenu comme candidats au rôle de substrat d'antennes planaires, des plastiques. Les papiers présentent également de bons paramètres diélectriques. Ils pourraient être aussi retenus comme substrats, la condition étant d'approfondir les méthodes de préparation au dépôt, afin d'éviter tout phénomène d'absorption, qui engendrerait des dissipations d'énergie dans le substrat.

Nous avons également, choisi une technique de dépôt d'encre conductrice par sérigraphie. Cependant, d'autres méthodes de dépôt industriel, comme la tampographie ou

l'impression par jet d'encre ne sont pas exclues. Des recherches pourraient être menées dans le choix des matières diélectriques et conductrices à utiliser. Par exemple, si l'on souhaite déposer de l'encre conductrice par une technique de jet d'encre, les particules conductrices doivent être de taille nanométrique. Ce qui peut engendrer des contraintes sur la conductivité par exemple.

D'autre part, la conception des antennes pourrait évoluer d'au moins deux façons. La première pourrait être la continuation des recherches de méthodes de miniaturisation. Même en utilisant une méthode de repliement de dipôles, les choix de configuration restent nombreux. Un deuxième axe d'évolution pourrait être la recherche de configurations d'antennes telles que les fréquences de fonctionnement seraient multiples, en UHF et à 2.45 GHz, par exemple. L'utilisation des géométries fractales et à dipôles repliés pourrait être étudiée dans ce sens.

Enfin, la mesure d'antennes seules est chose quasi-normalisée. Mais la question se pose en revanche sur les moyens à mettre en œuvre pour caractériser une antenne connectée à une puce, sans détruire le tag, et de manière simple et rapide. Tout d'abord, on pourrait s'interroger sur les paramètres à mesurer (le RCS par exemple). Cela permettrait d'évoluer vers l'étude de méthodes de mesures adéquates...

Annexes

Sommaire des Annexes

<i>I. Autres types d'antennes [Balanis-05]</i>	169
A. Les antennes à ouverture	169
B. Les antennes réflecteurs	169
C. Les antennes lentilles	170
D. Les antennes en réseau	170
<i>II. Programme de calcul du design d'une antenne patch rectangulaire (maple)</i>	
171	
<i>III. Méthode des trois antennes</i>	176
<i>IV. Diagramme en blocs de la puce RFID Atmel ATA5590</i>	177

Annexes

I. Autres types d'antennes [Balanis-05]

A. Les antennes à ouverture

On compte dans cette famille les antennes cornets à forme pyramidale ou conique et les antennes à guide d'onde de forme rectangulaire ou circulaire (Fig. AI-1).



Fig. AI-1: différentes formes d'antennes à ouverture: rectangulaire (a) et circulaire (b)

Elles sont essentiellement utilisées pour des applications aéronautiques, aérospatiales et microondes ; on pense particulièrement aux antennes cornets de forme pyramidale qui servent de référence lors des mesures d'antennes microruban. Elles ont la particularité de présenter un très grand gain (10 – 20 dB) et une grande directivité.

B. Les antennes réflecteurs

De part la nécessité de communiquer sur de longues distances, des antennes de formes plus sophistiquées ont été mises en place. La plus connue de toutes est l'antenne réflecteur parabolique (Fig. A1-2).

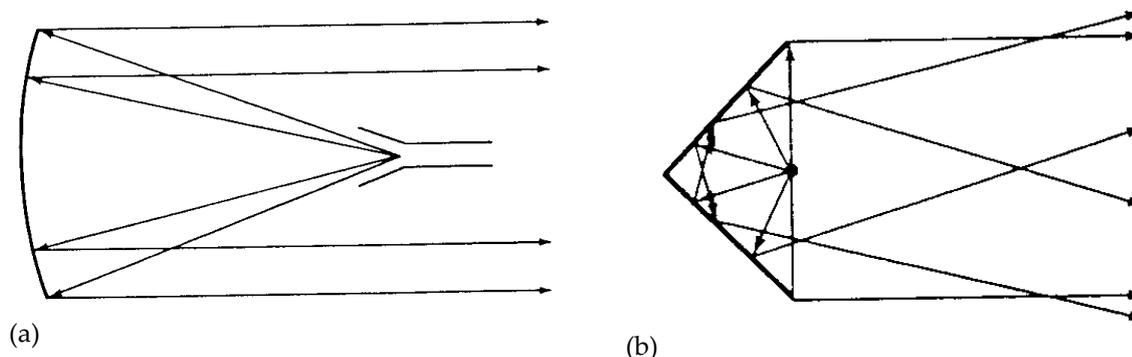


Fig. A1-2: différentes formes d'antennes réflecteurs: parabolique (a) ou en coin (b)

Elles sont en général de très grandes dimensions. Il n'est pas rare de rencontrer des paraboles d'un diamètre de 80cm, sur des habitations pour récupérer le signal TV transitant par satellite. Certaines présentent jusqu'à des diamètre de 300m, dans le domaine militaire ou de la recherche, afin d'émettre ou de recevoir des signaux à des millions de kilomètres.

C. Les antennes lentilles

Ces dispositifs sont essentiellement utilisés pour récupérer l'énergie d'ondes incidentes divergeant dans des directions non souhaitées, et transforment lesdites ondes en ondes planes par exemple. Elle se présentent sous différentes formes (Fig. A1-3), récupérées des lentilles pour applications optiques: concave, convexe etc.

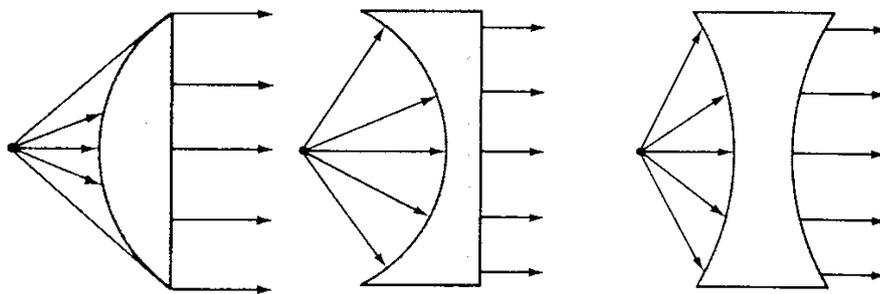


Fig. A1-3: différentes formes d'antennes lentilles

Ces antennes peuvent être également utilisées comme les réflecteurs paraboliques et sont dans ce cas préférées pour communiquer à des fréquences plus élevées que leurs cousines réfléchissantes. Leurs dimensions et poids attendraient des grandeurs démesurées à basse fréquence.

D. Les antennes en réseau

De nombreuses applications requièrent des caractéristiques de rayonnement qui ne sont pas atteignables par le biais d'un seul élément rayonnant. L'un des moyens pour y parvenir est de répliquer plusieurs fois l'élément unitaire rayonnant dans le but de créer un réseau d'éléments rayonnants (Fig. A1-4).

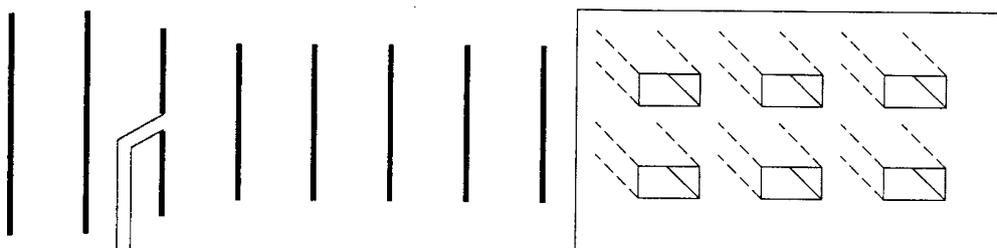


Fig. A1-4: éléments rayonnants mis en réseau

L'arrangement des éléments ainsi positionnés en réseau doit s'effectuer de telle sorte que le rayonnement total soit la somme du rayonnement de chaque élément dans une direction ou plusieurs directions données, pour créer un rayonnement isotrope par exemple, en fonction de l'application visée.

II. Programme de calcul du design d'une antenne patch rectangulaire (maple)

On entre la permittivité: ici pour *PC epsr= 2.64*

on cherche la **largeur W**,

on cherche la **longueur L**,

on cherche la **largeur wo de la ligne d'amenée**, sa **longueur y1** qui est en $\lambda/8$

on cherche la **longueur yo de l'encoche** et sa **largeur w1** de l'ordre de $w_0/3$

```
> h:=0.0013;
                                     h := 0.0013

> epsr:=2.64;
                                     epsr := 2.64

> epso:=8.854*10^(-12);
                                     epso := 0.8854000000 10-11

> muo:=4*Pi*10^(-7);
                                     muo :=  $\frac{\pi}{25000000}$ 

> fr:=2.45*10^9;
                                     fr := 0.2450000000 1010

> Zc:=50;
                                     Zc := 50

> c:=3*10^8;
                                     c := 300000000

> lambdao:=c/fr;
                                     lambdao := 0.1224489796

> eval[5](%);
                                     0.1224489796

> lambda:=lambdao/sqrt(epsr);
                                     λ := 0.07536213734

> y1:=lambda/8;
                                     y1 := 0.009420267168

> ko:=2*Pi/lambdao;
                                     ko := 16.33333333 π
```

```

> W:=1/(2*fr*sqrt(eps0*muo))*sqrt(2/(epsr+1));
      0.08038378865
      W := -----
             sqrt(pi)

> evalf[6](W);
      0.0453518

>
> epsreff:=(epsr+1)/2+(epsr-1)/2*(1+12*h/W)^(-0.5);
      epsreff := 1.820000000 + -----
                        0.8200000000
                        (1 + 0.1940689816 sqrt(pi))^0.5

> evalf[6](epsreff);
      2.52732

> DL:=h*0.412*(epsr+0.3)/(epsr-0.258)*(W/h+0.264)/(W/h+0.8);
      0.0006610680101 (----- + 0.264)
      DL := -----
                        61.83368358
                        sqrt(pi) + 0.8

> evalf[6](DL);
      0.000651139

> L:=1/(2*fr*sqrt(epsreff*muo*eps0))-2*DL;
      0.2040816326 10^-9
      L := -----
      sqrt( (0.6445712000 10^-17 + -----) pi
            (1 + 0.1940689816 sqrt(pi))^0.5 )
      - -----
            0.001322136020 (----- + 0.264)
            61.83368358
            sqrt(pi) + 0.8

> evalf[6](L);
      0.0371835

>
> resultwo1:=Zc=60/sqrt(epsreff)*ln(8*h/wol+wol/(4*h));
      60 ln(----- + 192.3076923 wol)
      resultwo1 := 50 = -----
                        sqrt(1.8200000000 + -----)
                        (1 + 0.1940689816 sqrt(pi))^0.5

> solve(resultwo1,{wol});
      { wol = 0.003332804192 }, { wol = 0.01622657585 }

> ratio1:=%/h;
      ratio1 :=
      769.2307692 { wol = 0.003332804192 }, 769.2307692 { wol = 0.01622657585 }

```

le rapport wo/h doit être inférieur à 1 pour appliquer la formule `resultwo1`; or ce n'est pas le cas donc nous utilisons une autre formule s'appliquant pour $wo/h > 1$:

>

```
resultwo2:=Zc=120*Pi/(sqrt(epsreff)*(wo2/h+1.393+0.667*ln(wo2/h+1.444)));
```

$$resultwo2 := 50 = 120 \pi \left(\sqrt{1.820000000 + \frac{0.8200000000}{(1 + 0.1940689816 \sqrt{\pi})^{0.5}}} \right. \\ \left. (769.2307692 wo2 + 1.393 + 0.667 \ln(769.2307692 wo2 + 1.444)) \right)$$

```
> solve(resultwo2, {wo2});
```

$$\{ wo2 = 0.003177244092 \}$$

$$2.00000 = \frac{9.85094}{769.231 wo2 + 1.393 + 0.667 \ln(769.231 wo2 + 1.444)}$$

```
> ratio2:=%/h;
```

$$ratio2 := 769.2307692 \{ wo2 = 0.003177244092 \}$$

```
> w1:=wo2/5;
```

$$w1 := \frac{wo2}{5}$$

>

```
> expr1:=(sin(ko*W*cos(teta)/2)/cos(teta))^2*sin(teta)^3;
```

$$expr1 := \frac{\sin(0.6564676070 \sqrt{\pi} \cos(teta))^2 \sin(teta)^3}{\cos(teta)^2}$$

```
> I1:=int(expr1, teta=0..Pi);
```

$$I1 := 1.654181096$$

```
> evalf[6](I1);
```

$$1.65418$$

```
> G1:=I1/(120*Pi^2);
```

$$G1 := \frac{0.01378484247}{\pi^2}$$

```
> evalf[6](G1);
```

$$0.00139669$$

```
> expr2:=expr1*BesselJ(0, (ko*L*sin(teta)));
```

$$expr2 := \sin(0.6564676070 \sqrt{\pi} \cos(teta))^2 \sin(teta)^3 \text{BesselJ} \left(0, 16.33333333 \pi \left(\sqrt{1.820000000 + \frac{0.8200000000}{(1 + 0.1940689816 \sqrt{\pi})^{0.5}}} \right) \right) \pi$$

$$-\frac{0.001322136020 \left(\frac{61.83368358}{\sqrt{\pi}} + 0.264 \right)}{\frac{61.83368358}{\sqrt{\pi}} + 0.8} \sin(teta) \Big/ \cos(teta)^2$$

> **G12:=int(1/(120*Pi^2)*expr2, teta=0..Pi);**

$$G12 := \int_0^{\pi} \frac{1}{120} \sin(0.6564676070 \sqrt{\pi} \cos(teta))^2 \sin(teta)^3 \text{BesselJ} \left(0, 16.33333333 \pi \right. \\ \left. \frac{0.2040816326 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{\left(0.6445712000 \cdot 10^{-17} + \frac{0.2904112000 \cdot 10^{-17}}{(1 + 0.1940689816 \sqrt{\pi})^{0.5}} \right) \pi}} \right) \sin(teta) \Big/ (\pi^2 \cos(teta)^2) dteta$$

> **evalf[6](G12);**

0.000542737

> **R1:=G1+G12;**

$$R1 := \frac{0.01378484247}{\pi^2} + \int_0^{\pi} \frac{1}{120} \sin(0.6564676070 \sqrt{\pi} \cos(teta))^2 \sin(teta)^3 \text{BesselJ} \left(0, \right. \\ \left. 16.33333333 \pi \frac{0.2040816326 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{\left(0.6445712000 \cdot 10^{-17} + \frac{0.2904112000 \cdot 10^{-17}}{(1 + 0.1940689816 \sqrt{\pi})^{0.5}} \right) \pi}} \right) \sin(teta) \Big/ (\pi^2 \cos(teta)^2) dteta$$

> **Rin1:=1/(2*R1);**

$$Rin1 := \frac{1}{2} \frac{1}{\left(\frac{0.01378484247}{\pi^2} + \int_0^{\pi} \frac{1}{120} \sin(0.6564676070 \sqrt{\pi} \cos(teta))^2 \sin(teta)^3 \right)}$$

$$\text{BesselJ} \left(0, 16.33333333 \pi \right) \frac{0.2040816326 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{\left(0.6445712000 \cdot 10^{-17} + \frac{0.2904112000 \cdot 10^{-17}}{(1 + 0.1940689816 \sqrt{\pi})^{0.5}} \right) \pi}} - \frac{0.001322136020 \left(\frac{61.83368358}{\sqrt{\pi}} + 0.264 \right)}{\frac{61.83368358}{\sqrt{\pi}} + 0.8} \sin(teta) \Big/ (\pi^2 \cos(teta)^2) dteta$$

> evalf[6] (Rin1);

257.808

> expt1:=50=Rin1*cos(Pi*yo1/L)^2;

$$\text{expt1} := 50 = \frac{1}{2} \cos \left(\pi \text{yo1} \right) \left[\frac{0.2040816326 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{\left(0.6445712000 \cdot 10^{-17} + \frac{0.2904112000 \cdot 10^{-17}}{(1 + 0.1940689816 \sqrt{\pi})^{0.5}} \right) \pi}} - \frac{0.001322136020 \left(\frac{61.83368358}{\sqrt{\pi}} + 0.264 \right)}{\frac{61.83368358}{\sqrt{\pi}} + 0.8} \right]^2 \Big/ \left(\frac{0.01378484247}{\pi^2} + \int_0^\pi \frac{1}{120} \sin(0.6564676070 \sqrt{\pi} \cos(teta))^2 \sin(teta)^3 \text{BesselJ} \left(0, 16.33333333 \pi \right) \frac{0.2040816326 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{\left(0.6445712000 \cdot 10^{-17} + \frac{0.2904112000 \cdot 10^{-17}}{(1 + 0.1940689816 \sqrt{\pi})^{0.5}} \right) \pi}} - \frac{0.001322136020 \left(\frac{61.83368358}{\sqrt{\pi}} + 0.264 \right)}{\frac{61.83368358}{\sqrt{\pi}} + 0.8} \sin(teta) \Big/ (\pi^2 \cos(teta)^2) dteta \right)$$

> evalf[6] (expt1);

50. = 257.808 cos(84.4888 yo1)²

```
> solve(%, {yol});
      {yol = 0.02398931718 }, {yol = 0.01319422257 }
```

III.Méthode des trois antennes

Cette méthode est utilisée dans le cas où les antennes sous test ne sont pas identiques. Dans ce dernier cas de figure, la formule se présente comme une équation à deux inconnues. L'ajout d'une troisième antenne présente l'avantage d'obtenir une combinaison de trois équations, ce qui crée un système de 3 équations à 3 inconnues, résoluble alors. Nommons par commodité les 3 antennes : antenne a, antenne b, antenne c.

La combinaison a - b donne :

$$(G_a)_{dB} + (G_b)_{dB} = -20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{br}}{P_{at}} \right) \quad \text{Eq. A3-1}$$

La combinaison a - c donne :

$$(G_a)_{dB} + (G_c)_{dB} = -20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{cr}}{P_{at}} \right) \quad \text{Eq. A3-2}$$

La combinaison b - c donne :

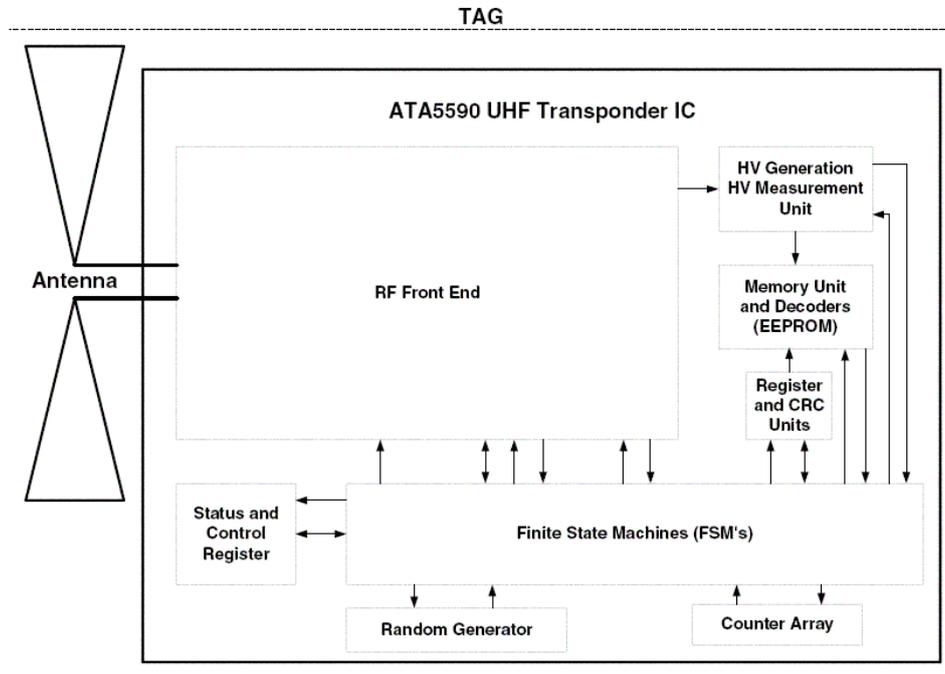
$$(G_b)_{dB} + (G_c)_{dB} = -20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{cr}}{P_{bt}} \right) \quad \text{Eq. A3-3}$$

Soit donc le système en décibels :

$$\begin{cases} (G_a) + (G_b) = -20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + (S_{21})_{ab} \\ (G_a) + (G_c) = -20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + (S_{21})_{ac} \\ (G_b) + (G_c) = -20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + (S_{21})_{bc} \end{cases} \quad \text{Eq. A3-4}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} (G_a) = \frac{1}{2} \cdot ((S_{21})_{ab} - (S_{21})_{bc} + (S_{21})_{ac}) - 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \\ (G_b) = \frac{1}{2} \cdot ((S_{21})_{ab} + (S_{21})_{bc} - (S_{21})_{ac}) + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \\ (G_c) = \frac{1}{2} \cdot ((S_{21})_{ac} + (S_{21})_{bc} - (S_{21})_{ab}) + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \end{cases} \quad \text{Eq. A3-5}$$

IV. Diagramme en blocs de la puce RFID Atmel ATA5590



Bibliographie

Bibliographie

- [Arnaud-05] P. Arnaud, "Cours de chimie organique", 15^{ème} edition, *Dunod*, 1990
- [Balanis-05] C.A. Balanis, "Antenna theory ", 3rd edition *WILEY*, 2005
- [Barry-86] W.Barry, "A broad-band, automated, stripline technique for the simultaneous measurement of complex permittivity and permeability", *IEEE MTT*, vol. 34, n° 1, January 1986
- [Collin-00] R.E. Collin, "Field theory of guided waves ", 2nd edition *IEEE PRESS*, 1991
- [Chiou-03] J-Y.Chiou, J.Y.Sze, K-L.Wuong, "A broad-band CPW-fed strip-loaded square slot antenna", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.51, No 4, April 2003
- [Ding-98] X.Ding, A.F.Jacob, "CPW-fed slot antenna with wide radiating apertures", *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.* Vol 145, No 1, February 1998
- [Dubarry-01] C.Dubarry, "Dépôt électrochimique de films magnétiques doux CoFeCu et comportement en atmosphère oxydante", *INPG*, 2001
- [Finkenzeller-03] K.Finkenzeller, " RFID Handbook ", *WILEY*, 2003
- [Garg-01] R.Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A.Ittipiboon, "Microstrip antenna design Handbook ", *Artech house publishers*, 2001
- [Gaubert-04] C.Gaubert, T-P.Vuong, S.Tedjini, "Quasi-fractal antennas for RFID systems operating in the ISM 2.45 GHz and 5.8 GHz bands", *JINA* 2004.

-
- [Gianvittorio-02] J.P.Gianvittorio, Y.Rahmat-Samii, "Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique, and applications", *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, Vol. 44, No.1 February 2002
- [Howel-02] J.Q.Howel, "Microstrip antennas", *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, Vol. 44, No.5 october 2002
- [http-afnor] L'Association française de normalisation : <http://www.afnor.fr>
- [http-careersinplastics] <http://www.careersinplastics.ca>
- [http-eannet] <http://www.eanet-france.org>
- [http-efpg] <http://cerig.efpg.inpg.fr/dossier/papier-materiau/sommaire.htm>
- [http-electronicstimes] <http://www.Electronicstimes.com>
- [http-matweb] <http://www.matweb.com>
- [http-ref-union] http://www.ref-union.org/ed95/ant_fentes/ant_fentes.htm
- [http-rfidjournal] <http://www.rfidjournal.com>
- [http-tracabilite] Le suivi de la traçabilité alimentaire en France : <http://www.tracabilite.fr>
- [http-ulaval] <http://16120.gel.ulaval.ca/notes/Cours12b.pdf>
- [Jao-Jules-01] E.Jao-Jules, "Couplages entre propriétés thermiques, réactivité chimique et viscosité des matériaux composites thermodurcissables, en relation avec les conditions de leur élaboration fondée sur l'hystérésis diélectrique", *Ecole Supérieure des Arts et Métiers*, 2001

- [Lai-04] A.Lai, C.Caloz, T.Itoh, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials", *MicrowaveMagazine,IEEE*, Vol. 5, Issue 3, Sept. 2004
- [Meng-95] Binshen Meng, John Booske, and Reid Cooper,"extended cavity perturbation technique to determine the complex permittivity of dielectric materials ", *IEEE MTT*, vol. 43, n° 11, November 1995
- [Paret-01] Paret , "Identification radiofréquence et cartes à puce sans contact" *DUNOD*, 2001
- [Pozar-98] D.M. Pozar, "Microwave engineering", *3rd edition WILEY*, 1998
- [Richardt-94] A.Richardt, A-M.Durand, "Le Vide, les couches minces, les couches dures", *In Fine*, 1994
- [Rmili-04] H.Rmili, "Etude, réalisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz", *Université de Bordeaux*, 2004
- [Sarabandi-02] K.Sarabandi, R.Azadegan, H.Mossallaei, J.Harvey, " Antenna miniaturization techniques for applications in comact wireless transceivers", *URSI*, 2002
- [Smits-58] F.M. Smits, "Measurement of Sheet Resistivities with the Four Point Probe," *Bell Syst. Tech. J.* 37, 711, 1958
- [Trotignon-96] J.P. Totignon, J.Verdu, A.Dobraczynski, M.Pieraud,"Précis: matières plastiques, structures-propriétés, mise en œuvre, normalisation", *Nathan-Afnor*, 1996