



HAL
open science

De la RFID à la MMID 60 GHz : contribution au développement de l'identification par onde radiofréquence en bande millimétrique

David Hotte

► **To cite this version:**

David Hotte. De la RFID à la MMID 60 GHz : contribution au développement de l'identification par onde radiofréquence en bande millimétrique. Autre. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT114 . tel-01267579

HAL Id: tel-01267579

<https://theses.hal.science/tel-01267579v1>

Submitted on 4 Feb 2016

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

David HOTTE

Thèse dirigée par **Smail TEDJINI**,
codirigée par **Yvan DUROC** et
co-encadrée par **Romain SIRAGUSA**

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

De la RFID à la MMID 60 GHz : contribution
au développement de l'identification par onde
radiofréquence en bande millimétrique

Thèse soutenue publiquement le **24 Novembre 2015**,
devant le jury composé de :

M. Mohamed HIMDI

Pr. Université de Rennes, Rapporteur

M. Robert STARAJ

Pr. Université de Nice, Rapporteur et Président du jury

M. Anthony GHIOTTO

MCF. Université de Bordeaux, Examineur

M. Romain SIRAGUSA

MCF. Grenoble INP, Co-encadrant de thèse

M. Yvan DUROC

Pr. Université Claude Bernard Lyon 1, Codirecteur de thèse

M. Smail TEDJINI

Pr. Grenoble INP, Directeur de thèse



Remerciements

Arrivé en dernière année d'école d'ingénieur (l'ESISAR), un cruel dilemme s'offrait à moi : poursuivre classiquement dans l'industrie ou s'essayer au monde de la recherche. Ce sujet de thèse était alors à la recherche de son doctorant. Le côté nouveau que représentait pour le laboratoire LCIS le 60 GHz ainsi que la nature exploratoire de ce sujet de thèse m'ont finalement donné envie de me lancer.

Je tiens donc à remercier en premier lieu Smail qui m'a accordé sa confiance en me proposant ce sujet de thèse. Je tiens également à remercier Yvan et Romain pour avoir assuré le co-encadrement de ma thèse. Un grand merci à vous trois pour tout ce que vous m'avez apporté au cours de ces trois années. Votre expérience et votre bonne humeur ont été des éléments moteurs qui m'ont aidé à avancer.

Je remercie également le Professeur Robert Staraj pour avoir accepté de présider le jury de thèse en plus d'être rapporteur de mon manuscrit. Je tiens également à exprimer ma gratitude envers le Professeur Mohamed Himdi pour avoir lui aussi accepté d'endosser le rôle de rapporteur. Enfin, un grand merci au Docteur Anthony Ghiotto d'avoir accepté de faire partie du jury. Je tenais également à vous adresser ma compassion pour avoir dû lire et venir à bout de ces 274 pages.

Que serait la vie au sein d'un laboratoire sans toutes les personnes qui le compose ? Tout d'abord, merci à mes collègues de bureau et amis Gianfranco et Duy. Je n'oublierai jamais la bonne ambiance qui a régné en A203, et encore moins les fameuses questions de Duy. Merci à tous mes autres collègues et amis que j'ai eu la chance de rencontrer. Une petite pensée également à mes collègues de l'ESISAR : les profs, toute l'équipe de la scol' et tous ceux qui donnent vie à cette école.

Enfin, je tiens à adresser mes remerciements à ma famille et notamment à mes parents. Sans leur soutien, je n'aurais pas eu la chance de vivre ces belles années valentinoises. Et, le meilleur pour la fin, merci à ma petite femme pour avoir assuré à merveille son rôle de soutien et pour son sourire qui me redonnait le moral.

Table des matières

La table des matières ci-dessous ne fait référence qu'aux titres des chapitres et aux autres sections du document. Elle est complétée par un sommaire détaillé au début de chaque chapitre.

LISTE DES ACRONYMES	4
INTRODUCTION	6
CHAPITRE 1 – INTRODUCTION A LA TECHNOLOGIE MMID.....	9
CHAPITRE 2 – CARACTERISATION DE TAGS RFID ET MMID	34
CHAPITRE 3 – LA RFID APPLIQUEE AUX OBJETS METALLIQUES A CAVITE RESONANTE EMBARQUEE	75
CHAPITRE 4 – METHODOLOGIE DE CONCEPTION OPTIMALE DE TAG MMID PASSIF	118
CHAPITRE 5 – CONCEPTION ET EVALUATION DES PERFORMANCES D'UN TAG PASSIF EN GUIDE D'ONDE WR15.....	144
CHAPITRE 6 – CONCEPTION D'UN TAG PASSIF A BASE DE RESEAU D'ANTENNES PLANAIRES	207
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	258
ANNEXES	262
LISTE DES PUBLICATIONS	274

Liste des acronymes

Le tableau suivant présente les principaux acronymes rencontrés tout au long de ce manuscrit. Leur signification sera également rappelée lors de leur première occurrence dans un chapitre.

Acronyme	Signification
ACRF	Antenne Cavité Résonante à Fente
AoC	Antenna on Chip
AoP	Antenna on Package
AST	Antenne Sous Test
CA	Charge Adaptée
CC	Court-Circuit
CCF	Cavité Cylindrique à Fente
CO	Circuit Ouvert
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
ERP	Equivalent Radiated Power
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power
FCC	Federal Communications Commission
GO	Guide Ouvert
GORF	Guide d'Onde à Réseau de Fentes
IFF	Identification Friend or Foe
IoT	Internet of Things
ISM	Industrielle, Scientifique et Médicale
LCP	Liquid Crystal Polymers
LTCC	Low-Temperature Co-fired Ceramic
MMID	MilliMeter-wave IDentification
RADAR	RAdio Detection And Ranging
RFID	Radio Frequency IDentification
SER	Surface Equivalente Radar
Δ SER / $\Delta\sigma$	Surface Equivalente Radar différentielle
SIW	Substrate Integrated Waveguide
UHF	Ultra-High Frequency
VNA	Vector Network Analyzer

Introduction

De nos jours, les technologies de communication sans fil ne cessent de s'améliorer et ont connu un essor important ces dernières décennies. Les progrès en micro-électronique en sont les principaux moteurs, avec des puces de plus en plus petites et puissantes. Les premiers téléphones mobiles apparus dans les années 90 sont aujourd'hui devenus des smartphones pouvant se connecter à internet, inclure une fonctionnalité de GPS (Global-Positioning System) ou encore envoyer des photos/vidéos de haute définition en quelques secondes. De nombreuses évolutions sont en cours de recherche et de développement et ne manqueront pas d'apporter d'ici quelques années de nouvelles fonctionnalités et applications. A titre d'exemple, il convient de citer le paiement sans contact ou la réalité augmentée.

Parmi les technologies de communication sans fil, l'identification par radiofréquence (ou RFID pour « RadioFrequency IDentification ») est devenue un incontournable qui a révolutionné le domaine de l'identification. Le point commun à tous les systèmes RFID est la structure de l'étiquette (ou communément appelée « tag ») contenant les données d'identification : une antenne connectée à une puce. La RFID se retrouve aujourd'hui dans de nombreux secteurs tels que la logistique, le paiement sans contact ou encore la traçabilité du bétail. La RFID s'est surtout illustrée dans les domaines du contrôle d'accès et de la traçabilité où les cadences ont pu être augmentées grâce à la rapidité de l'identification sans contact par rapports aux papiers d'identification et codes à barre. Un exemple de la réussite de la RFID est celui des réseaux de transports en commun. Grâce à l'interopérabilité entre les réseaux via la quantité de données stockées dans les puces RFID, les voyageurs peuvent désormais accéder facilement aux bus, tramways, métros, trains avec une seule carte d'accès sans contact. Parmi les différents types de RFID, il convient de citer la RFID en bande UHF (Ultra-High Frequency). La RFID UHF permet en effet aujourd'hui d'identifier à longue distance les objets étiquetés, même en présence d'obstacles. Cette technologie s'est notamment imposée dans le milieu industriel pour remplacer le code à barre qui nécessite d'être lu à quelques dizaines de centimètres tout au plus et en ligne de vue directe.

Avec l'ouverture de la bande ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale) de 57 GHz à 66 GHz en Europe, de nouvelles technologies de communication sans fil à haut débit ont vu le jour. Le remplacement des réseaux filaires Ethernet par un réseau point-à-point à 60 GHz a par exemple été proposé. De nombreux avantages liés à cette bande de fréquence ont conduit à envisager la transposition du principe de la RFID UHF en bande millimétrique : la MMID (MilliMeter-wave IDentification). Les réglementations internationales font notamment apparaître une bande passante commune de 5 GHz qui permettrait la mise en place de solutions universelles, ce qui n'est pas le cas de la RFID UHF. La combinaison de la forte directivité des antennes et de la miniaturisation des tags rendue possible avec la

montée en fréquence pourrait également pallier aux problèmes de sécurité et de densité d'objets à identifier qui sont rencontrés en RFID UHF.

Les travaux présentés dans cette thèse visent à contribuer au développement de la MMID. Ils soulignent les principaux verrous de cette technologie et présentent les différentes solutions proposées. Ces solutions couvrent de multiples aspects allant de l'étude théorique pour améliorer les portées de lecture des tags jusqu'à la conception de réseaux d'antennes et à l'intégration de fonctionnalités de capteur.

Ce manuscrit présente l'ensemble des travaux effectués durant la thèse. Il est composé de la présente introduction, de six chapitres décrits brièvement ci-après et d'une conclusion :

- Le premier chapitre est consacré à la technologie RFID, fondement de la thèse, et sur le concept étendu en bande millimétrique que représente la MMID. Après avoir énoncé brièvement les origines de la RFID, un état de l'art des systèmes RFID actuellement commercialisés et leurs fonctionnements sont présentés. La suite du chapitre se focalise sur la MMID et notamment la régulation internationale et les propriétés de la propagation dans la bande V. Un état de l'art de la MMID est dressé et sert de référence pour l'ensemble des travaux de recherche présentés.
- Le deuxième chapitre est orienté sur la mesure des paramètres fondamentaux des tags RFID/MMID. Le chapitre met l'accent sur la méthodologie de mesure en bande V et notamment sur la mesure de la Surface Equivalente Radar (SER) qui a nécessité d'être adaptée au contexte millimétrique. Le banc de mesure spécifiquement développé et fabriqué pour la caractérisation des tags MMID est également présenté. Des caractérisations d'antennes de référence sont présentées à travers le chapitre afin de valider le banc de mesure et les méthodes utilisées.
- Le troisième chapitre propose des solutions pour exploiter le potentiel des structures métalliques 3D résonantes pour des applications RFID et MMID. La première partie est orientée sur la traçabilité des objets métalliques en RFID. Un concept d'identification d'objets métalliques basé sur les cavités résonantes à fente est proposé. Ce concept présenté en RFID UHF est notamment prometteur pour la MMID où la montée en fréquence permettrait d'exploiter des cavités résonantes de plus petits volumes. La seconde partie du chapitre est consacrée à l'ajout d'une fonction de capteur passif de pression à un tag basé sur une cavité à fente. Ce concept, inspiré du principe de « The Thing » de Léon Theremine, est présenté à 3,5 GHz puis étendu à 60 GHz.
- Le quatrième chapitre est consacré à l'étude théorique de l'amélioration des performances des tags RFID UHF et MMID. La première partie propose un concept global de réalisation de tags performants, i.e. à la portée de lecture maximisée, appliqué à un cas concret en RFID UHF passive. Cette approche peut être envisagée en MMID passive où

les portées de lectures sont actuellement très limitées. La seconde partie du chapitre présente une méthode permettant de déterminer le coefficient de structure de l'antenne du tag, coefficient qui définit la contribution structurelle de l'antenne à sa SER. Cette méthode est développée afin de répondre à un besoin essentiel en MMID passive qui est l'optimisation de la rétro-modulation du tag, reliée à la SER du tag et donc à la portée de lecture.

- Le cinquième chapitre présente dans une première partie la conception et la caractérisation d'une antenne guide d'onde à réseau de fentes conçue pour des tags MMID passifs. Les performances de l'antenne sont également évaluées à travers la réalisation d'une communication passive par rétro-modulation dans la bande ISM 57-66 GHz. Dans la seconde partie, la possibilité d'ajouter des fonctions de capteurs passifs aux tags est étudiée. Un concept de capteur de pression, basé sur l'ajout d'une membrane métallique sensible à la pression, et un concept de capteur d'humidité, basé sur l'utilisation d'un film polyimide sensible à l'humidité, sont présentés et validés expérimentalement.
- Le sixième chapitre s'intéresse à la réalisation d'antennes de tags MMID planaires sur substrat, famille d'antennes la plus répandue en RFID UHF. Un bref état de l'art présente les quelques prototypes de tags MMID rencontrés dans la littérature. La conception et la caractérisation expérimentale d'un tag planaire fonctionnant à 60 GHz est ensuite détaillée. Basée sur cette étude et les résultats obtenus, différents réseaux d'antennes sont proposés. Les prototypes sont ensuite réalisés et caractérisés avant d'intégrer sur le substrat une diode en commutation réalisant la fonction de rétro-modulation. Les performances en termes de rétro-modulation et de portée de lecture sont alors évaluées pour ces prototypes de tags MMID passifs.

Chapitre 1 – Introduction à la technologie MMID

Ce chapitre a pour objectif de présenter le concept de la MMID (MilliMeter-wave IDentification), notamment en faisant le lien avec la RFID (RadioFrequency IDentification) déployée à plus basses fréquences. Dans un premier temps, un bref historique présente les origines de la RFID et ses principales applications rencontrées aujourd’hui sur le marché. Les différentes familles de RFID sont également présentées dont la RFID en bande UHF (Ultra-High Frequency) dont s’inspire le principe de fonctionnement de la MMID. Dans un deuxième temps, la régulation internationale et les considérations pratiques des communications sans fil dans la bande V sont étudiées. Enfin, un état de l’art sur la MMID est dressé et sert de référence pour les études présentées par la suite.

Sommaire

1. LA TECHNOLOGIE RFID	11
1.1. LES PREMIERES APPLICATIONS HISTORIQUES DE LA RFID DANS LE MONDE.....	11
1.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT GENERAL D'UN SYSTEME RFID	13
1.3. LES DIFFERENTS TYPES DE RFID	15
1.3.1. <i>La RFID LF et HF</i>	16
1.3.2. <i>La RFID UHF et SHF</i>	17
1.3.2.1. Généralités	17
1.3.2.2. Principe de fonctionnement général de la RFID UHF passive	17
1.3.2.3. Bilan de liaison en RFID UHF passive	18
1.3.3. <i>La RFID sans puce</i>	20
2. ETAT DE L'ART DE LA MMID	21
2.1. CONSIDERATIONS SUR LA BANDE ISM 57-66 GHZ.....	21
2.1.1. <i>La législation dans le monde</i>	21
2.1.2. <i>Canal de communication</i>	22
2.1.3. <i>Etat de l'art des systèmes de communication sans fil en bande millimétrique</i>	23
2.2. LA MMID PASSIVE	24
2.2.1. <i>Etude théorique de la portée de lecture en MMID passive</i>	24
2.2.2. <i>Avantages de la MMID par rapport à la RFID UHF</i>	25
2.2.2.1. Bande passante	25
2.2.2.2. Directivité des antennes.....	26
2.2.2.3. Intégration	26
2.2.2.4. Sécurité.....	27
2.2.2.5. Bilan.....	27
2.2.3. <i>Etat de l'art des systèmes MMID</i>	27
3. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....	29
4. REFERENCES	31

1. La technologie RFID

1.1. *Les premières applications historiques de la RFID dans le monde*

La plupart des avancées technologiques majeures ont lieu malheureusement durant des périodes de guerres et de conflits importants. La RFID ne déroge pas à la règle et trouve ses fondements durant la seconde guerre mondiale. Avec l'apparition des communications sans fil, la technologie radar (pour Radio Detection And Ranging), dont le brevet a été déposé par Robert Watson-Watt considéré comme l'inventeur officiel du radar, a vu le jour au début du 20^{ème} siècle. En 1935, le premier réseau de radar longue portée, appelé « Chain Home », est déployé par les britanniques. Basé sur son principe, en 1939, le premier système d'identification par onde radiofréquence voit le jour : l'IFF (Identification, Friend or Foe, signifiant littéralement « identification, ami ou ennemi »). Les avions de la Royal Air Force (RAF) étaient équipés de réflecteurs qui réfléchissaient le signal radio du Chain Home avec une signature radar propre, permettant d'être identifiés comme des avions amis. En 1940, les allemands déployèrent leur propre solution IFF appelée « FuG 25a Erstling ». L'avion recevait par onde radio un code provenant de la station radar amie et transmettait alors à son tour un code. Le code dépendait de deux clés mécaniques de codage de 10 bits remises au pilote avant le décollage et insérées dans le transmetteur de l'appareil. Le principe de la RFID était né : l'échange par onde RF d'un code d'identification entre un objet à identifier (l'avion) et une station de base (la station radar).

Durant la Guerre Froide en 1945, un scientifique russe, Léon Theremine, inventa un dispositif complètement passif considéré comme le précurseur de la technologie RFID passive telle qu'elle est connue aujourd'hui. Le dispositif appelé « The Thing » ou « bug » était un capteur passif RF permettant de convertir un signal sonore en un signal radio. Le capteur a été placé dans une réplique en bois du Great Seal des USA offerte à l'ambassade des États-Unis, d'où le nom du dispositif d'espionnage baptisé « Great Seal bug », ce qui a permis à l'ex-URSS d'espionner l'ambassade de 1945 jusqu'à sa découverte en 1952. Une photo du « bug » et une illustration de son fonctionnement sont présentés à la Figure 1.1 [1.1].

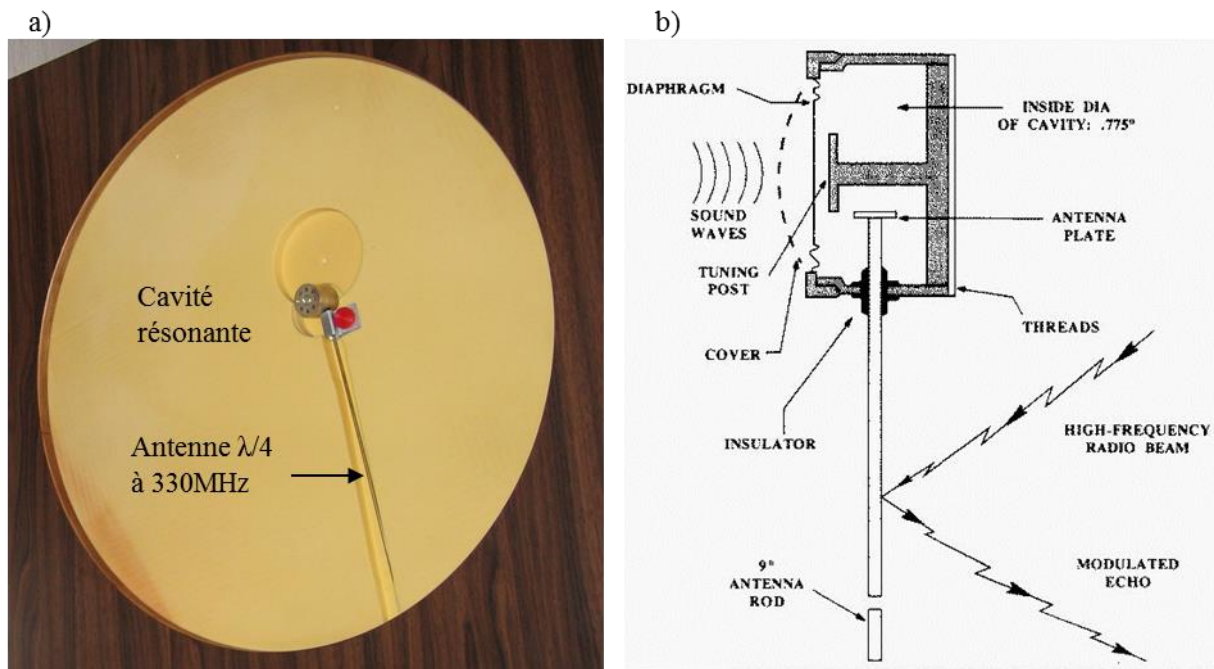


Figure 1.1. "The Thing". a) Vue de l'intérieur du « Great Seal bug » reconstitué. b) Principe de fonctionnement du « bug » [1.1].

Plus précisément (Cf. [1.2]) une cavité résonante dont l'une des parois est remplacée par une membrane de microphone est couplée à une antenne monopôle. Le signal sonore déforme la membrane impactant directement le volume de la cavité. La cavité agit alors comme une charge variable pour l'antenne dont la valeur évolue selon le signal sonore. Le dispositif est alors interrogé par une station de base (type radar) qui émet une onde électromagnétique en continu. La désadaptation au niveau de l'antenne générée par le signal sonore va créer une variation de la puissance retournée vers la station de base produisant ainsi une modulation d'amplitude.

Un des premiers, si ce n'est le premier, article explorant les possibilités offertes par la RFID a été rédigé en 1948 par Harry Stockman [1.3]. L'article présente une transmission sans fil point-à-point dont l'émetteur est remplacé par un réflecteur modulé, qui deviendra à termes le tag RFID connu aujourd'hui. Dans l'article, le modulateur passif est un système mécanique rotatif avec plusieurs réflecteurs en coin. En pivotant, le réflecteur renvoie plus ou moins de puissance vers la station de base, permettant de transmettre l'information. En 1956, D. B. Harris dépose un brevet sur un système radio communicant avec un transpondeur passif basé sur ce principe [1.4]. Le transpondeur commute en effet la charge de son antenne pour réfléchir plus ou moins de puissance au lecteur, créant une modulation d'amplitude. La première application commerciale basée sur ce principe fut un antivol EAS (Electronic Article Surveillance) dans les années 60. Le tag EAS attaché à l'objet marchand est un tag 1 bit composé d'une antenne et d'une charge. La charge est détruite par le caissier une fois l'article payé, le tag n'est alors pas détecté par le portique de lecture en sortie du magasin.

Le principe de base de communication par rétro-modulation ne sera repris qu'à partir des années 1970 et fera alors l'objet de nombreuses recherches, avec notamment un dépôt de brevet en 1973 par M.

Cardullo et W. Parks décrivant le premier tag RFID embarquant un émetteur et une mémoire réécrivable [1.5]. Les premiers tags RFID embarquant un identifiant sur plusieurs bits arrivent sur le marché durant cette période. Mais ces tags étaient encombrants car la puce était en fait basée sur des circuits électroniques imprimés, occupant environ la moitié de la surface du tag, l'autre moitié étant l'antenne. Avec l'arrivée du transistor et de la micro-électronique, différents verrous ont pu être résolus et les premières étiquettes RFID avec puce intégrée ont été réalisées. Des puces de plus en plus compactes et performantes, notamment en termes de portée de lecture et de capacité de codage, continuent à être développées aujourd'hui. Grâce à l'intégration des puces RFID, la surface des tags s'est vue fortement réduite, la puce ne représentant plus qu'une fraction de la surface totale du tag. La capacité de codage augmentée a permis d'identifier de plus en plus d'objets. La RFID est notamment étudiée dans le domaine de l'« Internet of Things » (IoT) dont le concept serait de donner un identifiant propre à un large panel d'objets communicants entre eux. L'essor de la RFID dû à son caractère passif, sans fil et à sa standardisation permet aujourd'hui d'envisager de nombreuses autres applications dans le futur.

1.2. Principe de fonctionnement général d'un système RFID

Si de nombreuses applications existent et que de nombreux paramètres dépendent desdites applications, le concept des systèmes RFID reste le même. Un système RFID est basé sur un ensemble de lecteurs (appelées aussi stations de base) connectés ou non entre eux et reliés à des serveurs de bases de données. Ces lecteurs communiquent avec des étiquettes RFID appelées tag, sans fil par onde électromagnétique. Les tags sont généralement constitués d'une antenne connectée à une puce électronique qui régit la communication du tag. La puce contient un code identifiant (ID) unique, parfois des données supplémentaires, que le lecteur peut recueillir durant la communication. L'objet sur lequel le tag est attaché est identifié à partir de ce code également stocké dans la base de données du système de lecture. Le principe général d'un système RFID est présenté à la Figure 1.2.

Une puce RFID est généralement télé-alimentée par le lecteur : l'énergie RF du lecteur alimente la puce du tag. Pour répondre au lecteur, la puce commute entre deux charges pour moduler l'amplitude de la puissance que rétrodiffuse le tag vers le lecteur. Cette mécanique de réponse au lecteur est appelée rétro-modulation et correspond à la RFID dite « passive ». Certains tags embarquent cependant leur propre source d'énergie, par exemple une batterie, voire leur propre émetteur RF. Ces tags présentent généralement des portées de lectures plus élevées que les tags standards au détriment de leur coût et de leur complexité. Lorsqu'un tag passif est alimenté par batterie, le tag est dit « passif assisté par batterie » (ou par abus de langage « semi-passif »). Lorsque la puce possède son propre émetteur et son propre système d'alimentation, le tag est alors dit « actif ». La puce ne répond alors plus en modulant sa charge mais via son émetteur.

L'architecture générale d'une puce RFID passive est présentée à la Figure 1.3. La puce possède un circuit redresseur (généralement un montage à diodes) pour récupérer l'énergie permettant son auto-alimentation. Un démodulateur permet de récupérer la requête du lecteur. Il est généralement basé sur

un détecteur d'enveloppe car le plus souvent le lecteur utilise une modulation d'amplitude. Le modulateur contrôle la commutation de charge, notamment via un circuit à base de transistor. La puce possède aussi sa propre horloge interne qui cadence son unité de contrôle. Enfin, des blocs mémoires permettent de stocker l'identifiant du tag et des données.

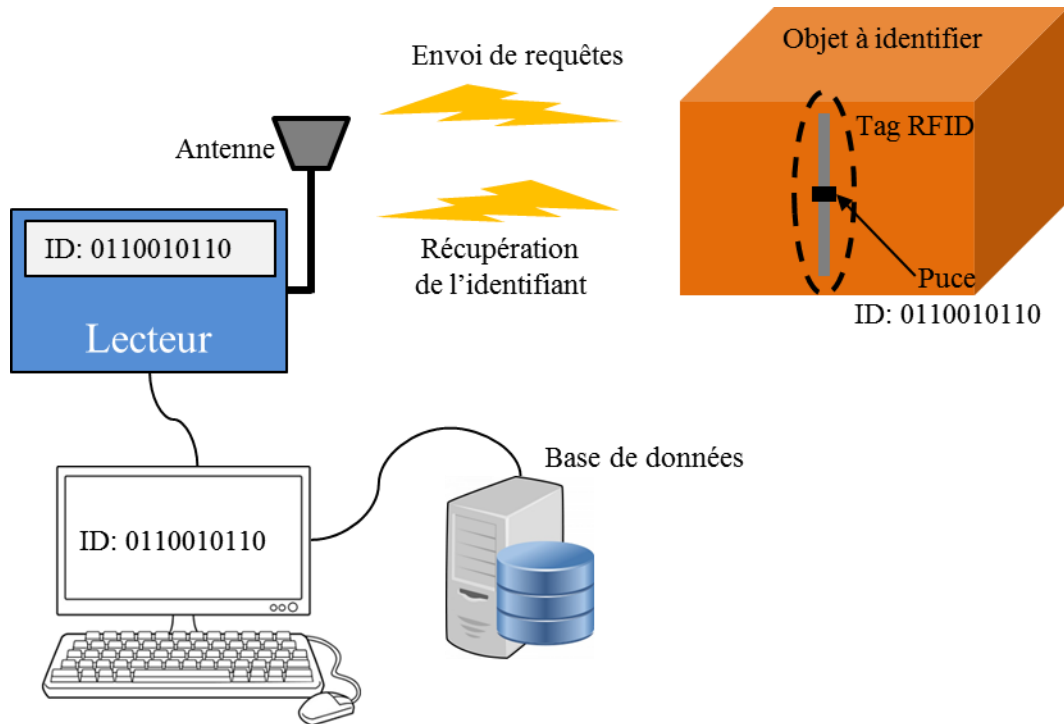


Figure 1.2. Principe général d'un système RFID.

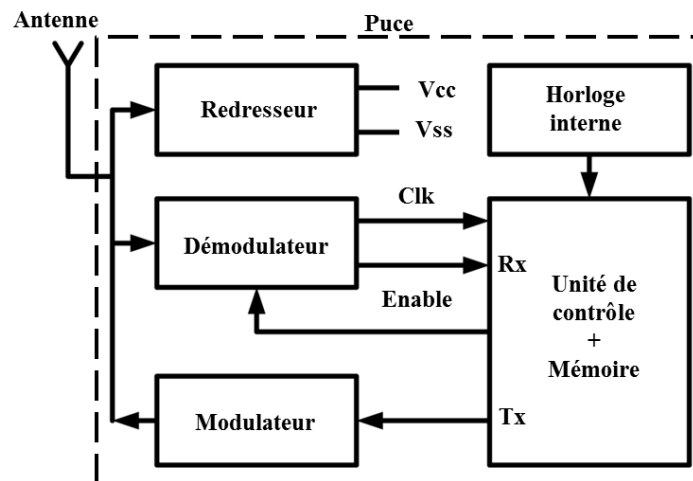


Figure 1.3. Architecture d'une puce RFID passive.

1.3. Les différents types de RFID

Les différents systèmes RFID peuvent être classés en fonction de la fréquence à laquelle ils opèrent. Cette fréquence de fonctionnement est très importante car les propriétés des ondes électromagnétiques diffèrent fortement entre les basses fréquences et les hautes fréquences. Les systèmes RFID sont répartis en deux grandes catégories : les systèmes fonctionnant à courte portée, en champ proche, et les systèmes à plus longue portée communiquant en champ lointain. Il existe actuellement 5 principales technologies RFID, les RFID : LF (Low Frequency), HF (High Frequency), UHF, SHF (Super High Frequency) et sans puce. Leur classification et leurs diverses propriétés sont résumées dans le Tableau 1.1.

Tableau 1.1. Classification des principaux types de systèmes RFID.

Technologie	Fréquence	Portée	Capacité de la mémoire	Sécurité	Coût
LF	125 kHz	< 1 m	< 256 bits	Forte	~ 0,1 € - 0,2 €
HF	13,56 MHz	< 1 m	Jusqu'à 2048 bits	Forte	~ 0,1 € - 1 €
UHF	433 MHz 860 - 960 MHz*	10 - 100 m**	Jusqu'à 8 kbits	Faible	~ 0,2 € - 2 €
SHF	2,45 GHz & 5,8 GHz	10 - 150 m**	Jusqu'à 32 kbits	Faible	~ 0,2 € - 5 €
Sans puce	3,2 - 10,6 GHz	< 1 m	Estimée < 256 bits	Forte	~ 0,1 €

* Dépend de la législation du pays.

** Les portées supérieures à la vingtaine de mètres sont atteintes par les tags passifs assistés par batterie et les tags actifs.

Les portées de lecture dépendent principalement du mode de fonctionnement relié à la fréquence d'utilisation. Dans les basses fréquences (LF et HF), la communication s'effectue en champ proche. La distance de lecture (de l'ordre du mètre) est alors bien inférieure à la longueur d'onde dans l'air (e.g. 22 m à 13,56 MHz) et l'amplitude de l'onde émise décroît en $1/R^3$. Le transfert d'énergie et de données s'effectue donc par couplage inductif. Dans les plus hautes fréquences (UHF et SHF), la distance de lecture (de l'ordre de 10 m) est supérieure à plusieurs longueurs d'onde dans le vide (e.g. 34 cm à 866 MHz), l'amplitude de l'onde décroît en $1/R$ et favorise donc de plus grandes portées de lecture. La communication s'effectue donc par onde propagée dans l'espace libre. La Figure 1.4 présente les différentes technologies RFID et leurs distances de fonctionnement en donnant quelques exemples de tags rencontrés. La limite entre champ proche et champ lointain est définie comme étant $R = 2D^2/\lambda$ avec D la plus grande dimension de l'antenne source et λ la longueur d'onde dans l'air. Dans le cas

d'antennes dont la dimension est très petite devant la longueur d'onde, la condition de champ lointain est réduite à $R \gg \lambda/2\pi$.

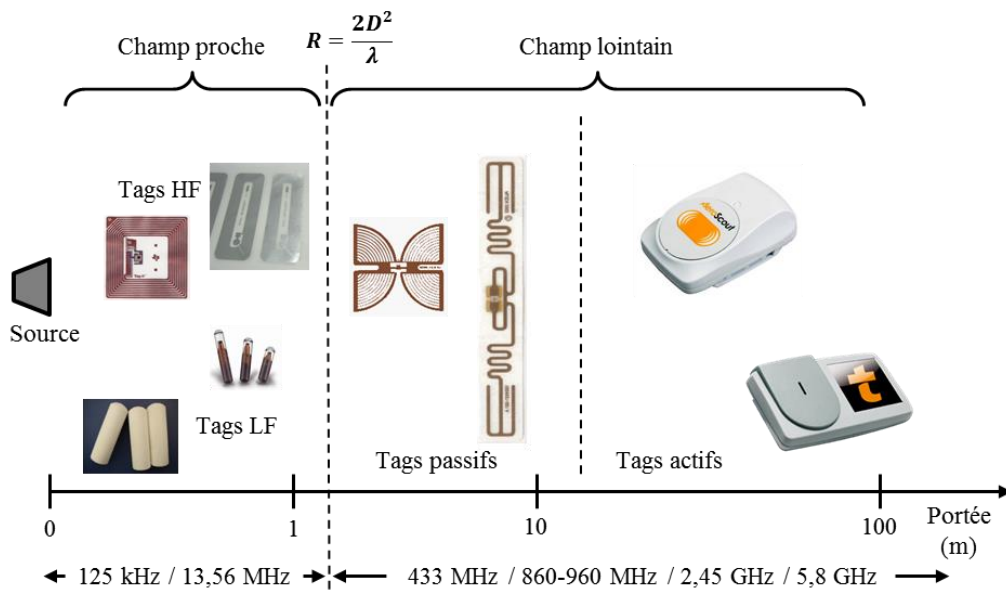


Figure 1.4. Classification des différentes technologies RFID en fonction de leur distance de communication.

1.3.1. La RFID LF et HF

La RFID LF et BF utilise le couplage inductif entre l'antenne du lecteur et celle du tag. Les antennes sont donc généralement de type boucle. Le lecteur émet une onde alimentant la puce, suivie de la commande. Pour répondre au lecteur, la puce du tag commute sa charge faisant varier la puissance retournée au lecteur. Le couplage entre les antennes peut être modélisé simplement par un transformateur où le primaire serait l'antenne du lecteur et le secondaire celle du tag. La variation d'impédance du tag engendre une variation du courant dans le secondaire qui est alors transmise au primaire. Le principe de la communication est présenté à la Figure 1.5.

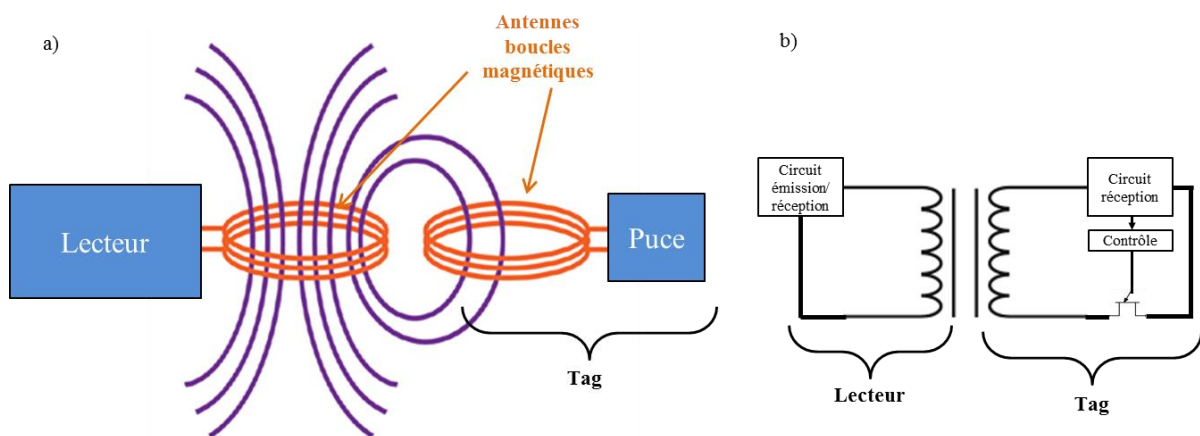


Figure 1.5. Principe de fonctionnement de la RFID LF et HF. a) Couplage magnétique des antennes. b) Circuit électrique équivalent simplifié.

Ce type de technologie RFID présente l'avantage d'avoir des faibles portées de lecture de l'ordre de 10 cm, très utiles par exemple pour la sécurité (paiement sans contact, lecture des cartes d'accès, etc.). La RFID LF est très souvent utilisée pour la traçabilité du bétail via des tags que l'animal porte à l'oreille, sous-cutané, ou dans la poche de son estomac. La RFID LF est également très utilisée dans les applications de contrôle d'accès sans contact. La RFID HF est le plus souvent rencontrée pour le paiement sans contact et le contrôle d'accès type forfait de ski ou carte de bus. Les faibles portées, le faible coût et la bonne capacité mémoire de ces tags (jusqu'à 2048 bits [1.6]) sont très appréciées dans ces domaines.

1.3.2. La RFID UHF et SHF

1.3.2.1. Généralités

La RFID en UHF et en SHF utilise des ondes propagées. Les portées de lectures sont de l'ordre de la dizaine de mètres pour les tags passifs et peuvent aller jusqu'à la centaine de mètres pour les meilleurs tags actifs. Ce type de RFID est très répandu dans le monde pour des applications de gestion de chaînes de production, de traçabilité de produits manufacturés, de localisation, etc. Les portées de lecture de plusieurs mètres permettent d'identifier des objets sans nécessiter que le lecteur soit proche, ce qui laisse une grande liberté de déploiement du système RFID au détriment de la sécurité, les tags pouvant être lus par des lecteurs espions.

L'usage de tags passifs permet une identification à bas coût. La RFID UHF a notamment permis d'augmenter les cadences des tris et des opérations d'inventaires dans le milieu industriel. Les tags actifs ou passifs assistés par batterie sont souvent utilisés pour la gestion de trafic, comme pour le télépéage autoroutier, où les grandes portées de lectures permettent d'optimiser le temps d'identification et donc mieux gérer le flux de produits/usagers.

1.3.2.2. Principe de fonctionnement général de la RFID UHF passive

Le principe général de communication en RFID, entre un lecteur et un tag, est assez classique en radiocommunications : le lecteur émet une onde continue modulée qui est reçue par le tag (liaison descendante). En fonction de la commande reçue, le tag répond au lecteur (liaison montante). La particularité de la RFID UHF passive vient de la façon dont le tag répond au lecteur (principe de rétro-modulation) et de l'alimentation du tag (télé-alimentation). La Figure 1.6 présente un schéma de fonctionnement de la RFID UHF.

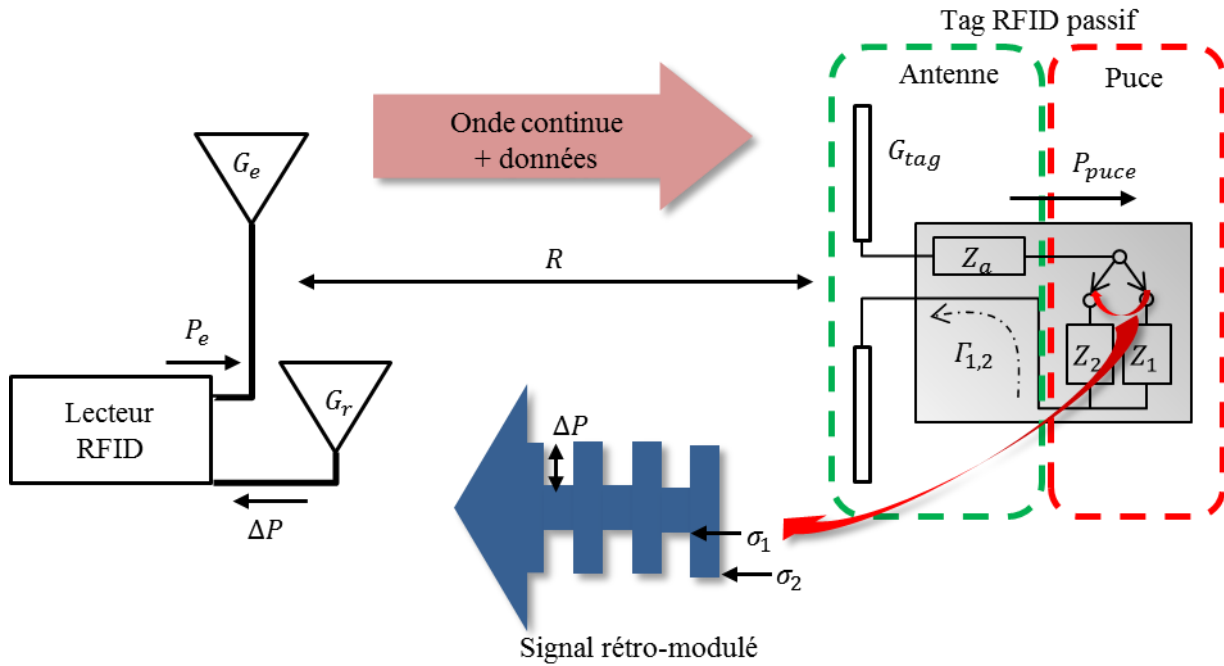


Figure 1.6. Principe de fonctionnement de la RFID UHF passive.

La liaison montante est caractéristique de la RFID passive : alors que le lecteur émet une onde Radiofréquence (RF) en continu, le tag réfléchit un signal modulé par la commutation de la charge de la puce. La modulation d'amplitude ainsi obtenue présente une efficacité qui dépend d'une part du gain de l'antenne du tag, relié à la puissance retournée au lecteur, et d'autre part de la différence d'impédance entre les deux charges, reliée à la distinction entre les deux niveaux reçus. Il convient de noter que la communication utilise une seule fréquence porteuse (e.g. 866 MHz pour la bande européenne).

1.3.2.3. Bilan de liaison en RFID UHF passive

Durant la liaison descendante, la puissance transmise à la puce P_{puce} est déterminée par (1.1) à partir de l'équation de transmission de Friis simplifiée, les antennes étant supposées adaptées en polarisation et parfaitement alignées :

$$P_{puce} = P_e G_e G_{tag} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 (1 - |\Gamma_1|^2), \quad (1.1)$$

avec P_e la puissance du lecteur, G_e le gain d'émission du lecteur, G_{tag} le gain de l'antenne du tag, R la distance séparant les deux antennes et Γ_1 le coefficient de réflexion entre l'antenne d'impédance Z_a et la puce qui est à l'état d'écoute avec pour impédance Z_1 .

Durant la liaison montante, le lecteur émet une onde en continu. La puce commute alors deux charges faisant varier sa Surface Equivalente Radar (SER) et donc la puissance réfléchie vers le lecteur. La différence entre les deux états de la modulation d'amplitude s'exprime en fonction de la SER dite

différentielle $\Delta\sigma$. La variation de puissance du signal rétro-modulé par le tag est déterminée par (1.2), définie à partir de l'équation radar, où G_r est le gain de l'antenne de réception du lecteur.

$$\Delta P = P_e G_e G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \Delta\sigma \quad (1.2)$$

La SER différentielle est un paramètre défini à partir de (1.3) [1.7], où Γ_2 est le coefficient de réflexion entre l'antenne et l'impédance de commutation Z_2 .

$$\Delta\sigma = \frac{\lambda^2 G_{tag}^2}{4\pi} (|\Gamma_1 - \Gamma_2|^2) \quad (1.3)$$

En injectant (1.3) dans (1.2), il vient l'équation du bilan de puissance de la liaison montante (1.4).

$$\Delta P = P_e G_e G_r G_{tag}^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^4 (|\Gamma_1 - \Gamma_2|^2) \quad (1.4)$$

L'établissement de la communication RFID dépend alors de deux critères :

- la puissance reçue par la puce doit être supérieure à une puissance seuil P_{seuil} , (puissance minimale d'activation) à partir de laquelle la puce récupère suffisamment d'énergie pour s'autoalimenter,
- la variation de puissance reçue par le lecteur doit être supérieure à la sensibilité de détection du lecteur P_{sens} .

Les plus récentes puces RFID passives affichent des seuils de l'ordre de -22 dBm [1.8] et les lecteurs commerciaux performants actuels ont des sensibilités de l'ordre de -80 à -100 dBm [1.9]-[1.10].

Les bilans de puissance issus de (1.1) et (1.4) peuvent ainsi être reliés aux portées de lecture actuelles (Cf. Tableau 1.1) comme l'illustre la Figure 1.7. Pour cette représentation, les paramètres sont :

- la fréquence porteuse est fixée à 868 MHz (norme européenne),
- le gain de l'antenne du tag (classiquement un dipôle) est $G_{tag} = 2,14 \text{ dBi}$,
- le produit $P_e G_e$ (puissance d'émission) est fixé à 35,15 dBm EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power), défini comme limite maximale par la norme [1.11],
- le gain de réception de l'antenne lecteur (antenne patch en UHF) est G_r est fixé à 6 dBi (valeur conventionnelle),
- les coefficients de réflexion entre l'antenne et la puce du tag sont supposés idéaux : en phase d'écoute $\Gamma_1 = 0$ (adaptation) et en phase de commutation $\Gamma_2 = -1$ (SER maximale, soit le court-circuit) de sorte que $|\Gamma_1 - \Gamma_2|$ soit maximisé,

- la puissance seuil et la sensibilité du lecteur sont respectivement : $P_{seuil} = -22 \text{ dBm}$ et $P_{sens} = -90 \text{ dBm}$.

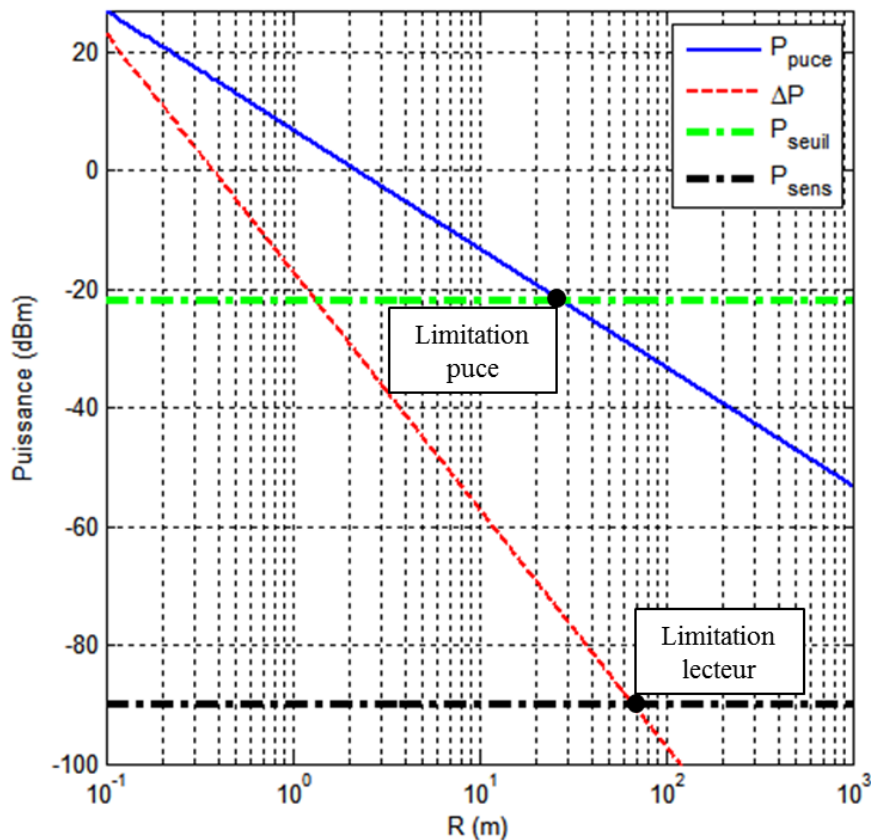


Figure 1.7. Bilan de puissance de la communication RFID UHF passive comparé aux seuils de fonctionnement.

La Figure 1.7 montre alors que les distances de communication en RFID UHF restent actuellement limitées par la liaison descendante : d’une dizaine de mètre pour les anciennes générations de puce à une vingtaine de mètres aujourd’hui, en propagation directe et avec des conditions idéales.

1.3.3. La RFID sans puce

La RFID sans puce (dite « chipless » en anglais) est une technologie RFID introduite en 2002 [1.12] avec les tags à Onde Acoustique de Surface (OAS), plus connus sous l’acronyme anglais SAW (Surface Acoustic Wave). Le tag ne possède pas de puce électronique et son identifiant est directement porté par sa signature radar. Les performances, dont la portée de lecture, sont donc limitées par la capacité du lecteur à décoder/discriminer cette signature radar. La RFID sans puce fait notamment l’objet de recherches avancées pour remplacer le code à barre. C’était l’un des premiers objectifs avancés lors de la renaissance de la RFID dans les années 1970.

Pour illustration, la signature du tag peut par exemple être réalisée via plusieurs résonateurs de fréquence de résonance propre (Figure 1.8). Ainsi à un résonateur présent sur le tag correspond une fréquence détectée, et le bit correspondant vaut ‘1’. A l’inverse, lorsque le résonateur est absent le bit est ‘0’. La nécessité d’obtenir des identifiants avec un grand nombre de bits conduit à déployer ce type

d'approche sur de larges bandes de fréquences, comme par exemple celle de l'Ultra Large Bande (ULB), de 3,2 GHz à 10,6 GHz, libre de licences. L'état de l'art actuel présente des solutions permettant de coder jusqu'à 43 bits [1.13].

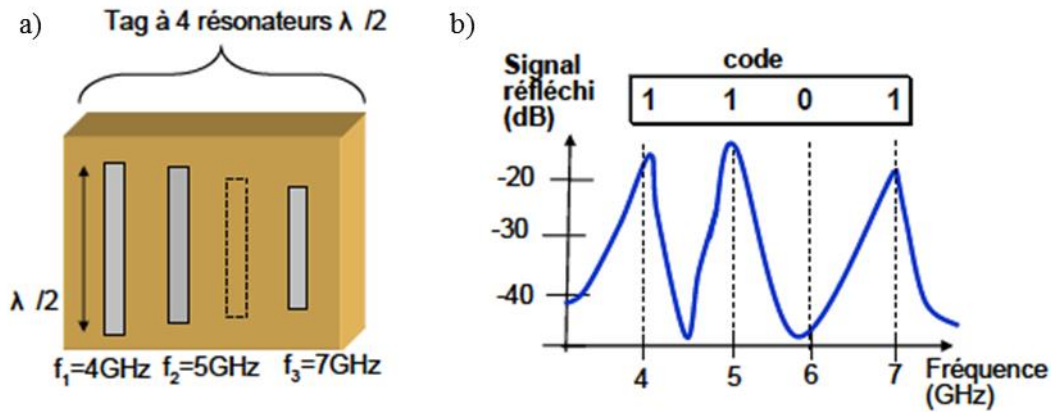


Figure 1.8. Principe de fonctionnement de la RFID sans puce par codage fréquentiel [1.14]. a) Tag basé sur 4 résonateurs codant l'information '1101'. b) Signature radar du tag où l'absence du résonateur à 6 GHz permet de coder le '0'.

L'émergence de cette technologie rencontre néanmoins des difficultés liées aux variations de la signature radar du tag, par exemple le décalage de la fréquence de résonance et de la phase du signal, qui dépend fortement de son environnement [1.14]. La RFID sans puce nécessite en conséquence des architectures de réception/détection faisant appel à des traitements plus complexes qu'en RFID classique à puce.

2. Etat de l'art de la MMID

L'ouverture légale de la bande ISM autour de 60 GHz dans les années 2000 est à l'origine de nouvelles applications de communications sans fil, notamment dans les réseaux point-à-point à très haut débit ($> 1 \text{ Gbit/s}$). Cette bande de fréquence est envisagée pour la MMID pour les raisons qui sont présentées dans cette section.

2.1. Considérations sur la bande ISM 57-66 GHz

2.1.1. La législation dans le monde

La bande millimétrique autour de 60 GHz est utilisée depuis des années par les systèmes de communication des satellites militaires car ils requièrent des transmissions hautement sécurisées. Face au besoin grandissant de débit dans les applications grands publics, la Federal Communications Commission (FCC) a alloué, en 2001, 7 GHz de bande ISM (Industriel, Scientifique et Médical) entre 57 GHz et 64 GHz. L'objectif est d'encourager le développement d'applications à très haut débit et à faible distances de communication. En effet, les propriétés d'atténuation du canal ne permettent pas d'imaginer des solutions longues portées. En Europe, cette bande est régulée par la norme ETSI EN 305

550-2 [1.15] et a été étendue jusqu'à 66 GHz (décret n°2010-0917 paru le 2 Septembre 2010 [1.16]). La Figure 1.9 présente la bande ISM selon différentes régions du monde ainsi que la régulation associée. Environ 5 GHz de bande passante est commune dans le monde permettant ainsi de rendre compatible les systèmes.

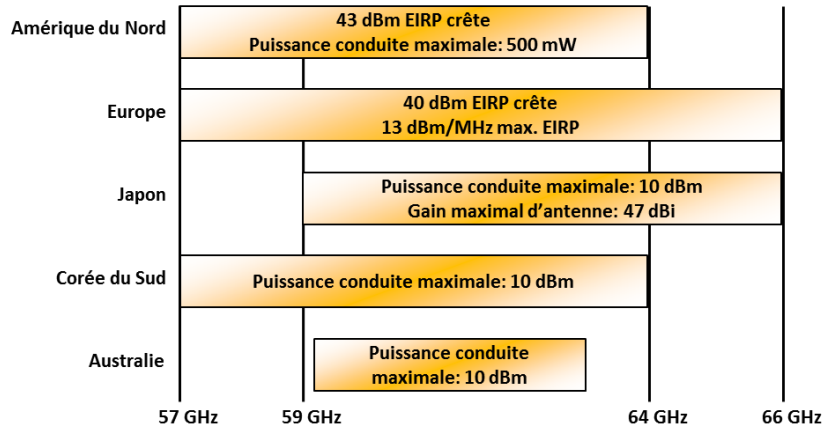


Figure 1.9. Bandes de fréquences ISM autour de 60 GHz à travers le monde et limitations d'émission associées.

2.1.2. Canal de communication

La propagation des ondes dans la bande V (50 GHz – 75 GHz) présente une atténuation importante. En effet, la perte de propagation est de -68 dB à 1 m à 60 GHz par exemple. A titre de comparaison, la perte de propagation dans la bande UHF est de l'ordre de -31 dB à 1 m. Pour contrer cet effet, la puissance EIRP autorisée a été augmentée par rapport à la norme UHF. Elle est fixée à 40 dBm en Europe et à 43 dBm aux Etats Unis. De plus, la miniaturisation des dispositifs à ces fréquences permet d'envisager des antennes directives, comme des réseaux d'antennes, permettant ainsi d'atteindre ces niveaux d'émission sans nécessiter un amplificateur de forte puissance. A titre d'illustration de la directivité, une antenne de diamètre 30 cm a une ouverture de $4,7^\circ$ à 60 GHz contre 117° à 2,4 GHz [1.17]. Pour ces raisons, les applications adressées par les technologies en bande V sont principalement des applications point-à-point de courtes portées. Il convient de noter que pour les applications longues portées, le pic d'absorption de l'oxygène à 60 GHz doit être pris en compte (Figure 1.10 [1.18]). Il en résulte une atténuation supplémentaire de l'onde propagée dans l'espace libre de 15 dB/km à 60 GHz. Les portées maximales de communication sont alors estimées de l'ordre du kilomètre [1.19]

Dans ce contexte, il est possible d'imaginer des communications avec un bon niveau de sécurité et un faible taux d'interférences aux systèmes communicants sans fil en bande ISM 57-66 GHz. D'autre part, les récents progrès en micro-électronique permettent de concevoir des transmetteur/récepteurs de plus en plus efficaces y compris en bande V, ce qui offre des perspectives prometteuses en termes de performances et de débit.

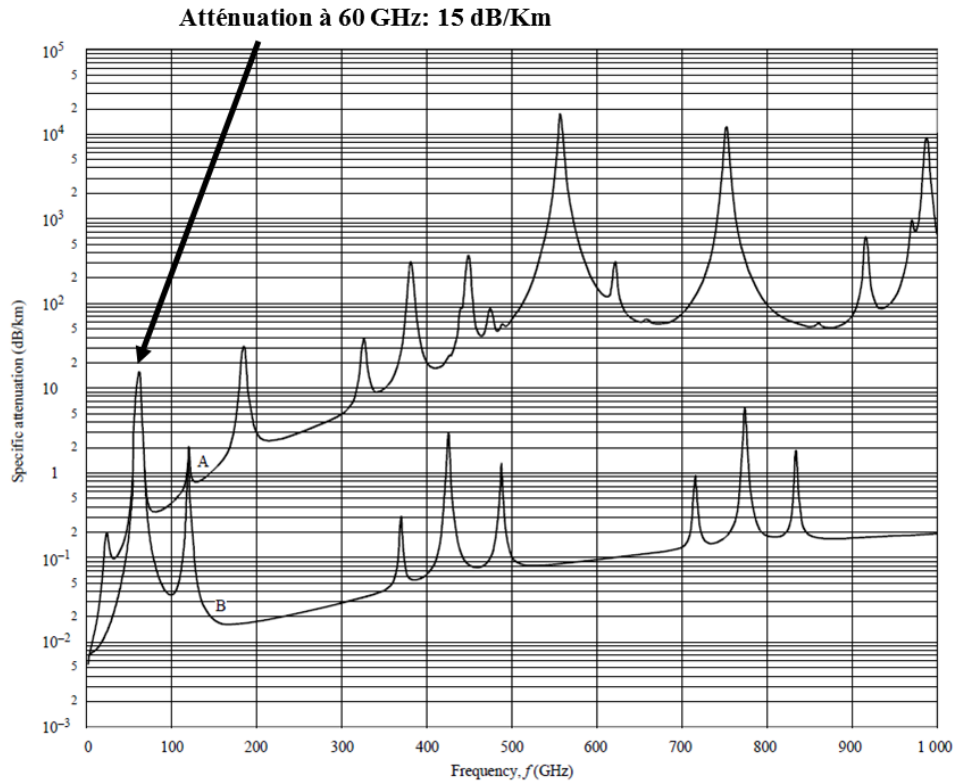


Figure 1.10. Tracé de l'atténuation de l'onde dans l'espace libre due à l'absorption de l'air [1.18]. La courbe A correspond à une densité moyenne de vapeur d'eau de $7,5 \text{ g/m}^3$ et la courbe B au cas de l'air sec.

2.1.3. Etat de l'art des systèmes de communication sans fil en bande millimétrique

De nos jours, quelques systèmes de communications existent déjà dans la bande 57-66 GHz. Par exemple, le « BridgeWave 60 GHz wireless Ethernet bridges » [1.20] et le « Dock Dell D5000 » [1.21] font partie des premiers systèmes commerciaux. Le BridgeWave est un système sans fil de type point-à-point proposé pour remplacer les réseaux Ethernets filaires. Des portées allant jusqu'à 2,5 km sont annoncées avec une puissance EIRP de 46 dBm et des débits jusqu'à 1 Gbit/s. Le Dock Dell est un hub déporté sans fil permettant de connecter à distance des dispositifs USB, Ethernet et HDMI à un ordinateur. Il est basé sur le standard WiGig (Wireless Gigabit), introduit en 2012, permettant d'obtenir des débits jusqu'à 7 Gbits/s dans la bande ISM 57-64 GHz [1.22]. En pratique, un taux de transfert de l'ordre de 100 Mo/s est obtenu lors d'un transfert d'un fichier vers une clé USB 3.0 connectée au hub. La portée annoncée est de 10 m dans un environnement de type bureau. Pour atteindre ces performances, une antenne fort gain à balayage est utilisée dans la station de base afin d'optimiser le lien radio.

En dehors de ces applications commerciales, de nombreuses applications ont été explorées. Dans [1.23], les auteurs proposent de remplacer les câbles HDTV reliant les écrans de télé à bord des avions par des réseaux points-à-points à 60 GHz avec un débit théorique de 10 Gbits/s. Ce type d'application pourrait notamment permettre d'alléger le poids de l'appareil imputés aux câbles. Dans [1.24], un système d'imagerie radar en bande W (75 GHz – 110 GHz) a été fabriqué et testé. Les auteurs ont démontré que leur système permettait de reconstruire l'image 3D d'objets de la vie quotidienne tels

qu'une tablette de chocolat aux noisettes ou une planche de bois surmontée d'un anneau métallique. Ces différentes applications démontrent l'essor des technologies autour de 60 GHz aujourd'hui.

2.2. La MMID passive

Le terme MMID est apparu pour la première fois dans l'article [1.25] de Pursula et al. en 2008. L'idée est de transposer le fonctionnement de la RFID UHF dans la bande ISM 57-66 GHz (Figure 1.7). L'objectif est de déployer de nouvelles solutions RFID qui ne sont actuellement pas réalisables dans les bandes RFID actuelles, comme pour la localisation de tags dans des réseaux denses grâce à la directivité des antennes, notamment pour les applications de type IoT [1.25].

Cette section a pour but de présenter la MMID passive. Tout d'abord une étude théorique de la portée de lecture est présentée et sert de référence tout au long de la thèse. Ensuite, les divers avantages de la MMID par rapport à la RFID UHF sont présentés. Enfin, un état de l'art des systèmes MMID est dressé et il permet de poser les bases des travaux de cette thèse.

2.2.1. Etude théorique de la portée de lecture en MMID passive

La portée de lecture théorique à 60 GHz en MMID passive est estimée grâce à un bilan de liaison. Le seuil de puissance de la puce et la sensibilité du lecteur sont considérés identiques aux valeurs utilisées à la Figure 1.7 : $P_{seuil} = -22 \text{ dBm}$ et $P_{sens} = -90 \text{ dBm}$. En considérant la limitation européenne d'émission en intérieur, la puissance EIRP est fixée à 40 dBm . Le gain de réception du lecteur est fixé à 20 dBi [1.25]. Le gain de l'antenne du tag G_{tag} est fixé à 10 dBi . Cette valeur, plus importante que pour les tags UHF, permet de compenser en partie les pertes de propagation. Les coefficients de réflexion aux bornes de l'antenne du tag sont les mêmes que pour le cas étudié en UHF : $\Gamma_1 = 0$ et $\Gamma_2 = -1$. Les pertes dues à l'absorption de l'oxygène de -15 dB/km sont également considérées afin d'étudier leur incidence à longue portée. Le bilan de puissance pour les deux liaisons est présenté à la Figure 1.11.

Comme attendu, les pertes de propagation conduisent à des faibles distances de lecture, limitées comme en UHF, par la liaison descendante. La portée estimée est d'environ $1,5 \text{ m}$ pour le cas idéal. Cette portée chute à 65 cm dans le cas où le tag aurait une antenne de type dipôle (gain de $2,14 \text{ dBi}$). Il est donc clair que pour garantir des portées de lecture de l'ordre du mètre l'antenne du tag doit avoir un gain élevé. Par exemple, en considérant cette fois un gain du tag de 20 dBi , une portée théorique de 5 m est obtenue. Le gain l'antenne du tag devra donc être compris au moins dans cette plage $10\text{-}20 \text{ dBi}$ pour garantir des portées de lecture de l'ordre de quelques mètres.

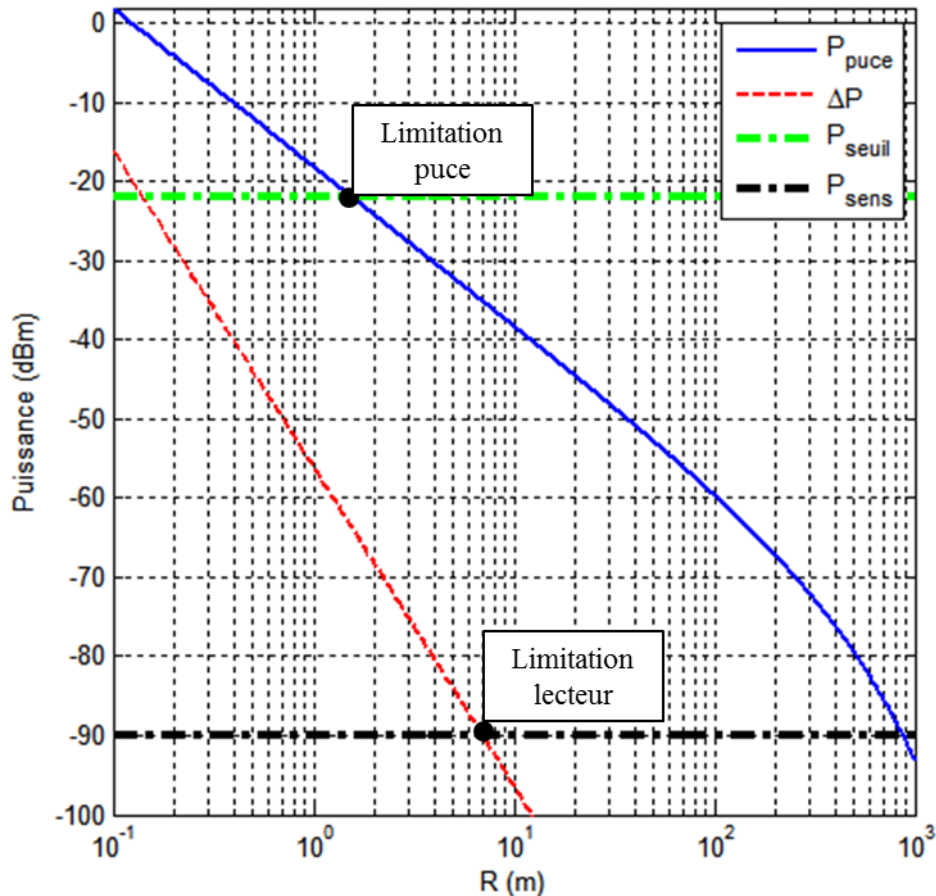


Figure 1.11. Bilan de puissance en MMID passive.

2.2.2. Avantages de la MMID par rapport à la RFID UHF

2.2.2.1. Bande passante

La bande passante utile étant de plusieurs gigahertz, il est possible d'envisager des débits importants de l'ordre de quelques gigabits par seconde. La RFID ne serait donc pas limitée à de l'identification mais permettrait de lire de grandes quantités de données rapidement [1.25]. En effet, il est aujourd'hui possible de stocker plusieurs giga-octets dans une puce de surface inférieure à 1 mm². Il serait ainsi possible par exemple de stocker des films en qualité Blu-ray dans des tags MMID que l'utilisateur viendrait télécharger en quelques secondes via un lecteur MMID.

La large bande passante permettrait également de déployer de nombreux canaux de communications en MMID. L'encombrement spectral rencontré en RFID UHF, provenant du grand nombre de tags à lire dans un faible nombre de canaux, pourrait alors être solutionné [1.26]. Par exemple, en Europe il n'y a que 4 canaux de largeur spectrale inférieure à 1 MHz alors qu'en bande 57-66 GHz il y aurait potentiellement 90 canaux de 100 MHz.

Enfin, les 5 GHz de bande passante commune à travers le monde présentent un avantage certain par rapport à la RFID UHF : l'universalité potentielle des systèmes MMID. En effet, les bandes de fonctionnement en RFID UHF sont différentes à travers le monde : 866-868 MHz en Europe, 902-928 MHz aux USA, 918-926 MHz en Australie, 952-958 MHz au Japon. Les systèmes RFID ne sont

donc généralement pas compatibles entre les pays. Les systèmes MMID développés dans le futur pourront donc être compatibles à travers le monde pour peu que le protocole de communication soit le même.

2.2.2.2. Directivité des antennes

L'intérêt de travailler autour de 60 GHz est de pouvoir utiliser des antennes avec une directivité importante tout en gardant une surface d'antenne de petite dimension. Une forte directivité est synonyme de moins de trajets multiples et donc de moins d'interférences entre les éléments communicants. En utilisant des antennes de lecteur et de tag directives, il serait possible de sélectionner avec plus de précision le tag à interroger et réduire ainsi les collisions. La directivité présente également un intérêt majeur dans toutes les applications liées à la géolocalisation. Il a été démontré notamment que des réseaux d'antennes étaient nécessaires pour obtenir de bonnes précisions (de l'ordre du centimètre) [1.27].

2.2.2.3. Intégration

Le déploiement de solutions MMID permettrait, via la faible longueur d'onde (5 mm à 60 GHz), de disposer de systèmes totalement intégrés notamment grâce à la miniaturisation des antennes de tags. Des systèmes de communication « Antenna on Chip » (AoC) [1.28], (Figure 1.12-a)), et « Antenna on Package » (AoP) [1.29], (Figure 1.12-b)), ont été fabriqués et validés, offrant des perspectives intéressantes pour la MMID.

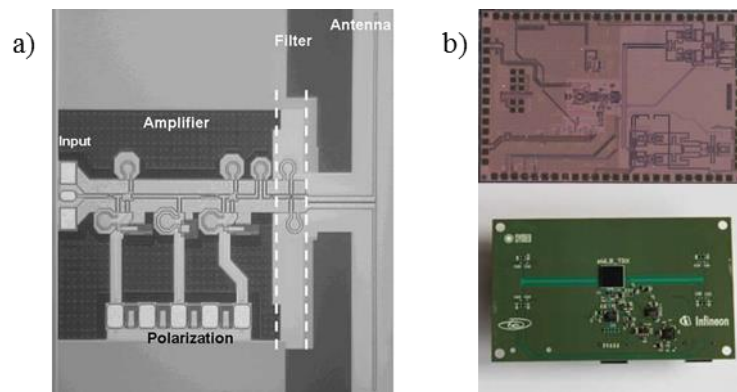


Figure 1.12. a) Système RF de type AoC à 40 GHz intégrant un amplificateur faible bruit, un filtre passe-bande et une antenne dipôle $\lambda/2$ [1.28]. b) Système radar en technologie AoP fonctionnant dans la bande 58-64 GHz [1.29].

Il est envisageable de réaliser les tags sur un unique circuit en micro-électronique pour ne présenter au final qu'un très faible volume de quelques millimètres cube. Ce concept a été exploré dans [1.30] où les auteurs présentent une puce de tag MMID fonctionnant à 60 GHz dont le redresseur de tension permet d'obtenir jusqu'à 1,9 V avec seulement 2 dBm de puissance en entrée. Le tag est fabriqué en technologie CMOS 90 nm et la surface de la puce est seulement de 1,3 mm \times 0,95 mm. Un débit de 5 kbits/s a été démontré. Des applications de traçabilité et de réseaux de capteurs discrets pourraient alors être envisagées.

2.2.2.4. Sécurité

En combinant les pertes de propagations élevées et la directivité des antennes, des applications MMID sécurisées peuvent être envisagées. En effet, les signaux échangés seraient difficiles à espionner à cause de l'étroitesse des faisceaux et du confinement du signal dans des faibles distances autour de l'émetteur.

2.2.2.5. Bilan

Le Tableau 1.2 présente un résumé des différences entre la RFID UHF passive et la MMID passive. Les écarts entre les technologies montrent bien le potentiel applicatif de la MMID et les différents atouts qui ont conduit à introduire ce concept.

Tableau 1.2. Comparaison des performances entre RFID UHF passive et MMID passive.

Paramètre	RFID	MMID
Fréquence	860 - 960 MHz	57 – 66 GHz
Surface tag	~ 20 cm ² *	~ 5 cm ² ** ~ 2 mm ² ***
Portée	< 10 -15 m	< 1,5 m
Débit	< 640 kbits/s	Jusqu'à qq. Gbits/s théoriques
Couverture spatiale des antennes	Large	Etroite
Positionnement des antennes	Peu sensible	Critique
Coût	Faible	Modéré

* Antenne type dipôle à méandre.

** Pour des réseaux antennes de tags directives [1.31].

*** En technologie AoC ou AoP [1.29].

2.2.3. Etat de l'art des systèmes MMID

De rares travaux sur les deux éléments du système MMID (lecteur et tag) sont reportés aujourd'hui dans la littérature.

Le premier lecteur MMID opérationnel, basé sur la technologie CMOS 90 nm, a été publié en 2011 [1.32]. Une photo du système est présentée à la Figure 1.13. Il est réalisé par un assemblage de composants CMOS déposés avec la technique Flip-Chip (puce retournée) sur un circuit imprimé en LTCC (Low-Temperature Co-fired Ceramic) 4 couches. Les antennes sont composées de deux réseaux de 4 patches, l'un pour l'émission, l'autre pour la réception. Le lecteur émet une puissance EIRP de 11,6 dBm à 60 GHz. Une communication avec un tag passif assisté par batterie a été testée et validée à

5 cm de distance avec une rétro-modulation à 20 MHz. La limitation de la portée vient principalement de la faible puissance EIRP obtenue par rapport à la limite autorisée par la norme.

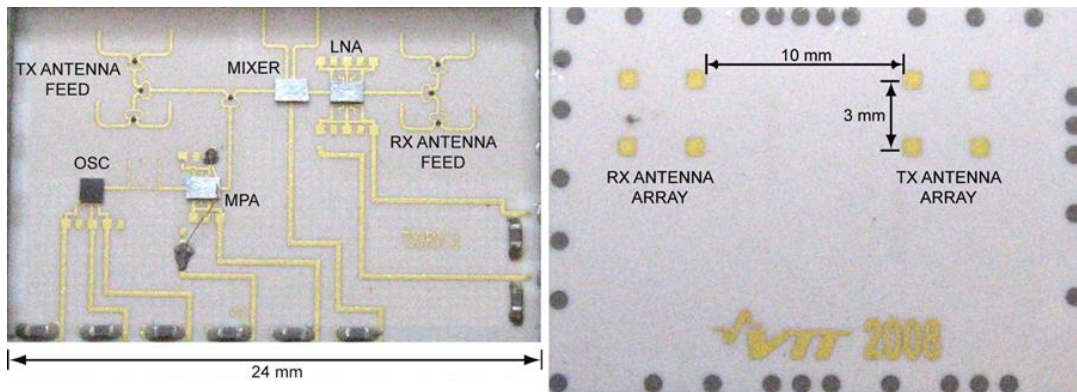


Figure 1.13. Lecteur MMID basé sur la technologie CMOS et assemblé sur un circuit imprimé en LTCC 4 couches [1.32].

Différents prototypes de tags ont également été proposés au cours des 7 dernières années. Un tag MMID passif fabriqué par micro-usinage d'une membrane suspendue en GaAs est présenté dans [1.33]. Il se compose d'une antenne Yagi et d'une diode Schottky (Figure 1.14-a)). Une communication par rétro-modulation à 60 GHz a été démontrée jusqu'à 6 m avec 25 dBm EIRP. Un tag MMID passif assisté par batterie est réalisé dans [1.31]. Il se compose d'un réseau de 16 patchs fabriqué sur substrat LCP (Liquid Crystal Polymers) et d'un circuit RF avec une diode Schottky (Figure 1.14-b)). Une liaison montante avec une fréquence de modulation de 10 MHz à 30 cm de distance a été démontrée.

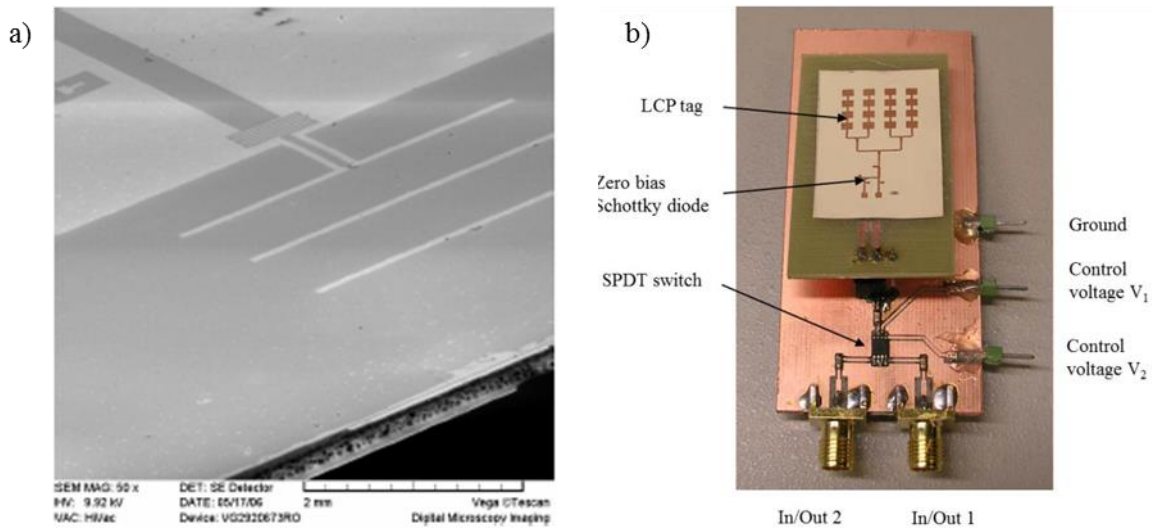


Figure 1.14. Prototypes de tags MMID passifs. a) Tag basé sur une antenne Yagi [1.33]. b) Tag basé sur un réseau de 16 patchs [1.31].

Un schéma fonctionnel du tag [1.31] est présenté à la Figure 1.15.

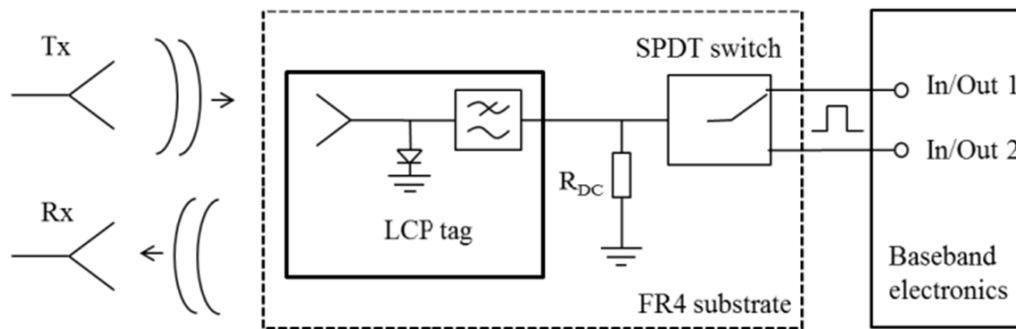


Figure 1.15. Schéma de fonctionnement du tag MMID passif assisté par batterie présenté dans [1.31].

Un réseau d'adaptation à base de stub est utilisé pour adapter la diode à l'antenne. Le circuit de réception de la commande du lecteur est basé sur un détecteur d'enveloppe via la diode. Un filtre passe-bas permet de rejeter les fréquences millimétriques et de récupérer la bande de base. Le commutateur SPDT est utilisé pour sélectionner le circuit de réception ou pour commuter la diode en changeant sa polarisation, réalisant ainsi le circuit de rétro-modulation. Ce principe de fonctionnement sera notamment repris dans le chapitre 6 de la thèse pour créer d'autres prototypes de tags.

Un transpondeur millimétrique communiquant par rétro-modulation à 60 GHz a été présenté dans [1.34] et présente des résultats inférieurs aux précédents tags avec une communication à 8 cm de distance et avec une fréquence de modulation de 30 kHz.

Ces différents travaux ont démontré qu'une communication de type RFID à 60 GHz était possible avec des débits de 10 à 20 MHz pour ces premiers prototypes. Cependant, les portées de lectures restent encore faibles et les débits sont encore loin des gigabits par seconde théoriques.

Dans le cas de la MMID passive, la portée de lecture est limitée par la télé-alimentation de la puce. L'augmentation de la portée de lecture est possible en améliorant l'efficacité du circuit de récupération d'énergie de la puce et/ou sa puissance minimale d'activation. L'utilisation d'un gain élevé est également envisageable mais la lecture du tag serait alors fortement sensible à l'orientation des antennes. Le débit est principalement limité par la vitesse de commutation du circuit de rétro-modulation. L'augmentation du débit requiert donc des circuits plus efficaces, i.e. avec un meilleur indice de modulation, et des composants aux vitesses de commutation plus rapides. Ces contraintes de portées et de débit représentent actuellement les deux principaux verrous de la MMID qu'il conviendra de lever.

3. Conclusions et perspectives

Ce chapitre a présenté les différentes familles de technologies RFID allant de la HF à la bande V. Basé sur une réglementation internationale offrant une large bande passante universelle et des niveaux d'émission élevés, le potentiel applicatif de la MMID est clairement présent. Une bande passante

d'environ 5 GHz est commune dans le monde permettant de rendre les systèmes MMID universels et à haut débit. La montée en fréquence est bénéfique sur plusieurs points : la miniaturisation des antennes et leurs directivités élevées, la capacité d'intégration des composants et la forte atténuation due à la propagation de l'onde dans l'air. Ces avantages sont notamment intéressants en MMID pour les applications de transfert de données sécurisé, de localisation ou encore de réseaux de capteurs et d'IoT. La MMID est également un candidat potentiel en RFID sans puce pour augmenter la capacité de codage des tags, actuellement limitée à quelques dizaines de bits. D'une part, la montée en fréquence permettrait d'utiliser davantage de résonateurs tout en conservant des surfaces bien inférieures à celle d'une carte de crédit. D'autre part, la large bande passante disponible et universelle permettrait de garder, voire d'augmenter, la capacité du codage fréquentiel (i.e. le nombre de fréquences de résonance utilisables). Des travaux émergent d'ailleurs en ce sens à des fréquences plus basses comme par exemple [1.35] où un tag sans puce 6 bits dans la bande 20-30 GHz est fabriqué sur substrat souple et lu à 6 cm.

Après un rappel des concepts fondamentaux de la RFID UHF, leur transposition dans la bande ISM 57-66 GHz a été présentée. Un état de l'art des systèmes de communication sans fil à 60 GHz et les premiers dispositifs MMID ont été présentés et forment une base de travail sur laquelle s'appuyer dans les travaux de cette thèse. Les premiers systèmes MMID réalisés présentent des performances prometteuses bien qu'étant actuellement limitées à quelques dizaines de centimètres de portée de lecture. Les principaux verrous de la MMID, à savoir la portée de lecture et le débit, ont notamment été mis en avant. En termes applicatifs, les premiers résultats suggèrent que la MMID pourrait être découpée en deux grandes familles. D'un côté, l'utilisation de tags à faible gain d'antenne permet d'envisager des applications de transfert sécurisé de données à très haut débit. D'un autre côté, des tags avec des antennes à fort gain (jusqu'à 20-30 dBi) permettraient de déployer des systèmes MMID d'identification discrète (grâce aux faibles dimensions du tag), de réseaux de capteurs passifs, ou encore de localisation et positionnement.

Les travaux présentés dans cette thèse visent donc à explorer de nouveaux axes de recherche pour la MMID et à lever les verrous sur la portée de lecture et le débit. Des études sur la méthode de conception du tag seront notamment envisagées. Jusqu'à présent, seuls des tags basés sur des technologies planaires ont été reportés dans la littérature. Des études sur d'autres topologies d'antennes seront réalisées pour en évaluer les performances et proposer d'autres types d'applications. Les antennes 3D pourraient par exemple s'avérer efficaces dans l'identification d'objets métalliques qui est un domaine qui n'a pas encore été investigué en MMID. De plus, des fonctions de capteurs passifs pouvant être intégrées aux tags seront étudiées pour ouvrir les perspectives applicatives.

4. Références

- [1.1] H. Keith Melton, « CIA Special Weapons & Equipment: Spy Devices of the Cold War », Sterling Pub Co Inc, Mar. 1994.
- [1.2] G. Brooker, J. Gomez, « Lev Termen's Great Seal Bug Analyzed », IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag., vol. 28, no. 11, pp. 4-11, Nov. 2013.
- [1.3] H. Stockman, « Communication by Means of Reflected Power », in Proc. IRE, vol. 36, no. 10, pp. 1196-1204, Oct. 1948.
- [1.4] D. B. Harris, « Radio transmission systems with modulatable passive responder », US Pat. 2927321, Jan. 1956.
- [1.5] M. Cardullo, W. Parks, « Transponder apparatus and system », US Patent US 3713148 A, Jan. 1973.
- [1.6] <http://www.ti.com/lit/ds/scbs824b/scbs824b.pdf>
- [1.7] P.V. Nikitin, K.V.S. Rao, R.D. Martinez, « Differential RCS of RFID tag », Electron. Lett., vol. 43, no. 8, pp. 431-432, Apr. 2007.
- [1.8] <http://www.impinj.com/products/tag-chips/monza-r6/>
- [1.9] <https://www.zebra.com/us/en/products/rfid/rfid-readers/fx9500/fx9500-spec-sheet-en.html>
- [1.10] <http://www.impinj.com/products/readers/speedway-revolution/>
- [1.11] Norme ETSI EN 302 208-1 V1.4.1 : « Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Radio Frequency Identification Equipment operating in the band 865 MHz to 868 MHz with power levels up to 2 W; Part 1: Technical requirements and methods of measurement », Nov. 2011.
- [1.12] C. Hartmann, « A global saw id tag with large data capacity », in Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 65-69, Oct. 2002.
- [1.13] E. Perret, « Radio Frequency Identification and Sensors – From RFID to Chipless RFID », Wiley & Sons, INC., 1st ed., 2014.
- [1.14] A. Vena, « Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage », Ph. D. dissertation, Grenoble INP – LCIS, Institut Polytechnique de Grenoble, Jun. 2012.
- [1.15] Norme ETSI EN 305 550-2 V1.1.1 : « Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD); Radio equipment to be used in the 40 GHz to 246 GHz frequency range; Part 2: Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive (2011-07) », Jul. 2011.
- [1.16] Décret « Décision n° 2010-0917 du 2 septembre 2010 assignant la bande de fréquences 57-66 GHz aux utilisateurs de systèmes de transmission de données à large bande », Sep. 2010.

- [1.17] M. Stevens, G. Grafton, « The Benefits of 60 GHz Unlicensed Wireless Communications », White paper from Sub10 Systems, pp. 1-10.
- [1.18] Recommendation ITU-R P.676-5 : « Attenuation by atmospheric gases », 2001.
- [1.19] G. Alwis, M. Delahoy, « 60 GHz Band Millimetre Wave Technology », Australian Communications Authority, pp. 1-33, Dec. 2004.
- [1.20] <http://www.bridgewave.com/products/60ghz.cfm>
- [1.21] <http://en.community.dell.com/dell-blogs/direct2dell/b/direct2dell/archive/2013/02/25/dell-introduces-world-s-first-wigig-based-wireless-dock-for-unparalleled-convenience-and-connectivity>
- [1.22] IEEE Standard 802.11ad-2012.
- [1.23] B. Schulte, Michael P, R. Felbecker, W. Keusgen et al., « 60 GHz WLAN applications and implementation aspects », *Int. J. Microw. Wireless Technol.*, pp. 1-9, Jan. 2011.
- [1.24] R. Feger, A. Fischer, A. Stelzer, « Low-Cost Implementation of a Millimeter Wave Imaging System Operating in W-Band », in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest (IMS)*, pp. 1-4, Jun. 2013.
- [1.25] Pursula, T. Vähä-Heikkilä, A. Müller, D Neculoiu, G. Konstantinidis, A Oja, J. Tuovinen, « Millimeter-Wave Identification-A New Short-Range Radio System for Low-Power High Data-Rate Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2221-2228, Oct. 2008.
- [1.26] K. S. Leong, M. L. Ng, P.H. Cole, « The reader collision problem in RFID systems », in *Proc. IEEE Int. Symp. Microw. Antenna Propag. EMC Techn. Wireless Commun.*, pp. 658-661, Aug. 2005.
- [1.27] Y. B. Bai, S. Wu, H. Wu, K. Zhang, « Overview of RFID-Based Indoor Positioning Technology », in *Proc. Geospatial Sci. Research Symp.*, pp. 1-10, Dec. 2012.
- [1.28] S. Montusclat, F. Gianesello, D. Gloria, « Silicon full integrated LNA, Filter and Antenna system beyond 40 GHz for MMW wireless communication links in advanced CMOS technologies », in *IEEE Radio Freq. Integr. Circuits (RFIC) Symp.*, pp. 1-4, Jun. 2006.
- [1.29] R. Agethen, M. Pourmousavi, H.P. Forstner, M. Wojnowski, K. Pressel, R. Weigel, D. Kissinger, « 60 GHz Industrial Radar Systems in Silicon-Germanium Technology », in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest (IMS)*, pp. 1-3, Jun. 2013.
- [1.30] S. Pellerano, J. Alvarado, Y. Palaskas, « A mm-Wave Power-Harvesting RFID Tag in 90 nm CMOS », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 8, pp. 1627-1637, Aug. 2010.
- [1.31] T. Kiuru, P. Pursula, J. Rajamäki, T. Vähä-Heikkilä, « 60-GHz Semipassive MMID Transponder for Backscattering Communications », in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest (IMS)*, pp. 1-3, Jun. 2013.
- [1.32] P. Pursula, T. Karttaavi, M. Kantanen, A. Lamminen, J. Holmberg, M. Lahdes, I. Marttila, M. Lahti, A. Luukanen, T. Vähä-Heikkilä, « 60-GHz millimeter-wave identification reader on 90-

- nm CMOS and LTCC », IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 59, no. 4, pp. 1166-1173, Apr. 2011.
- [1.33] T. Vähä-Heikkilä, P. Pursula, A. Müller, D. Neculoiu, G. Konstantinidis, J. Tuovinen, « Millimeter Wave Identification: Concept, Applications and Demonstrations », in Proc. SPIE - International Soc. Opt. Eng., pp. 1-6, Apr. 2008.
- [1.34] H. I. Cantu, D. R. S. Cumming, T. D. Drysdale, « Active V-band modulated backscatter tag », Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 53, no. 7, pp. 163-1615, Jul. 2011.
- [1.35] N. C. Karmakar, C. K. Pern, « mm-wave chipless RFID tag for low-cost item tagging », in Proc. Asia-Pacific Microw. Conf., pp. 1462-1465, Dec. 2011.

Chapitre 2 – Caractérisation de tags RFID et MMID

Ce chapitre est consacré à la mesure des paramètres importants des tags RFID/MMID, à savoir l'adaptation d'impédance, le gain des antennes du tag et du lecteur et la surface équivalente radar du tag en fonction de sa charge. En premier lieu, les méthodes de mesure classiques du coefficient de réflexion et du gain sont étudiées de manière générale. Le banc de mesure en bande V, développé au cours de la thèse, est également présenté. Enfin, les méthodes de mesure de la surface équivalente radar en RFID UHF sont transposées en bande V et améliorées afin de permettre la caractérisation précise des futurs tags MMID conçus durant la thèse. Les résultats de la caractérisation de diverses antennes (cornets) et cibles radar (cornets connectés à une charge, plaque métallique plane) sont présentés à travers ce chapitre. Les grandeurs à mesurer de ces dispositifs étant connues, soit par la théorie, soit par la simulation électromagnétique, le banc de mesure et les méthodes sont validés en comparant les données théoriques/simulées aux valeurs obtenues par la mesure.

Sommaire

1. INTRODUCTION	36
2. CONSIDERATIONS GENERALES	37
2.1. LES REGIONS DE CHAMPS RAYONNES.....	37
2.2. CHAMBRE ANECHOÏQUE	38
2.3. PRESENTATION DE L'ANALYSEUR DE RESEAU VECTORIEL	39
3. MESURE DE GAIN D'ANTENNES	42
3.1. MESURE DE GAIN EN CHAMP LOINTAIN.....	42
3.1.1. <i>Méthode à trois antennes</i>	43
3.1.2. <i>Méthode avec mesure de référence</i>	44
3.1.3. <i>Méthode de mesure sans référence</i>	44
3.2. BANCS DE MESURE DU LABORATOIRE	45
3.2.1. <i>Banc de mesure existant en bande 700 MHz – 18 GHz</i>	45
3.2.2. <i>Banc de mesure en bande millimétrique développé au court de la thèse</i>	47
3.2.3. <i>Evaluation du banc de mesure de gain en bande V</i>	48
4. MESURE DE LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR DES TAGS	50
4.1. INTRODUCTION.....	50
4.2. METHODES DE MESURE DE LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR EN BANDE V.....	51
4.2.1. <i>Mesure en champ proche et en champ lointain</i>	51
4.2.2. <i>Banc de mesure fréquentiel utilisant un analyseur de réseau</i>	52
4.2.2.1. Configuration bi-statique.....	53
4.2.2.2. Configuration mono-statique	54
4.2.2.3. Banc de mesure mono-statique	55
4.2.3. <i>Méthodes mises en place pour la mesure de la surface équivalente radar</i>	55
4.2.3.1. Mesure de surface équivalente radar utilisant l'équation radar	56
4.2.3.2. Mesure de surface équivalente radar utilisant une cible de référence	57
4.2.4. <i>Configurations des cibles à caractériser et modèles de simulation associés</i>	59
4.2.5. <i>Acquisition des données avec fenêtrage temporel</i>	61
4.2.5.1. Considérations sur le fenêtrage temporel	61
4.2.5.2. Acquisition des données mesurées requises pour calculer la SER.....	65
4.2.6. <i>Résultats de mesure de la surface équivalente radar</i>	67
5. CONCLUSION	72
6. REFERENCES	73

1. Introduction

Que ce soit en RFID UHF ou MMID, pour caractériser expérimentalement les performances d'un tag seul ou d'une communication, il est nécessaire de disposer de moyens de mesure (méthodes, matériels, environnements) adaptés et précis. Comme présenté au Chapitre 1, une communication RFID UHF (ou MMID) passive entre le lecteur et le tag met en jeu deux liaisons de fonctionnement : la liaison descendante et la liaison montante. Afin de pouvoir caractériser ces deux liaisons, il est nécessaire de pouvoir mesurer l'adaptation d'impédance, le gain de l'Antenne Sous Test (AST), i.e l'antenne du tag et/ou du lecteur, et la SER du tag en fonction de sa charge. La mesure de la SER est également très importante pour la caractérisation de tags RFID/MMID sans puce.

La qualité de la mesure dépend beaucoup de l'environnement et du banc de test dans lesquels la mesure est réalisée. Lors de la mesure de l'adaptation d'impédance d'une antenne, la principale source d'erreur vient de la calibration des instruments de mesure et d'un environnement non maîtrisé. Les principales sources d'erreur qui affectent la mesure du gain ou de la SER d'une antenne sont les suivantes :

- Le positionnement des antennes, peu critique pour les antennes omnidirectionnelles, devient très influant pour les antennes directives (gain > 10 dBi).
- Les phénomènes de trajets multiples dus à l'environnement qui induisent des variations de signal reçu en fonction de l'amplitude et de la phase des multiples signaux reçus (phénomènes bien connus dans les télécommunications).
- Le bruit de l'électronique qui dépend du dispositif électronique et RF utilisé pour réaliser la mesure.
- Les sources RF parasites dont la fréquence est la même que celle utilisée durant la mesure, pouvant donc interférer avec le signal de mesure.
- La calibration des instruments de mesure qui est nécessaire afin d'annuler les éventuelles erreurs internes de l'instrument et ne mesurer que les paramètres propres au dispositif sous test.

Tous ces phénomènes parasites peuvent être atténués ou contrés par l'utilisation d'un banc de mesure approprié et efficace. Les différentes configurations de mesure ainsi que les différentes méthodes et leurs précisions associées sont étudiées et évaluées dans ce chapitre. L'objectif est de déterminer les combinaisons les plus simples et précises en vue des caractérisations expérimentales à venir dans les chapitres suivants. Les illustrations sont notamment données dans la bande ISM 57-66 GHz, correspondant aux applications MMID visées. Ce chapitre est organisé comme suit. La section 2 présente les considérations générales en mesure et pose les bases pour la suite du chapitre. La section 3 présente la méthode de mesure du gain ainsi que le banc de mesure associé, notamment à travers l'exemple d'une antenne cornet de référence dont le gain est certifié par le constructeur. La section 4

présente la méthodologie de mesure de la SER qui est illustrée à travers la caractérisation de la SER de l'antenne cornet connectée à différentes charges. Enfin, la section 5 dresse le bilan de ce chapitre.

2. Considérations générales

2.1. Les régions de champs rayonnés

Les méthodes de mesure rayonnée de gain et de SER peuvent être classées en deux familles : les mesures dites en champ proche et les mesures dites en champ lointain [2.1]-[2.2]. En effet, lorsqu'une antenne émet une onde, les propriétés du champ électromagnétique (l'orientation des vecteurs champ électrique \vec{E} et champ magnétique \vec{H} et l'atténuation due à la propagation) dépendent de la distance entre la source et le point d'observation. Les méthodes de mesure dépendant donc de la distance entre la source et le dispositif sous test, des zones de champ sont définies et sont illustrées à la Figure 2.1.

- La zone de Rayleigh (champ proche réactif) : zone de l'espace immédiatement autour de l'antenne dans laquelle le champ est majoritairement réactif, c'est-à-dire qu'il ne propage aucune énergie active. L'énergie est alors purement réactive. Cette zone est définie pour une distance R (limite approximative) telle que $R < 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ avec D la plus grande dimension de l'antenne.
- La zone de Fresnel (champ proche radiatif) : zone intermédiaire entre la zone de Rayleigh et la zone de champ lointain où le champ rayonné prédomine. L'énergie dans cette zone est essentiellement active et l'amplitude du champ s'atténue en $1/R^3$. L'orientation des champs \vec{E} et \vec{H} n'est pas constante et dépend de la distance par rapport à la source. Elle se situe pour des distances R telle que $0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda}$.
- La zone de Fraunhofer (champ lointain) : zone de champ rayonné où l'orientation des champs \vec{E} et \vec{H} est indépendante de la position. Cette zone de l'espace permet également de considérer l'onde sphérique émise comme étant une onde plane (front d'onde plan). La propagation se fait en mode Transverse Électromagnétique (TEM) où les champs \vec{E} et \vec{H} sont orthogonaux entre eux et contenus dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation. L'énergie du champ est purement active et décroît dans cette zone en $1/R$. Cette zone est définie à partir de $> \frac{2D^2}{\lambda}$. Dans le cas où l'antenne est de dimension petite devant la longueur d'onde, la condition de champ lointain devient $R \gg \frac{\lambda}{2\pi}$.

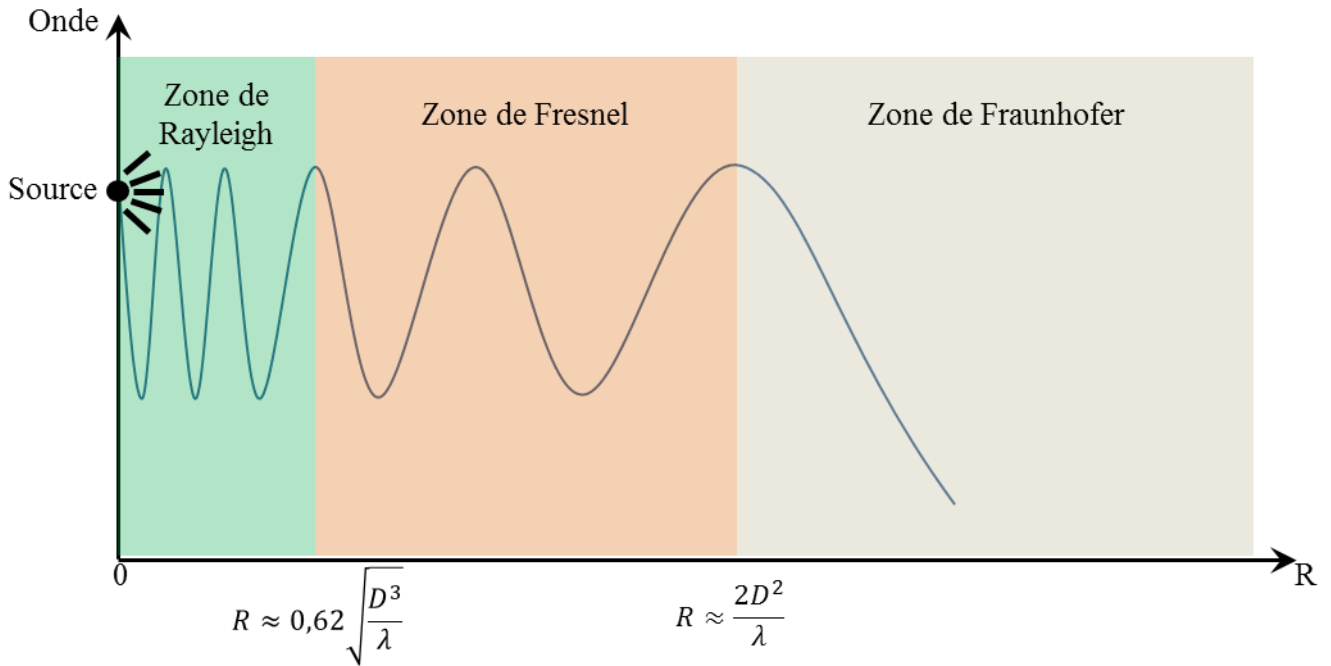


Figure 2.1. Zones de champ proche et champ lointain où D est la plus grande dimension de l'antenne.

2.2. Chambre anéchoïque

Dans le cas d'une mesure en champ lointain, la mesure des caractéristiques de rayonnement de l'antenne requiert un montage tel que présenté à la Figure 2.2. Le gain de l'AST est mesuré au moyen d'une antenne d'émission (antenne Tx) montée sur un pylône tandis que l'AST est montée sur son support en face de l'antenne Tx. Dans un environnement quelconque, le gain mesuré dépend non seulement du gain de l'AST dans la direction concernée, mais aussi des diverses interférences dues à des trajets multiples (sol, objets proches des antennes). Il est donc important de maîtriser le positionnement des antennes et de diminuer au maximum les réflexions parasites.

Les chambres anéchoïques (« chambre sans écho ») permettent de s'affranchir des réflexions parasites tout en offrant un environnement de mesure indépendant de l'extérieur (i.e. des autres sources d'ondes électromagnétiques). La qualité de la chambre dépend notamment de la qualité des absorbants utilisés pour recouvrir les murs et les supports des antennes. Trois types de chambres sont rencontrés en pratique : les chambres acoustiques utilisées pour les caractérisations de dispositifs sonores, les chambres semi-anéchoïques dont certaines parois ne sont pas recouvertes d'absorbants, utilisées notamment en Compatibilité Électromagnétique (CEM), et les chambres anéchoïques totales dont l'intérieur est totalement recouvert d'absorbants. Pour la caractérisation d'antennes, les chambres anéchoïques totales sont les plus adaptées car elles réduisent les réflexions parasites dans tout l'espace.

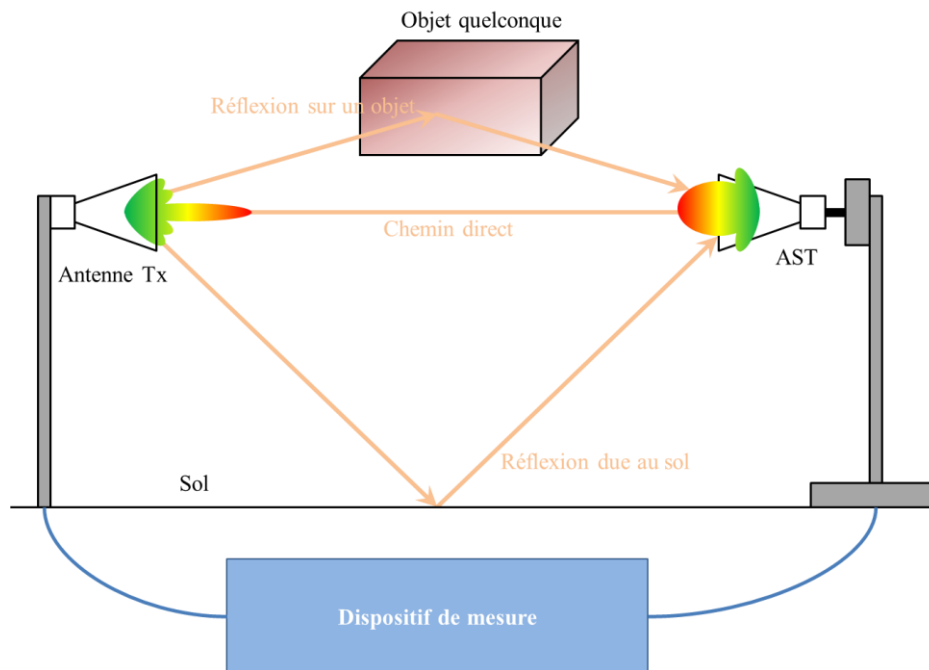


Figure 2.2. Illustration de la mesure de gain d'une AST dans un environnement quelconque.

2.3. Présentation de l'analyseur de réseau vectoriel

Les acquisitions des paramètres de réflexion ou de transmission présentés ont été réalisées au moyen d'un Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV, noté VNA en anglais). Tout d'abord, un procédé de calibration du VNA est appliqué afin de supprimer les erreurs internes à l'appareil de mesure. Il s'agit de connecter aux ports d'acquisition différentes charges ou tronçons de lignes de transmissions connus. Parmi les charges les plus utilisées, il convient de citer notamment le court-circuit, le circuit ouvert et la charge adaptée. Les techniques de calibration les plus connues sont le Short-Open-Load (SOL), Short-Open-Load-Thru (SOLT) pour les mesures multi-ports (le Thru consiste à connecter entre eux les ports à calibrer ensembles) et le Thru-Reflect-Line (TRL) largement utilisé pour des mesures de réflectométrie. Les procédés de calibration SOL et SOLT présentent l'avantage d'avoir une bande de fréquence de validité importante et une très bonne précision. Ils sont souvent conçus pour couvrir la bande passante du VNA. Par contre, dans le cas de kits commerciaux, ils ne permettent de ramener les plans de calibration qu'au niveau des connecteurs qui leur sont associés contrairement à la calibration TRL. La calibration TRL est généralement utilisée pour ramener les plans de calibration à un endroit précis du circuit. Par contre, elle possède une bande passante plus limitée et une précision moins élevée que la calibration SOL/SOLT. En effet, la calibration TRL requiert que les lignes de transmission, utilisées pour la charge « line », aient une longueur électrique comprise entre 0° et 90° maximum. En utilisant des lignes de différentes longueurs couvrant chacune une bande de fréquence définie, il est possible d'étendre la bande passante de la calibration TRL à la bande passante désirée. Les méthodes de calibration SOL/SOLT peuvent être implémentées de manière électronique, notamment avec le module « E-Cal » d'Agilent [2.3]. Ce dispositif réalise un balayage de plusieurs impédances connues, permettant

de calibrer le VNA rapidement tout en conservant une très bonne précision. Le Tableau 2.1 présente une liste non-exhaustive des principales topologies d'antennes, notamment celles rencontrées au cours de la thèse, et les procédés de calibration les plus adaptés à leur caractérisation.

Tableau 2.1. Principales topologies d'antennes et méthode de calibration adaptée

Antenne	Connectique	Calibration	Bande utile	Précision	Fabricable
Planaire	Coaxial	SOL/SOLT	+++	+++	--
Planaire	Sous pointe	TRL	++	++	+
Guide d'onde	Guide d'onde	SOL/ SOLT/TRL	+++	+++	-

Les antennes planaires sont généralement connectées via un connecteur coaxial, par exemple les connecteurs SMA ou N, car ce type de connecteur est le plus répandu dans les appareils de mesure. Le procédé de calibration le plus adapté est alors le SOL/SOLT car les charges peuvent être connectées directement en sortie du port. Les antennes réalisées en micro-électronique directement sur wafer sont très petites, allant jusqu'à quelques millimètres carrés de surface. Une station sous pointe est alors indispensable pour pouvoir connecter l'antenne au VNA. Le port du VNA est alors connecté à une sonde venant s'appuyer sur les empreintes du circuit à mesurer. Une calibration SOL/SOLT est alors difficile à réaliser, d'où le recours à la calibration TRL. Pour les antennes basées sur les guides d'onde, des kits de calibration SOL/SOLT ou TRL sont généralement utilisés.

Durant la thèse, les différentes caractérisations sont effectuées en utilisant deux VNA et bancs de mesure distincts dépendant de la bande de fréquence considérée. Les mesures effectuées en UHF sont réalisées avec un VNA HP 8720 D. Après calibration SOLT du VNA, une sensibilité de mesure en réflexion de l'ordre de -90 dBm pour 0 dBm d'émission est obtenue. Les mesures effectuées en bande V sont réalisées avec un PNA (Power Network Analyser) Agilent N5222A (10 MHz-26,5 GHz) muni d'extensions millimétriques Virginia Diodes WR15-VNAX 50-75 GHz VNA Extension (modules VDI). Le module VDI est un multiplieur de fréquences combiné à un mixeur avec une sortie en guide d'onde WR15. Il permet des mesures dans la bande V à partir du PNA en transposant la mesure des paramètres S à une fréquence intermédiaire constante située dans la plage de fonctionnement du PNA. Après calibration SOL/SOLT, la sensibilité de mesure en réflexion du PNA est de l'ordre de -65 dBm pour une puissance d'émission de 5 dBm. Une photo du PNA, des modules millimétriques et du kit de calibration SOLT est présentée à la Figure 2.3. Le kit de calibration au format WR15 contient un guide d'onde de longueur 2,54 mm, deux plaques de court-circuit, deux charges adaptées et des entretoises $\lambda/8$ et $\lambda/4$.

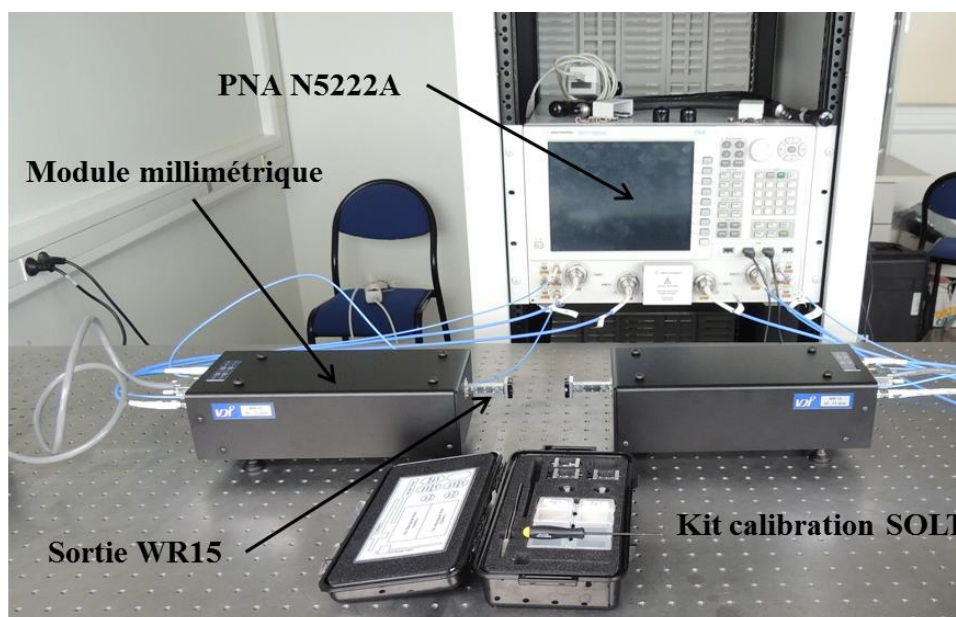


Figure 2.3. PNA Agilent N5222A et les modules millimétriques utilisés pour la mesure en bande V ainsi que le kit de calibration SOLT associé.

Les ports 1 et 2 du PNA sont respectivement connectés aux ports RF et LO (Local Oscillator) du module tandis que la référence et la mesure à la fréquence intermédiaire IF (Intermediate Frequency) sont respectivement connectées à l'entrée « référence » et à l'entrée « mesure » du PNA. Les deux fréquences RF et LO sont multipliées par quatre (coefficient multiplicateur du module). Un schéma fonctionnel est présenté à la Figure 2.4.

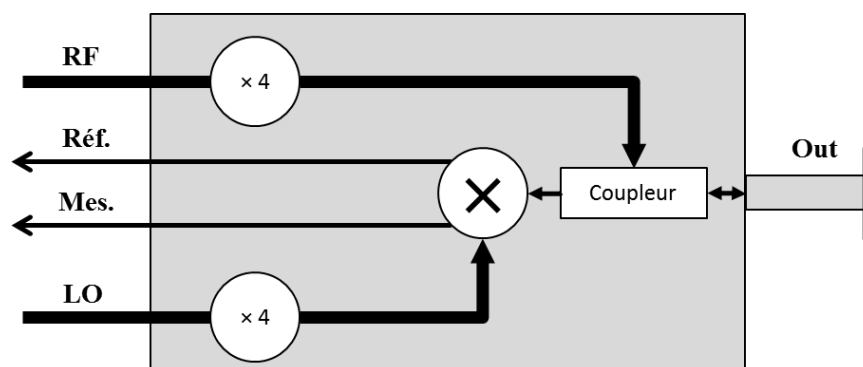


Figure 2.4. Schéma fonctionnel de l'extension millimétrique VDI.

Pour effectuer la mesure, le PNA balaie les fréquences de la bande de mesure de manière discrète. Pour couvrir la bande V, la fréquence RF varie de 12,5 GHz à 18,75 GHz. La fréquence LO varie à travers une bande de fréquence de sorte que la fréquence intermédiaire soit constante. En émission, le signal émis issu du port RF est récupéré sur la voie « Réf. » après avoir été mixé avec LO. Le signal reçu en entrée du module, signal réfléchi ou transmis selon le paramètre S mesuré, est récupéré sur la voie « Mes. » après avoir été lui aussi mixé avec LO.

3. Mesure de gain d'antennes

Lors de la mesure en champ proche, l'AST est scannée par une ou plusieurs sondes [2.4]-[2.5]. Cette technique de mesure est répandue pour la caractérisation d'antennes aux larges dimensions. En effet, elles nécessiteraient des bancs de taille importante pour pouvoir être mesurée en champ lointain. Cependant, la proximité des sondes dégrade la précision. Dans le cas de la RFID, et plus particulièrement de la MMID, les antennes à caractériser ont des dimensions compatibles avec les techniques de mesure en champ lointain présentées par la suite.

3.1. Mesure de gain en champ lointain

La mesure du diagramme de rayonnement en champ lointain est la méthode la plus commune dans les télécommunications. Un rapport de l'IEEE [2.6] propose les procédures à suivre et les règles de dimensionnement du banc de mesure. La mesure en champ lointain permet d'obtenir des résultats assez précis mais requiert un alignement plus rigoureux qu'en champ proche. L'environnement doit être maîtrisé avec notamment des supports n'influant pas sur les caractéristiques des antennes. Pour obtenir une meilleure précision lors de la mesure des nuls de rayonnement et du niveau des lobes secondaires, il convient de prendre un facteur 2 pour la limite de la région de Fraunhofer [2.7]. La Figure 2.5, extraite de [2.7], présente le diagramme de rayonnement théorique normalisé d'une antenne parabolique pour différentes valeurs de $R = N \frac{2D^2}{\lambda}$, N étant nombre entier.

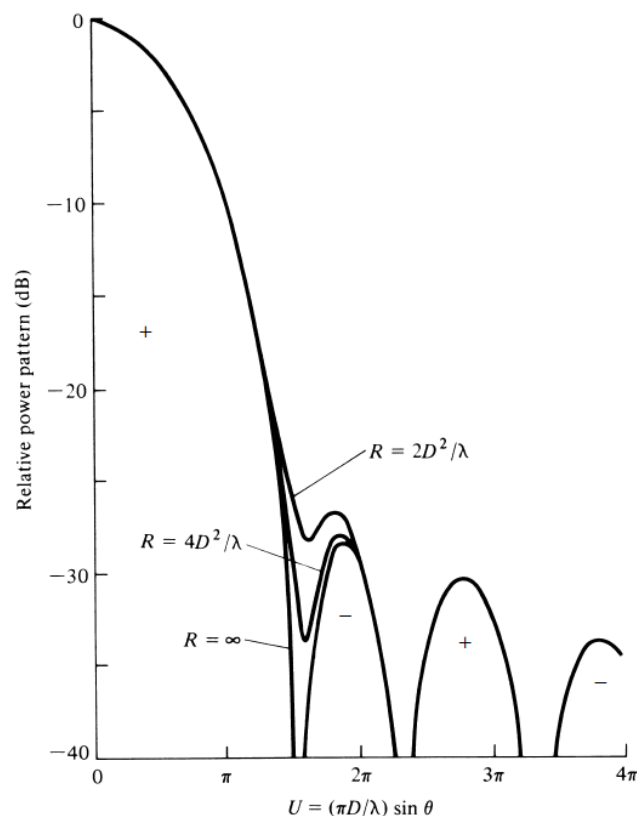


Figure 2.5. Impact de la distance R sur la mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne parabolique [2.7].

Lorsque la condition de champ lointain est juste satisfaite (i.e. $R = 2D^2/\lambda$), le minimum de rayonnement entre le lobe principal et le premier lobe secondaire est plus élevé que lorsque la distance tend vers l'infini. La configuration de mesure dépendra donc fortement de la dimension de l'antenne à caractériser et de la bande de fréquence considérée. Pour les applications ciblées (RFID/MMID), la configuration champ lointain pour la mesure du gain est retenue pour sa simplicité et sa compatibilité avec la taille des antennes à caractériser.

Trois méthodes en champ lointain peuvent être identifiées dans la littérature : la méthode à trois antennes [2.8], la mesure avec antenne de référence [2.9] et la mesure sans référence [2.6]. Pour ces méthodes, un positionnement rigoureux des antennes est requis (distance entre les antennes, alignement, etc.). Le VNA est souvent préféré à l'analyseur de spectre pour l'acquisition des données pour sa grande sensibilité et sa précision de mesure. Un schéma de la configuration de mesure du gain est donné à la Figure 2.6, avec P_e la puissance d'émission, P_r la puissance reçue, G_1 le gain de l'antenne 1, G_2 le gain de l'antenne 2 et R la distance séparant les deux antennes. Les antennes sont supposées parfaitement alignées et adaptées en polarisation. Dans le cas particulier de la mesure du gain en polarisation croisée, l'adaptation en polarisation correspond à un angle de 90° entre les deux antennes.

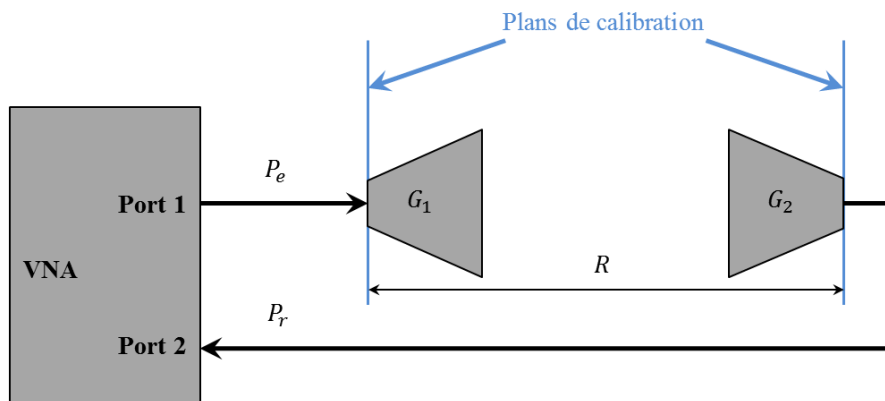


Figure 2.6. Configuration de mesure du gain avec un VNA et deux antennes placées en champ lointain ($R > 2D^2/\lambda$), D étant la plus grande dimension entre les deux antennes.

3.1.1. Méthode à trois antennes

La méthode à trois antennes est basée sur l'équation de Friis et nécessite trois antennes différentes dont les gains respectifs ne sont pas forcément connus. Chaque antenne est placée successivement en face des deux autres. Le coefficient de réflexion, S_{11} , de chaque antenne et le coefficient de transmission entre elles, S_{21} , sont alors mesurés pour une puissance d'émission constante. Le système (2.1) (exprimé en dB) est alors obtenu, avec $|S_{21}|^2_{ij} = P_r - P_e$ pour les antennes de gain G_i et G_j . La résolution de ce système permet d'obtenir le gain de chaque antenne.

$$\begin{cases} G_1 + G_2 = |S_{21}|_{12}^2 - 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) - 10 \log(1 - |S_{11}|^2) - 10 \log(1 - |S_{22}|^2) \\ G_1 + G_3 = |S_{21}|_{13}^2 - 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) - 10 \log(1 - |S_{11}|^2) - 10 \log(1 - |S_{33}|^2) \\ G_3 + G_2 = |S_{21}|_{32}^2 - 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) - 10 \log(1 - |S_{33}|^2) - 10 \log(1 - |S_{22}|^2) \end{cases} \quad (2.1)$$

Cette méthode présente l'avantage de pouvoir être réalisée sans posséder d'antennes de référence (i.e. au gain connu et certifié). Cependant, la distance R entre les antennes doit être connue avec précision. Les multiples repositionnements peuvent induire des erreurs. Pour la mesure d'antenne directive où le positionnement angulaire est particulièrement critique, l'incertitude de mesure sur le gain est alors plus importante que pour des antennes à faible gain. Lorsque les antennes sont bien adaptées, i.e. $|S_{ii}| < -25 \text{ dB}$, la transmission entre le port et l'antenne connectée $10 \log(1 - |S_{ii}|^2)$ peut être considérée négligeable ($-0,01 \text{ dB}$) et retirée du système (2.1).

3.1.2. Méthode avec mesure de référence

La méthode avec mesure de référence requiert deux antennes dont au moins une a un gain connu avec précision (l'antenne de référence de gain G_{ref}). Deux mesures de transmission sont effectuées avec la même antenne d'émission (port 1) dont le gain n'est pas nécessairement connu. La transmission avec l'antenne de référence $|S_{21}|_{ref}^2$ est mesurée et comparée à la transmission lorsque l'antenne de référence est remplacée par l'AST $|S_{21}|_{AST}^2$. La mesure s'effectue dans la même configuration de mesure que précédemment. Le gain de l'AST est alors déterminé en appliquant (2.2), où Γ_{ref} et Γ_{AST} sont les coefficients de réflexion complexes respectivement mesurés aux bornes de l'antenne de référence et de l'AST.

$$\begin{aligned} G_{AST} = G_{ref} + |S_{21}|_{AST}^2 - |S_{21}|_{ref}^2 - 10 \log\left(1 - |\Gamma_{ref}|^2\right) \\ - 10 \log(1 - |\Gamma_{AST}|^2) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Cette méthode présente l'avantage de ne pas nécessiter de connaître la distance entre les antennes. Par rapport à la mesure à trois antennes, cette méthode requiert une mesure de moins, ce qui permet de diminuer le nombre d'erreurs possibles (un repositionnement de moins à effectuer par exemple). De plus, elle repose sur des gains connus et certifiés, conduisant à une meilleure précision de mesure.

3.1.3. Méthode de mesure sans référence

La mesure sans référence est la méthode la plus simple à mettre en place. Elle ne requiert qu'une antenne de référence et l'AST. Par contre, les paramètres de la chaîne d'acquisition doivent alors être connus avec précision. Le gain de l'AST est alors donné par (2.3) pour la configuration de mesure de la Figure 2.6, l'AST étant l'antenne 2.

$$G_{AST} = |S_{21}|^2 - G_1 - 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) - 10 \log(1 - |S_{11}|^2) - 10 \log(1 - |\Gamma_{AST}|^2) \quad (2.3)$$

En MMID, la petite taille des antennes et leur forte directivité rendent le positionnement plus critique que l'effet de l'environnement malgré les petites distances de champ lointain (16 cm pour un cornet à 60 GHz de 2 cm d'ouverture maximale). De plus, le laboratoire n'est pas équipé de banc de mesure avec système de positionnement automatisé. La méthode de mesure sans référence est donc privilégiée.

3.2. Bancs de mesure du laboratoire

3.2.1. Banc de mesure existant en bande 700 MHz – 18 GHz

Pour réaliser les mesures d'adaptation, de gain et de SER en UHF, un VNA HP 8720D de bande passante [50 MHz – 20 GHz] et deux antennes cornets SAS-571 Double Ridge Guide Horn Antenna de bande passante [700 MHz – 18 GHz] et de gain [1,4 dBi - 22 dBi] sont utilisés. Le banc de mesure général présente donc une bande passante de 700 MHz à 18 GHz, couvrant ainsi toute la bande UHF. Les moyens de mesure en UHF sont présentés à la Figure 2.7 : le VNA, les deux antennes cornet et la chambre anéchoïque dans une cage de Faraday. La chambre anéchoïque mesure approximativement $5 \text{ m} \times 3,6 \text{ m} \times 3 \text{ m}$.

La distance entre les antennes (émission, réception et AST) doit satisfaire la condition de champ lointain mais aussi assurer que le signal reçu soit au-dessus du seuil de détection du VNA. En RFID UHF, les antennes de tags sont en général de type dipôle demi-onde [2.10] et les antennes de lecteur sont de type patch ou cornet, de dimension maximale 20-25 cm. Le critère minimum de champ lointain est de 36 cm à 868 MHz pour le pire cas. Le banc de mesure doit également permettre de mesurer la SER théorique d'un dipôle en court-circuit de l'ordre de -10 dBm² à 868 MHz. Un bilan de liaison de ce cas permet de se rendre compte que la portée maximale de détection du VNA est de 19 mètres à 868 MHz pour une puissance d'émission de 0 dBm avec un montage bi-statique ayant un gain d'émission et de réception de 8 dB avec les cornets utilisés et une sensibilité de -70 dB. Le banc de mesure est donc suffisamment performant pour assurer les mesures en UHF durant la thèse.

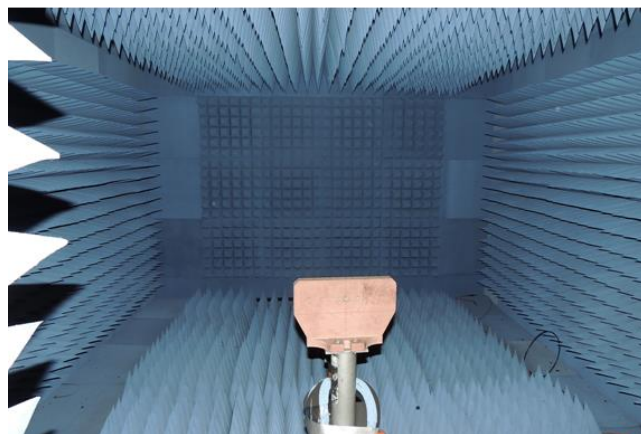
Pour les mesures de portée de lecture de tag RFID ou pour la caractérisation des antennes, les câbles coaxiaux utilisés pour amener le signal dans la chambre présentent des pertes non négligeables mesurées de -10 dB à 868 MHz. Ces pertes ont donc dû être rajoutées aux équations (2.1) et (2.3) pour en tenir compte lors du calcul du gain.



a)



b)



c)

Figure 2.7. Moyens de mesure en bande 700 MHz – 18 GHz. a) VNA HP 8720D 50 MHz – 20 GHz. b) Antennes cornets SAS-571 Double Ridge Guide Horn Antenna 700 MHz – 18 GHz. c) Chambre anéchoïque de dimensions 5 m × 3,6 m × 3 m et un support en bois pour fixer un des cornets SAS-571.

3.2.2. *Banc de mesure en bande millimétrique développé au court de la thèse*

La caractérisation d'antennes en bande millimétrique nécessitant un positionnement rigoureux et un environnement maîtrisé, une chambre anéchoïque et un plateau tournant pour l'AST ont été spécifiquement conçus et fabriqués au laboratoire pendant la thèse. La Figure 2.8 présente des vues du banc de mesure complet et notamment la configuration de mesure de diagramme de rayonnement. La conception, le dimensionnement et la réalisation de la chambre sont détaillés en Annexe 1. La chambre anéchoïque de dimensions externes 104 cm × 74 cm × 52 cm, réalisée en panneau de fibre à densité moyenne (MDF en anglais), est recouverte d'absorbants en mousse polyuréthane VHP-2 d'atténuation mesurée de -40 dB à 60 GHz en incidence normale. Le plateau tournant en bois, également recouvert d'absorbants, permet d'effectuer des mesures angulaires manuellement par pas de 1 °. Des supports en bois pour l'AST peuvent y être fixés. Ces supports sont modulables afin de permettre la caractérisation de tout type d'antennes (planaires, 3D ou intégrées).

Les extensions millimétriques ont une sortie en guide d'onde WR15. Or la mesure du diagramme de rayonnement nécessite que l'AST pivote dans un plan pour réaliser la mesure angulaire. Une transition entre le guide WR15 et le câble coaxial 50 Ω est utilisée afin de pouvoir placer l'AST dans la chambre anéchoïque. Ainsi le système de mesure (notamment les modules VDI) peut être placé hors de la chambre afin de réduire au maximum les effets parasites lors de la mesure. Dans la suite, seule la mesure de gain en MMID est étudiée car elle requiert des précautions particulières et présente davantage de contraintes qu'en UHF, tandis que les principes et méthodes restent valides quelle que soit la fréquence de travail.

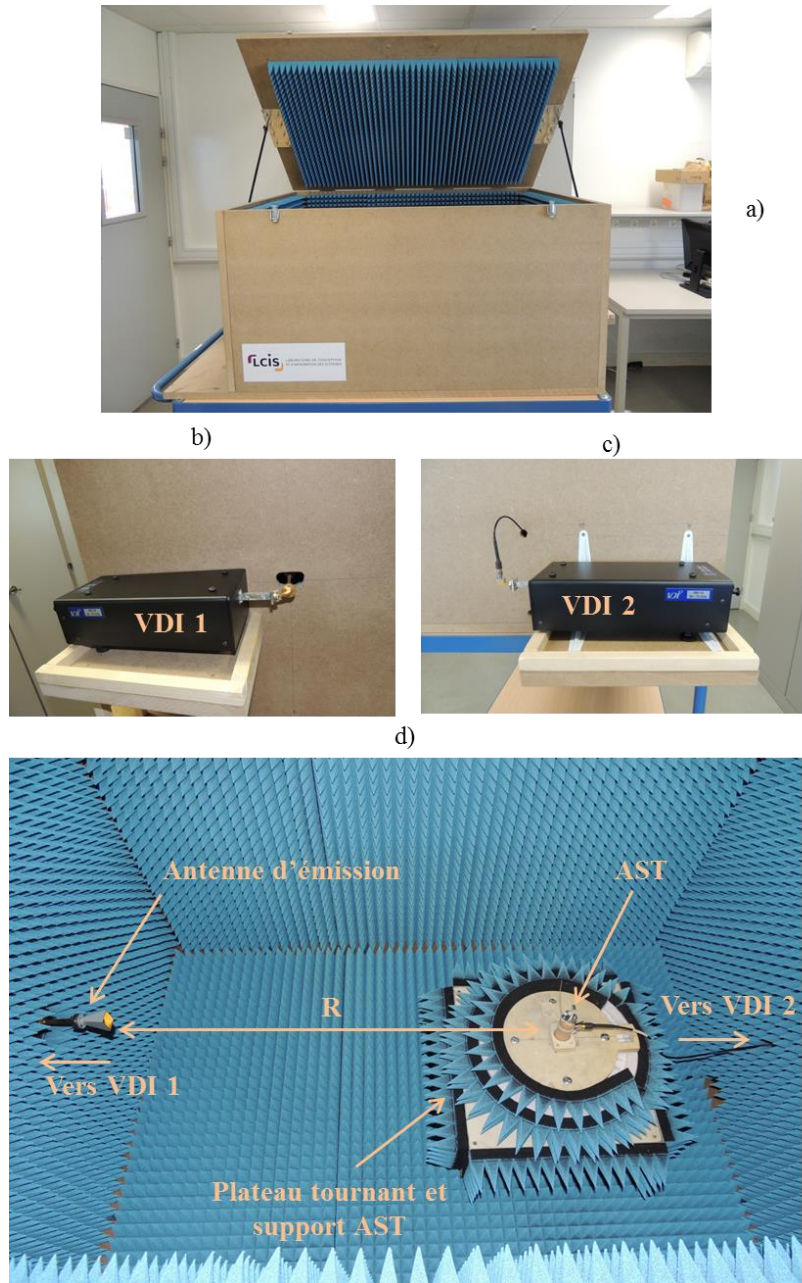


Figure 2.8. Banc de mesure millimétrique mis en place pour la mesure de coefficient de réflexion et de diagramme de rayonnement d'antennes. a) Vue extérieure de la chambre anéchoïque sur chariot. b) Module VDI connecté à l'antenne d'émission. c) Module connecté à l'AST via un câble coaxial et une transition WR15-1,85 mm. d) Configuration de mesure du diagramme de rayonnement de l'AST.

3.2.3. Evaluation du banc de mesure de gain en bande V

Afin de valider le banc de mesure, les gains en fonction de la fréquence de deux antennes cornets ont été mesurés. La Figure 2.9 présente les trois antennes utilisées pour réaliser la mesure. Les deux antennes de gauche sont deux cornets de références identiques d'ouverture 21 mm × 18 mm dont le gain varie entre 19,6 dBi et 22,4 dBi dans la bande V. L'antenne de droite (cornet noir) est une antenne cornet basée sur guide d'onde WR12 de bande utile 60 - 90 GHz, d'ouverture 30 mm × 21 mm dont le gain n'est pas connu. Le cornet noir est simulé afin de pouvoir comparer les résultats de mesure à ceux obtenus par la simulation.

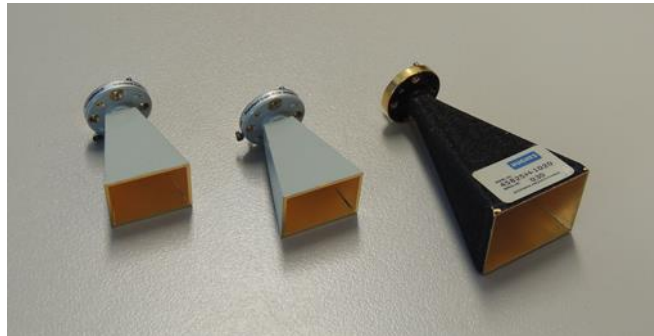


Figure 2.9. Antennes cornets millimétriques.

Le champ lointain, calculé pour la limite haute de la bande V, est évaluée à 45 cm pour le cornet noir et 22 cm pour les cornets de référence. Une distance de 70 cm centre à centre entre les antennes est choisie comme compromis entre le critère de champ lointain et la précision d’alignement. Le gain dans la direction principale de rayonnement est alors mesuré en fonction de la fréquence. La méthode de mesure sans référence est appliquée en suivant la configuration de mesure présentée à la Figure 2.6. Le positionnement est ajusté au moyen d’un faisceau laser horizontal et vertical. Les résultats sont présentés à la Figure 2.10.

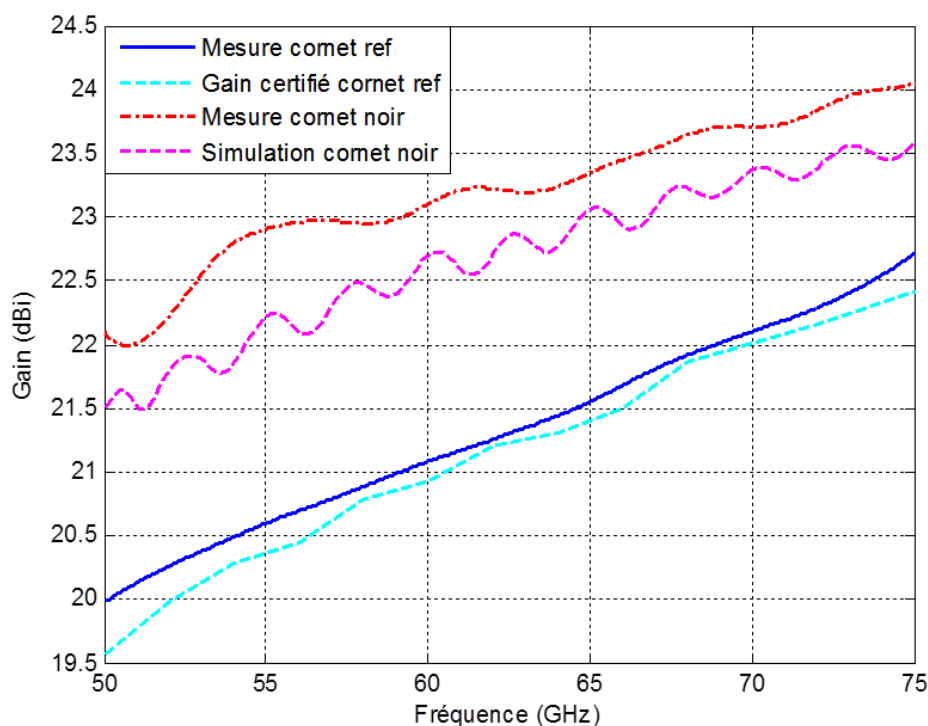


Figure 2.10. Résultats de mesure du gain des antennes cornets.

Cette méthode et le banc de mesure offrent une bonne précision avec un écart maximal de 0,4 dB entre la mesure et le gain certifié du cornet de référence. Des écarts plus importants (jusqu’à 0,96 dB) entre simulation et mesure pour le cornet noir proviennent notamment du modèle de simulation du cornet. En effet, le modèle CST du cornet a été établi à partir des dimensions mesurées tandis que la jonction entre le guide d’onde WR15 (port du VNA) et le WR12 (connexion du cornet noir) impacte

également le coefficient de réflexion et le gain en induisant notamment des oscillations simulées dans le coefficient de transmission jusqu'à $\pm 0,2$ dB.

Après un bilan de puissance du pire cas à 50 cm de distance (fréquence maximale 75 GHz, gain d'émission 20 dBi, sensibilité du VNA de -65 dBm), le gain minimal pouvant être mesuré avec le banc est de -26 dBi. La configuration de mesure de gain est donc validée pour toute la bande V car elle permet de mesurer la majorité des antennes rencontrées en MMID.

4. Mesure de la surface équivalente radar des tags

4.1. Introduction

Les enjeux de la mesure de la SER des tags en RFID UHF ou MMID, sont les mêmes pour les deux technologies : caractériser les performances du tag en liaison montante. En revanche, à cause des propriétés spécifiques qui apparaissent autour de 60 GHz par rapport à l'UHF, une étude plus poussée sur la mesure de la SER des tags est conduite afin d'obtenir les résultats les plus précis possibles. En effet comme présenté au chapitre 1, les tags MMID sont plus petits que leurs homologues UHF et donc plus sensibles au positionnement et à l'orientation tandis que les niveaux de signaux en bande V sont bien plus atténués que ceux en UHF. La SER est donc un paramètre plus critique à mesurer en bande V.

La SER peut être mesurée au moyen d'un VNA ou d'un système radar. En effet, la mesure de la SER de tags passifs est similaire à la mesure de SER d'objets quelconques. Néanmoins, dans le cas d'une antenne connectée à une charge, la SER ne dépend pas uniquement de la géométrie de l'antenne mais aussi de la charge qui y est connectée, c'est-à-dire de la puce RFID/MMID. Comme pour les mesures de gain, le VNA est choisi pour l'acquisition des données pour sa grande sensibilité et sa précision de mesure.

Deux méthodes utilisant un VNA existent pour caractériser la SER de tag en UHF en fonction de l'impédance de la puce. La première technique consiste à calculer la SER à partir de la mesure de la puissance rétrodiffusée par l'antenne et de l'équation radar [2.11]-[2.12]-[2.13]. Les effets parasites tels que la réflexion du support de l'AST ou la réponse de l'environnement peuvent être éliminés dans le calcul de la SER au moyen de diverses méthodes comme par la modélisation de ces contributions parasites ou en soustrayant la puissance rétrodiffusée lorsque l'AST n'est pas fixée sur son support [2.14] à la réponse de l'AST. L'autre technique généralement employée consiste à mesurer la puissance rétrodiffusée par une cible de référence dont la SER est connue, puis de comparer cette mesure à la puissance rétrodiffusée par l'AST [2.14]. Cependant dans le cas de la MMID, la translation de ces techniques dans la bande V n'est pas directe et requiert des attentions particulières qui sont détaillées dans cette section.

Cette partie présente les deux techniques de mesure de SER qui ont été mises en place dans la bande V. Elles sont évaluées à travers la caractérisation de l'antenne cornet de référence présentée à la Figure 2.9. L'objectif de la caractérisation en MMID est notamment de mesurer la SER dans la direction principale de re-rayonnement (notée SER_{max}) du tag, généralement orthogonale à la surface de son antenne (Cf. Chapitre 1).

4.2. Méthodes de mesure de la surface équivalente radar en bande V

4.2.1. Mesure en champ proche et en champ lointain

Comme pour la mesure du gain, la mesure de la SER d'antennes peut se faire soit en champ proche, soit en champ lointain. La SER en bande millimétrique étant plus critique à mesurer que celle en UHF (comme il est démontré par la suite), seul le cas de la SER en MMID est présenté. Cependant, la méthodologie développée est également appliquée pour les mesures réalisées en UHF durant la thèse. Dans la mesure de SER effectuée en champ proche, différentes techniques sont employées pour remonter à la SER définie en champ lointain. Un état de l'art détaillé de ces différentes méthodes est présenté dans [2.16]. Elles peuvent être classées en trois groupes : les méthodes de correction dérivées de l'optique, les techniques basées sur l'imagerie radar et des méthodes basées sur des algorithmes de correction comme en mesure de gain d'antenne en champ proche.

Les méthodes dérivées de l'optique s'appuient sur des formulations analytiques issues de l'optique physique. La cible radar est par exemple modélisée en un ensemble de sources diffractaires isotropes (méthode de Melin [2.16]). Cependant, ce type de méthodes ne permet généralement pas de modéliser et de prendre considération les phénomènes d'ondes rampantes et de réflexions multiples [2.16].

Les techniques basées sur l'imagerie radar (Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR, principe de reconstitution 2D d'une image de la cible) se basent sur l'intégration du champ réfléchi dans un domaine fréquentiel et angulaire particulier pour remonter à la SER de la cible.

Enfin, les méthodes de correction Champ Proche – Champ Lointain (CPCL) mesurent, sur une surface plane en champ proche, le champ diffracté par la cible. La réflexion en champ lointain est alors déterminée au moyen d'un algorithme de transformation CPCL qui exploite la décomposition du champ en un ensemble d'ondes planes.

Ces techniques sont très utiles pour la caractérisation de cibles radar dont le critère de champ lointain ne peut être satisfait de manière réaliste. Elles permettent également de mettre en place un système de mesure moins onéreux et plus petit que pour la mesure en champ lointain. Cependant, la mesure ne dépend pas que de la géométrie de la cible mais aussi fortement de l'environnement (couplage entre antenne et cible, échos parasites, effets des supports d'antenne/cible), rendant la mesure de SER en champ proche plus délicate que celle du gain d'une antenne. Beaucoup de travaux se sont d'ailleurs

penchés sur l'amélioration de la précision de mesure en proposant de nouvelles approches notamment en améliorant les algorithmes de calcul ou en se basant sur le facteur de réseau [2.17]-[2.18].

La plupart des méthodes de mesure de la SER en champ lointain sont basées sur l'équation radar en configuration mono-statique ou bi-statique [2.19]. Pour certaines cibles radar trop volumineuses, comme les avions de chasse, le critère de champ lointain est supérieur à la centaine de mètres. Il est alors possible d'utiliser les méthodes en champ lointain dites « base compacte » en utilisant un réflecteur parabolique pour recréer une onde plane incidente sur la cible [2.20]. Un exemple de configuration en base compacte est donné à la Figure 2.11 [2.16]. Pour les applications visées (RFID/MMID), la configuration champ lointain est retenue car les tailles des tags (de l'ordre de quelques centimètres de dimension au maximum) permettent des distances de mesure champ lointain de l'ordre du mètre.

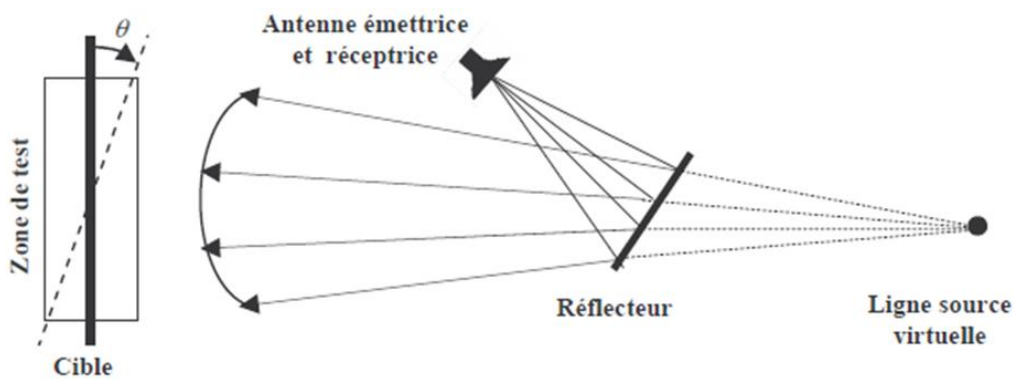


Figure 2.11. Vue de dessus d'une configuration de mesure de SER en base compacte [2.16].

4.2.2. Banc de mesure fréquentiel utilisant un analyseur de réseau

En RFID UHF et MMID, la technique de mesure la plus courante est la mesure avec un VNA de la puissance rétrodiffusée par le tag. Une configuration de mesure en champ lointain permet d'obtenir des résultats précis car la mesure de la SER est invariable en fonction de la distance d'observation lorsqu'elle est effectuée en champ lointain. Comme illustré à la Figure 2.12, où Tx réfère à la transmission et Rx à la réception, deux configurations de mesures sont possibles : la configuration bi-statique [2.21] utilisant deux antennes (une pour l'émission de l'onde incidente et l'autre pour la réception du signal rétrodiffusé par la cible) et la configuration mono-statique utilisant une seule antenne pour la transmission et la réception [2.11]. Le transfert de puissance est alors caractérisé par la mesure des paramètres S : le coefficient de transmission S_{21} pour le montage bi-statique et le coefficient de réflexion S_{11} pour le montage mono-statique. Les avantages et inconvénients de chaque configuration sont présentés dans la section suivante.

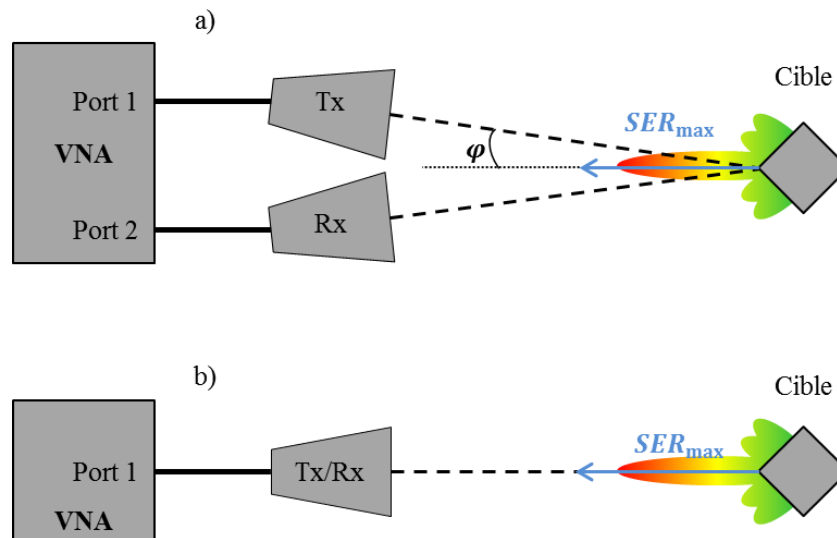


Figure 2.12. Configurations possibles du banc de mesure de la SER. a) Bi-statique (mesure du paramètre S_{21}). b) Mono-statique (mesure du paramètre S_{11}).

4.2.2.1. Configuration bi-statique

La configuration bi-statique (Figure 2.12-a)) est la configuration qui offre la meilleure dynamique de mesure si les antennes sont efficacement découplées. Elle est donc souvent utilisée pour la caractérisation des tags RFID UHF passifs. Dans cette configuration, l'onde émise arrive sur la cible radar avec un angle d'incidence φ . Cet angle n'a guère d'impact en UHF car le diagramme de rayonnement des tags est quasi-omnidirectionnel [2.10]-[2.13]. Cependant en MMID, cet angle influence fortement la mesure puisque les antennes des tags sont directives. La puissance rétrodiffusée avec un angle φ est différente de celle rétrodiffusée en incidence normale ($\varphi = 0$). De plus, l'alignement des trois antennes ajoute un degré d'incertitude supplémentaire par rapport au montage mono-statique. Même en considérant un faible angle, l'erreur de mesure peut atteindre plusieurs décibels. Pour le démontrer, la SER de l'antenne cornet de référence (Figure 2.9) terminée par un court-circuit, i.e. pour une SER maximale, a été simulée et tracée dans le plan E. La Figure 2.13 présente le résultat à 65,25 GHz.

Un angle d'incidence de $3,5^\circ$ revient à perdre 1 dB sur la mesure de la SER dans la direction principale de rétrodiffusion. De plus, pour assurer un découplage efficace des antennes (i.e. un espacement entre les antennes assez important), le montage conduirait à plusieurs mètres de distance entre la cible et les antennes. Or, en pratique, la portée de détection de la SER minimale de cette antenne (-40 dBm^2) est de l'ordre de la cinquantaine de centimètres.

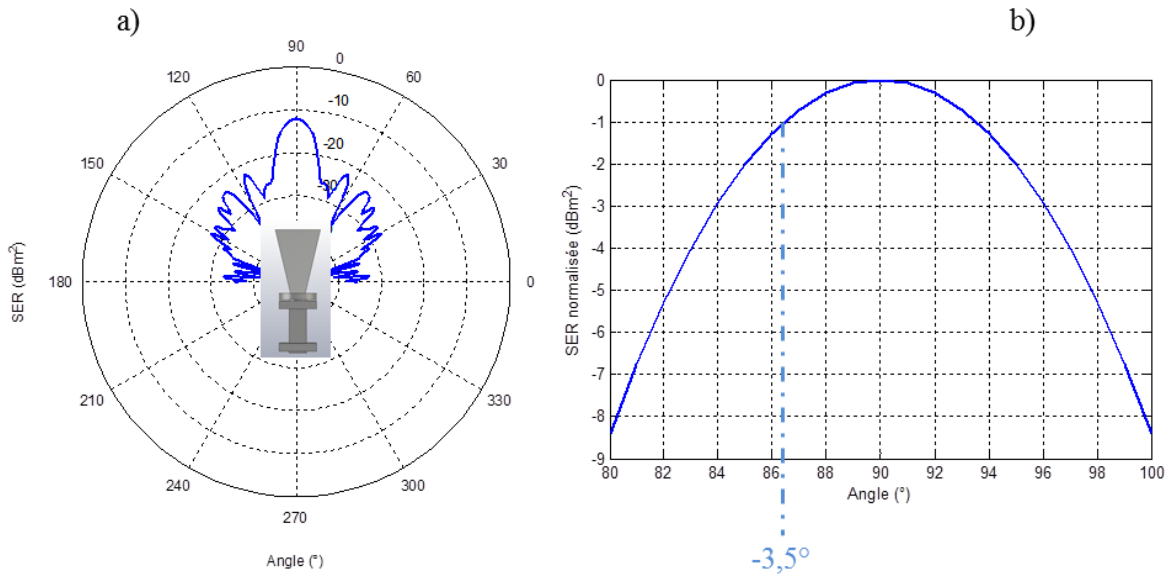


Figure 2.13. SER de l'antenne cornet de référence chargée par un court-circuit dans le plan E à 65,25 GHz.

En conséquence, la configuration bi-statique n'est pas adaptée à la caractérisation des antennes MMID directives. Il convient de noter que l'utilisation d'une antenne à double polarisation linéaire (dont un exemple est présenté à la Figure 2.14) peut surmonter le problème de l'angle d'incidence, mais cette configuration ne peut fonctionner que si le tag répond en polarisation croisée ou circulaire. Dans ce cas, l'isolation entre les deux ports est alors un paramètre critique pour la précision. Ce type d'antenne permettrait aussi de s'affranchir de la réponse de l'environnement car celui-ci dépolarise très peu. Néanmoins, dans le cas étudié ici en MMID, les antennes à caractériser sont polarisées linéairement (comme les tags UHF) et répondent en co-polarisation. L'utilisation de l'antenne à double polarisation n'est donc pas envisageable.



Figure 2.14. Antenne à double polarisation linéaire (verticale et horizontale).

4.2.2.2. Configuration mono-statique

La configuration mono-statique résout le problème lié à l'alignement des antennes et à l'angle d'incidence. Elle permet donc de mesurer la SER dans la direction principale de rétrodiffusion de l'antenne du tag MMID. En revanche, ce montage introduit la superposition de l'onde réfléchiée par l'antenne Tx/Rx à l'onde rétrodiffusée par la cible et aux échos parasites dus à l'environnement [2.14]. Un fenêtrage temporel permet de séparer l'onde rétrodiffusée par la cible de la réflexion Tx/Rx et des autres réponses parasites si celles-ci sont suffisamment séparées dans le temps [2.22]. Il est démontré

par la suite que ce procédé assure une bonne précision et permet d'utiliser la configuration mono-statique pour la mesure de SER en bande V.

4.2.2.3. Banc de mesure mono-statique

Le montage mono-statique est présenté à la Figure 2.15. L'antenne Tx/Rx est l'antenne cornet de référence présentée en section 3.2.3. L'AST choisie est la même antenne cornet que l'antenne Tx/Rx qui sera connectée à différentes charges dans le chapitre. Ce type d'AST permet de valider la mesure pour un cas critique et difficile à mesurer : une antenne 3D, très directive et à la structure complexe. Les antennes de tag conçues par la suite présentant des structures plus simples (planaires ou à cavité) et moins directives, la précision de la mesure est supposée plus élevée.

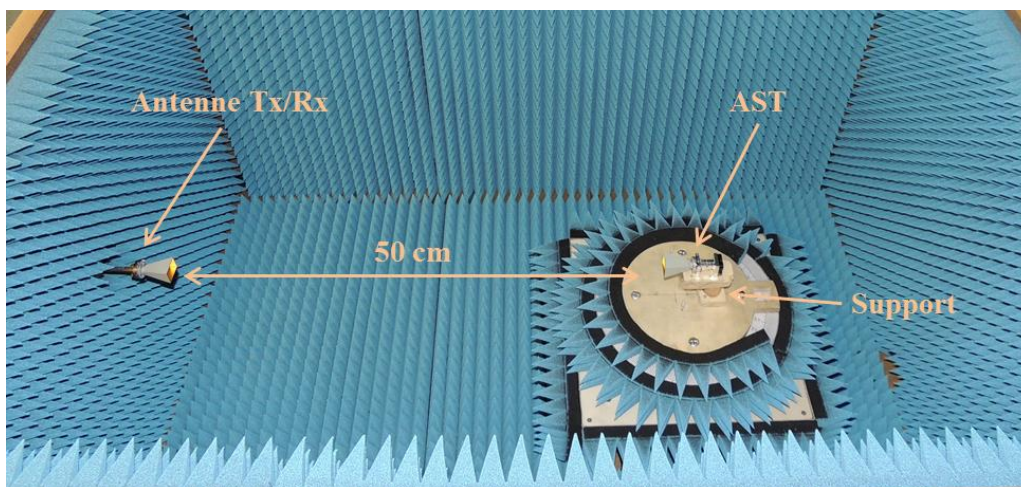


Figure 2.15. Configuration mono-statique pour la mesure de SER de l'antenne cornet entre 57 GHz et 66 GHz. Les antennes sont alignées au moyen d'un faisceau laser.

La distance de 50 cm entre les antennes est fixée de manière à satisfaire les trois critères essentiels qui sont vérifiés et validés par la suite à travers la mesure : les conditions de champ lointain ($R > 22$ cm pour le cornet) avec un facteur 2, la séparation temporelle des réflexions de l'AST et de l'antenne Tx/Rx et une puissance rétrodiffusée supérieure à la sensibilité du VNA. Des configurations plus complexes (comme l'utilisation de lentilles pour confiner l'onde émise vers la cible radar) ne sont pas nécessaires car les antennes à caractériser ont des dimensions pouvant satisfaire à la fois le critère de champ lointain dans la chambre anéchoïque et le critère de sensibilité du VNA.

4.2.3. Méthodes mises en place pour la mesure de la surface équivalente radar

Les deux méthodes identifiées pour la mesure de SER, la première basée sur l'équation radar [2.11] et la seconde utilisant une cible de référence [2.14], sont détaillées dans cette section. L'objectif commun est de prendre en considération le contexte millimétrique et de souligner les différences avec la mesure en UHF. Les coefficients de réflexion utilisés dans les équations sont supposés acquis précisément. La procédure utilisée est présentée par la suite.

4.2.3.1. *Mesure de surface équivalente radar utilisant l'équation radar*

La SER peut être déterminée en mesurant la puissance rétrodiffusée par la cible puis en utilisant l'équation radar en connaissant les paramètres physiques de la chaîne d'acquisition avec précision (gain de l'antenne Tx/Rx, distance entre les antennes, rapport puissance émise/puissance reçue et coefficient de réflexion). Cette méthode est très utilisée pour la caractérisation de tag RFID UHF passifs et fournit une précision de quelques décibels à la résonance du tag [2.11]. Dans le cas mono-statique, la puissance retournée au radar par la cible P_b est donnée par l'équation radar (2.4) :

$$P_r = P_e G_c^2 \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \sigma_{AST} \left(1 - |S_{11}^{Tx/Rx}|^2\right)^2, \quad (2.4)$$

où P_e est la puissance de sortie du module VDI, $S_{11}^{Tx/Rx}$ et G_c sont respectivement le coefficient de réflexion et le gain l'antenne Tx/Rx, λ est la longueur d'onde dans l'air, R est la distance séparant les deux antennes et enfin σ_{AST} est la SER de l'AST.

Généralement en RFID UHF, le coefficient de réflexion de l'antenne Tx/Rx n'est pas pris en considération dans l'équation radar car le transfert de puissance aux bornes de l'antenne Tx/Rx, $PT = \left(1 - |S_{11}^{Tx/Rx}|^2\right)$, est très proche de 1. L'erreur introduite par cette simplification (quelques dixièmes de décibels) est alors négligeable devant la puissance des signaux échangés et la SER du tag RFID UHF (de l'ordre de -15 dBm²). Mais en MMID, cette approximation n'est pas appropriée car les puissances rétrodiffusées sont très faibles par rapport à la puissance réfléchi par l'antenne Tx/Rx. Par exemple, à la distance de 50 cm et avec un gain de 20 dBi à 60 GHz, le rapport de puissance P_r/P_e est d'environ -67 dB pour une cible de SER 1 cm² (-40 dBm²). Ce rapport est très faible par rapport à la réflexion $S_{11}^{Tx/Rx}$ qui varie généralement entre -20 dB et -30 dB dans la bande de fréquence. Ainsi, ignorer le transfert de puissance PT dans (2.4) conduit à une erreur jusqu'à 0,1 dB pour $S_{11}^{Tx/Rx} = -20$ dB. Même si elle reste faible, cette erreur peut être facilement éliminée durant la mesure, améliorant la précision générale.

Trois mesures de coefficient de réflexion sont requises pour calculer la SER de la cible :

- $S_{11}^{Tx/Rx}$, nécessaire pour quantifier l'exact rapport de puissance transmise/reçue par le VNA.
- $S_{11}^{support}$, obtenu quand le support de l'AST est en place en face de l'antenne Tx/Rx, sans cible dessus. Cette mesure inclut donc les réflexions dues au support, à l'environnement et à toute autre perturbation externe.
- S_{11}^{AST} , obtenu quand l'AST est placée sur son support face à l'antenne Tx/Rx.

Le rapport de puissance P_r/P_e dû uniquement à l'AST est calculé avec (2.5) en soustrayant la contribution du support et l'environnement.

$$\frac{P_r}{P_e} = |S_{11}^{AST} - S_{11}^{support}|^2 \quad (2.5)$$

La SER de l'AST cible est alors déduite avec (2.6) en combinant (2.4) et (2.5).

$$\sigma_{AST} = |S_{11}^{AST} - S_{11}^{support}|^2 \frac{(4\pi)^3 R^4}{G_c^2 \lambda^2 (1 - |S_{11}^{Tx/Rx}|^2)^2} \quad (2.6)$$

Cette méthode présente l'avantage de ne recourir à aucune cible de calibration. Cependant elle suppose que les paramètres de (2.4) soient connus avec précision, notamment le gain en fonction de la fréquence de l'antenne Tx/Rx et son coefficient de transfert PT .

4.2.3.2. Mesure de surface équivalente radar utilisant une cible de référence

La seconde méthode consiste à utiliser une cible de référence dont la SER est connue, ce qui permet de réaliser un procédé de calibration de l'environnement de mesure prenant en compte tous les paramètres de transmission, incluant les effets parasites et la contribution du support. La configuration de mesure est la même que pour la méthode précédente (Figure 2.15). Cette méthode requiert également trois mesures, dont deux sont les mêmes que pour la méthode à base de l'équation radar :

- $S_{11}^{support}$.
- S_{11}^{ref} , obtenu lorsque la cible de référence est montée sur le support face à l'antenne Tx/Rx.
- S_{11}^{AST} .

Il est important de s'assurer que l'AST est rigoureusement positionnée au même endroit que la cible de référence (notamment avec la même distance de séparation avec l'antenne Tx/Rx).

Les rapports de puissances transmises/reçues pour la cible de référence et pour l'AST sont corrigés en soustrayant la contribution du support vide (2.5). La SER de la cible est obtenue avec (2.7), où σ_{ref} est la SER de la cible de référence.

$$\sigma_{AST} = \frac{|S_{11}^{AST} - S_{11}^{support}|^2}{|S_{11}^{ref} - S_{11}^{support}|^2} \sigma_{ref} \quad (2.7)$$

Contrairement à la méthode précédente, cette technique ne requiert pas la connaissance de toute la chaîne d'acquisition. Par contre, la cible de référence est un élément critique pour la précision de la mesure. Une erreur sur la mesure de la cible de référence ou un mauvais placement de l'AST par rapport à la position de la référence affecte fortement la SER de l'AST. Enfin, un compromis doit être fait sur le choix de la cible de référence. Les références les plus communes sont la sphère de rayon r et de SER $\sigma_{sphère}$, et la plaque métallique plate de surface S et de SER à incidence normale σ_0 [2.15]. Les

expressions analytiques des SER de la sphère et de la plaque sont données par les équations (2.8) et (2.9).

$$\sigma_{sphere} = \pi r^2 \quad (2.8)$$

$$\sigma_0 = 4\pi \frac{S^2}{\lambda^2} \quad (2.9)$$

D'autres formes géométriques sont également utilisées telles que les cylindres et le trièdre [2.15]. Le cylindre présente l'avantage de réfléchir de manière isotrope l'onde incidente lorsque celle-ci arrive sur la paroi cylindrique. Le trièdre présente l'intérêt d'avoir une SER très élevée dans une direction donnée, mais il est alors encore plus sensible au positionnement que la plaque métallique plane. Dans la bande UHF, la sphère est la plus utilisée car sa SER a un niveau suffisamment élevé pour fournir une puissance rétrodiffusée au-dessus de la sensibilité du VNA tout en étant indépendante de la fréquence et de l'angle d'incidence. En effet, une sphère présente un diagramme de SER isotrope. En bande V, la sphère n'est pas un standard de calibration très adapté. En effet, pour satisfaire une condition de champ lointain inférieure à l'ordre du mètre, son diamètre devrait être inférieur à 5 cm. Un tel diamètre conduirait à des niveaux de SER trop faibles (-27 dBm²) pour assurer une calibration précise autour de 60 GHz. Un bon compromis entre critère de champ lointain et niveau de SER élevé est la plaque métallique plate qui présente également l'avantage de pouvoir être fabriquée facilement contrairement à la sphère. Cependant, la SER de la plaque σ_{plaque} dépend de l'angle d'incidence θ comme le montre (2.10) [2.15]:

$$\sigma_{plaque} = \sigma_0 \left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta} \right)^2 \cos^2 \theta, \quad (2.10)$$

où σ_0 est la SER calculée en utilisant (2.9) à l'incidence normale et a est la dimension de la plaque dans la polarisation de l'onde incidente polarisée linéairement. La Figure 2.16 montre la SER issue de (2.10) à 60 GHz pour une plaque de 3 cm × 3 cm en fonction de l'angle d'incidence θ . Une erreur importante peut donc être intégrée au calcul de la SER de l'AST si la plaque n'est pas parfaitement alignée avec l'antenne Tx/Rx. Par exemple, la SER de cette plaque est réduite de 1 dB pour une rotation de 1,2°. La sphère est donc meilleure pour sa SER isotropique mais son faible niveau de SER est plus contraignant que la dépendance angulaire de la SER de la plaque métallique qui permet d'obtenir un niveau élevé de SER.

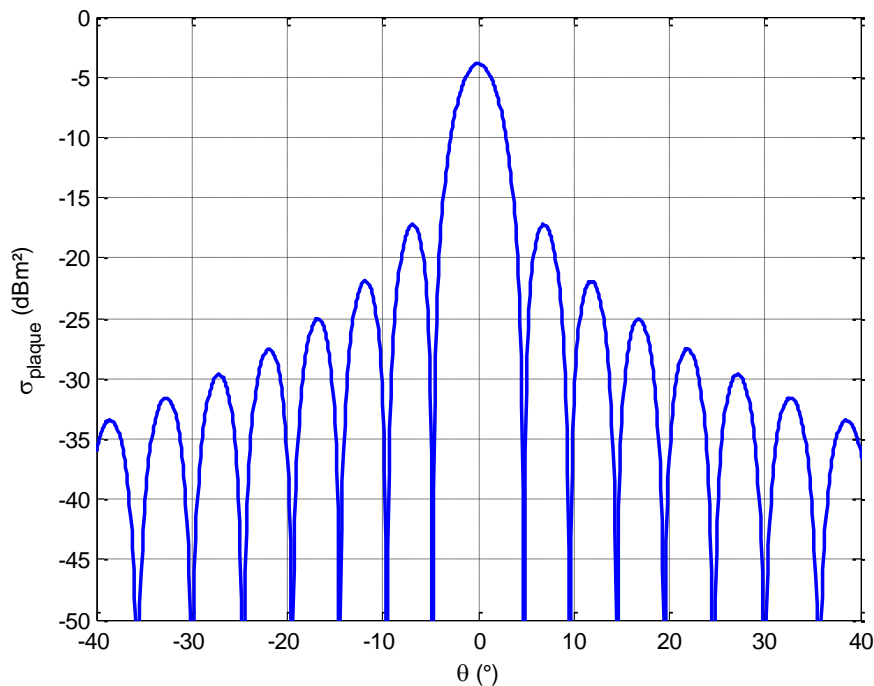


Figure 2.16. SER de la plaque de 3 cm × 3 cm à 60 GHz en fonction de l'angle d'incidence.

Une plaque de référence de 3 cm × 3 cm est donc sélectionnée par la suite pour réaliser les mesures millimétriques. Ses dimensions ont été choisies avec un compromis entre la condition de champ lointain ($R > 36\text{cm}$) et la puissance rétrodiffusée pour la configuration de mesure utilisée à 60 GHz ($P_r = -24\text{ dBm}$). La SER de cette plaque à 60 GHz est de -4 dBm^2 qui conduit à une puissance reçue proche de la sensibilité du PNA ($P_r = -51,5\text{ dBm}$, contre -65 dBm de sensibilité). En comparaison, une sphère de diamètre 3 cm présente une SER de $-31,5\text{ dBm}^2$, soit 27,5 dB de moins. L'impact de la rugosité de la couche de métal de la plaque et sa platitude sont supposées négligeables. En effet, la plaque est réalisée à partir de FR4 avec une épaisseur de cuivre de $35\text{ }\mu\text{m}$ qui présente une rugosité de surface inférieure à $2,5\text{ }\mu\text{m}$ ce qui est très petit comparé à la longueur d'onde dans le vide à 60 GHz qui est de 5 mm. L'épaisseur de peau dans la bande V étant inférieure à 0,3 nm pour le cuivre (de conductivité $5,96 \cdot 10^6\text{ S/m}$), l'onde ne générera pas de champ dans le substrat, celui-ci pouvant donc être retiré du modèle CST. Cette hypothèse est confirmée par la caractérisation de la plaque.

4.2.4. Configurations des cibles à caractériser et modèles de simulation associés

L'objectif de l'étude est de déterminer la SER de tag MMID en fonction de leur charge. L'antenne cornet de référence est choisie pour sa directivité élevée et sa géométrie complexe afin de valider les méthodes et le banc de mesure. Trois impédances rencontrées habituellement en RFID UHF sont choisies pour être connectées à l'antenne : le Court-Circuit (CC), le Guide Ouvert (GO) et la Charge Adaptée (CA). La Figure 2.17 montre les photos de l'AST connectée aux différentes charges ainsi que les modèles CST associés. Les charges sont connectées à l'antenne avec un guide d'onde rectangulaire WR15 de section standard $3,76\text{ mm} \times 1,8\text{ mm}$ et de longueur 25,4 mm.

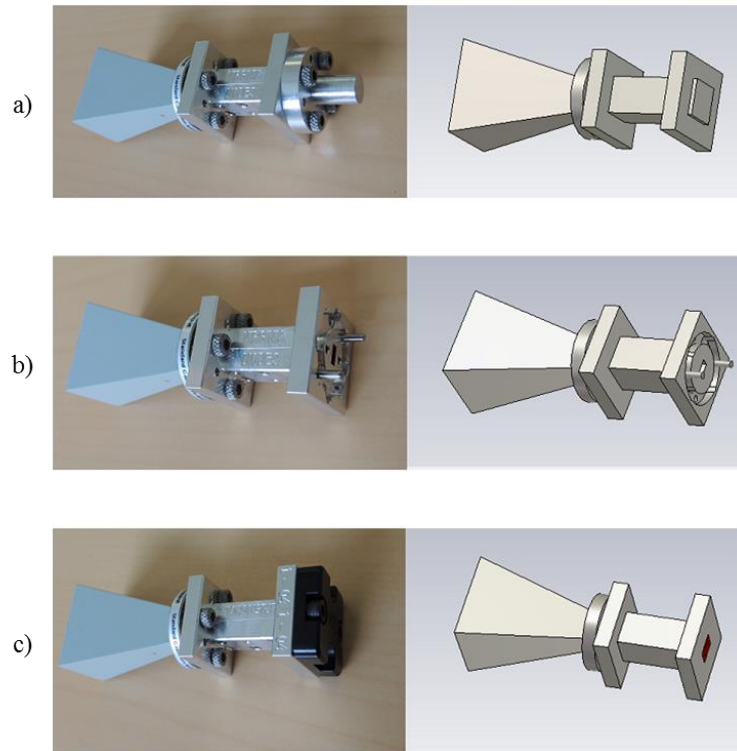


Figure 2.17. AST : antenne cornet d'ouverture 21 mm × 18 mm connectée aux différentes charges (gauche) et les modèles CST associés (droite). a) Court-circuit. b) Guide ouvert. c) Charge adaptée.

Le CC (Figure 2.17-a)) est réalisé en terminant le guide par une plaque de court-circuit. Le circuit ouvert rencontré en technologie micro-ruban ou en connectique SMA n'étant pas réalisable en guide d'onde, il est remplacé par le GO (Figure 2.17-b)). En théorie ce n'est pas une condition circuit ouvert idéale, i.e. coefficient de réflexion égale à 1, puisque l'impédance du guide (environ 500 Ω) est proche de celle de l'air (377 Ω). L'onde guidée est en partie rayonnée à l'ouverture du guide d'onde. Cette approche est confirmée par la simulation où un coefficient de réflexion de -15,3 dB est obtenu à 60 GHz lorsque le port source est un port guide d'onde et la seconde ouverture du guide est laissée ouverte (le modèle de simulation inclus la bride et les pins d'alignement). La CA (Figure 2.17-c)) est réalisée en utilisant la charge large bande du kit de calibration du module VDI. Les résultats de mesure de la SER, pour chaque configuration de l'AST, présentés par la suite sont obtenus dans la direction principale de radiation et comparés aux résultats de simulation. Il convient de noter que la bride d'interconnexion du guide (un carré de 19 mm de côté et de 2 mm d'épaisseur) est intégrée dans les modèles présentés à la Figure 2.17. En effet, elle a des dimensions plus importantes que l'ouverture du cornet et est donc directement visible par l'onde incidente, impactant la SER globale.

La bride d'interconnexion est présentée à la Figure 2.18-a). Comme le montre la Figure 2.18-b), la bride complète avec pins d'alignement et trous taraudés doit être intégrée au modèle CST du GO autrement des variations jusqu'à 3 dB apparaissent dans le coefficient de réflexion. En effet, lorsque la bride complète est utilisée dans le modèle, la SER simulée de l'AST connectée au GO est décalée en fréquence jusqu'à 200 MHz sur certaines résonnances par rapport au modèle sans la bride.

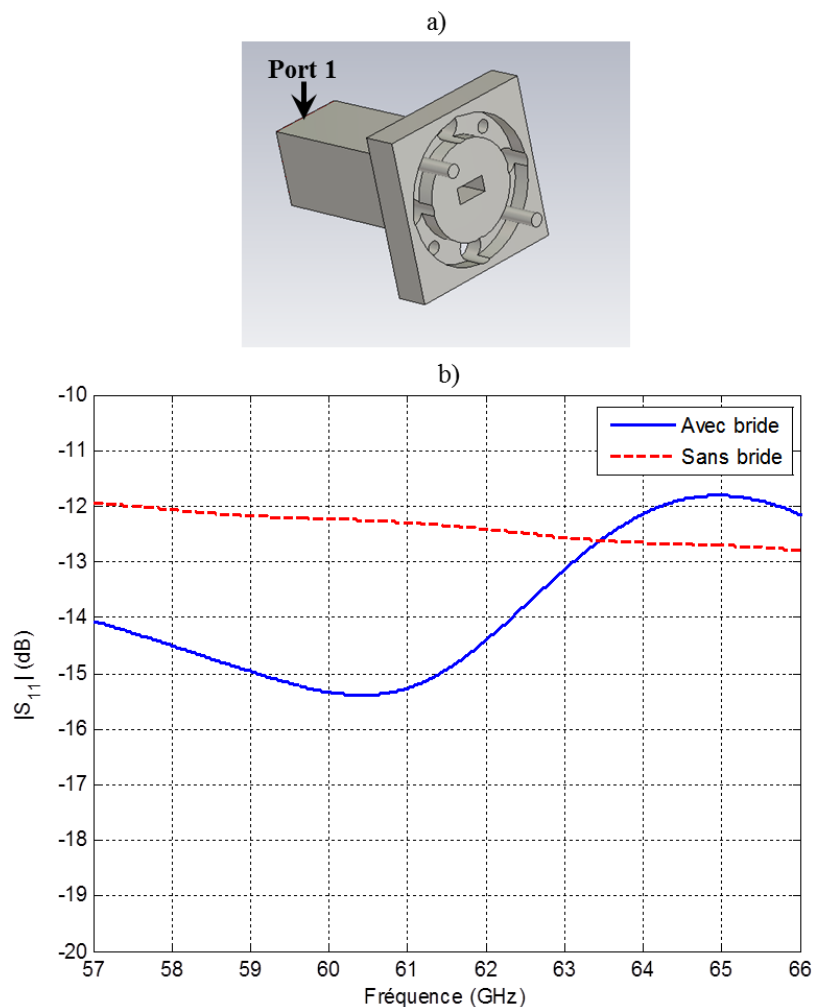


Figure 2.18. Simulation de la charge guide ouvert à partir d'un guide WR15 de longueur 25,4 mm dont l'extrémité est laissée ouverte. a) Structure simulée. b) Coefficient de réflexion et effet de la prise en compte de la bride d'interconnexion dans la modélisation.

4.2.5. Acquisition des données avec fenêtrage temporel

Le calcul de la SER requiert la connaissance précise des coefficients de réflexion présentés dans la précédente section. La mesure de ces coefficients est présentée dans cette partie, notamment en analysant l'influence du fenêtrage temporel sur la précision de mesure.

4.2.5.1. Considérations sur le fenêtrage temporel

En pratique, la mesure de la réflexion de la cible présente des réflexions parasites. Les principales réflexions parasites sont les réflexions multiples entre la cible et l'antenne d'émission (Tx) et les réflexions dues à l'environnement. Le recours au fenêtrage temporel s'est avéré indispensable. Il s'agit d'extraire le signal utile du bruit et des signaux parasites. A partir de la mesure des paramètres S (en l'occurrence le S_{11} pour la configuration mono-statique), une transformée de Fourier inverse est appliquée pour passer dans le domaine temporel. Le signal obtenu contient la réflexion de la cible ainsi que les contributions de l'antenne Tx et des échos de l'environnement (Cf. Figure 2.19). Si le banc de mesure est bien dimensionné, les différentes réponses sont clairement séparées dans le temps. Il suffit

alors d'appliquer une fenêtre temporelle centrée sur le signal à extraire (e.g. fenêtre rectangle ou de Hamming) pour ne garder que la réflexion de la cible (Cf. Figure 2.19).

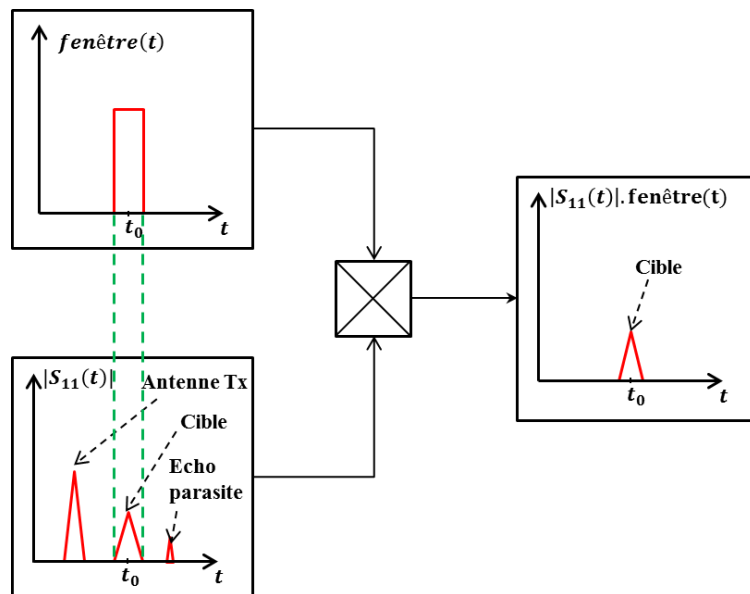


Figure 2.19. Principe de fonctionnement du fenêtrage temporel appliqué à la mesure de la réflexion de la cible radar.

Afin d'illustrer l'intérêt du fenêtrage temporel, une mesure de la réflexion d'une cible avec et sans fenêtrage est présentée à la Figure 2.20. La cible considérée est le cornet de référence terminé par un court-circuit. Le fenêtrage temporel est centré sur la réflexion de la cible. Il apparaît clairement que les réflexions parasites détériorent fortement la mesure.

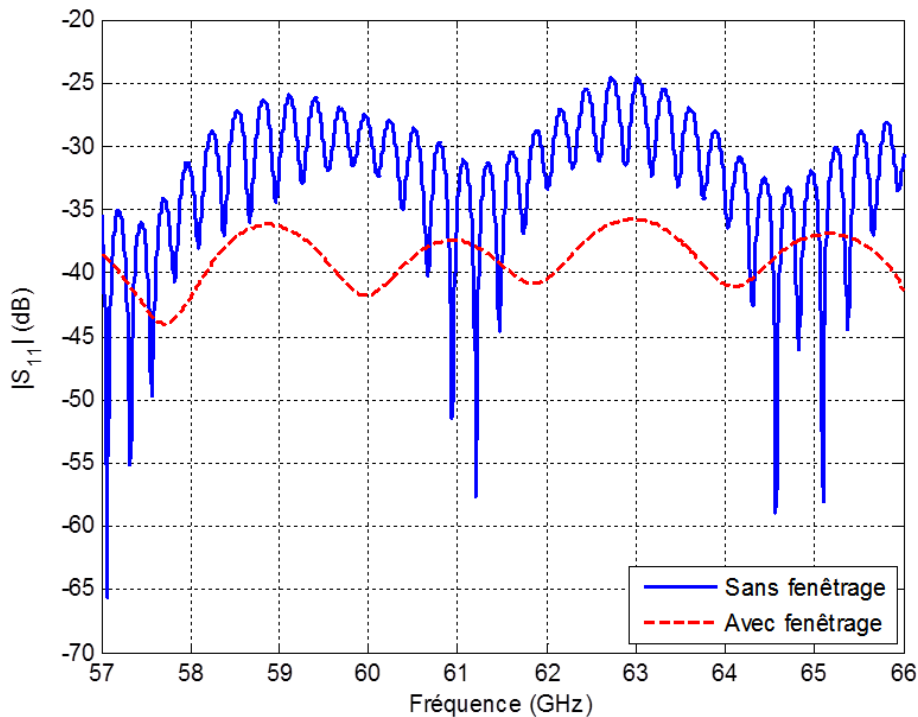


Figure 2.20. Exemple de la mesure de la réflexion de la cible (cornet de référence terminé par un court-circuit) avec et sans fenêtrage temporel.

Le fenêtrage temporel doit cependant être appliqué avec soin car il peut introduire des erreurs d'offset, de distorsion et des effets de bord [2.23]. Trois paramètres sont à considérer. La largeur temporelle de la fenêtre, qui permet son ajustement sur la réponse désirée, le temps de coupure et le Niveau de Lobe Secondaire (NLS). Plus le temps de coupure est faible, plus le NLS augmente. Le choix de ces paramètres dépend donc de la caractéristique de la réponse et de son environnement, i.e. les autres échos. Évidemment, la réponse de la cible étant à priori inconnue, les différents ajustements sont le résultat de la connaissance et de l'expertise de l'opérateur. La largeur temporelle notamment doit être fixée sur la plus large réponse temporelle parmi celle du support et celle de la cible (AST ou référence) afin de limiter les effets de bord. S'il y a des recouvrements temporels entre la réponse à isoler et d'autres échos (e.g. entre la cible et l'antenne Tx/Rx), il est possible de modifier les distances entre les antennes et également avec les éléments environnants. Une autre solution plus efficace consiste à intégrer le banc de mesure dans un environnement contrôlé (ce qui est le cas avec le banc de mesure via la chambre anéchoïque).

Dans l'étude présentés ci-après, le fenêtrage disponible au niveau du PNA est utilisé : l'incertitude de mesure due aux oscillations dans la bande passante de la fenêtre est de $\pm 0,1$ dB et le NLS varie entre -48 dB et -70 dB. Plusieurs fenêtres sont disponibles : la fenêtre « minimale », « normale » et « maximale ». La fenêtre minimale possède le temps de coupure (défini en fonction de la largeur de la fenêtre) le plus faible et permet donc la séparation de réflexions très proches dans le temps. La fenêtre maximale, a contrario, possède le temps de coupure le plus grand et donc le plus faible NLS. Cette fenêtre est très utile pour extraire un signal dont le niveau est très faible par rapport au niveau de bruit car elle introduit très peu d'erreur via les lobes secondaires. La fenêtre normale est un compromis entre les deux.

La Figure 2.21 montre différentes mesures de S_{11} dans le domaine temporel avant (Figure 2.21-a)) et après (Figure 2.21-b)) fenêtrage. Trois cas sont présentés : la mesure du support, de la plaque de référence et de l'antenne cornet chargée par un CC.

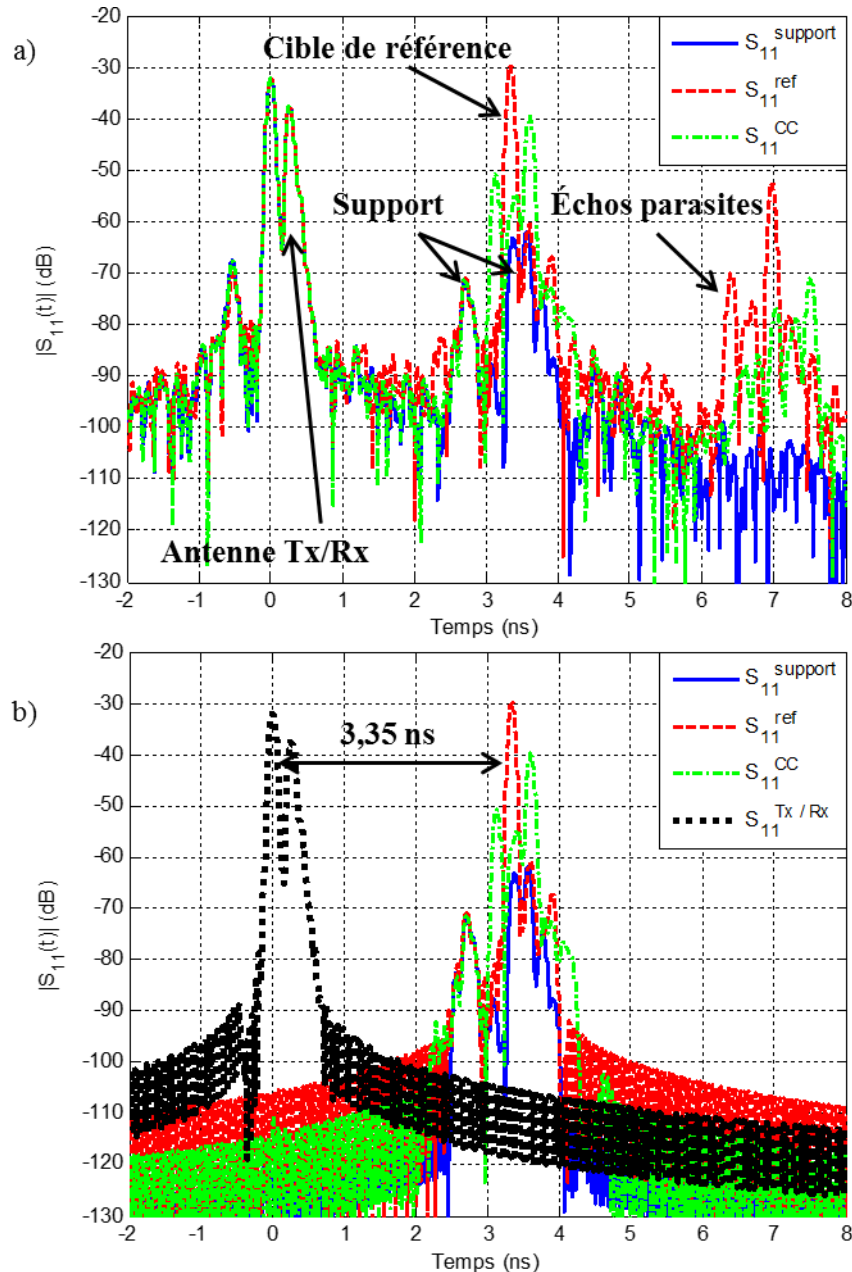


Figure 2.21. Coefficients de réflexions mesurés dans le domaine temporel de l'antenne Tx/Rx en face : du support, de la plaque de référence et de l'AST fermée par un CC. a) Avant fenêtrage temporel. b) Après fenêtrage temporel.

La distance de séparation de 50 cm entre l'antenne Tx/Rx et l'AST assure efficacement la séparation temporelle des réponses. De plus, à cette distance la SER minimale est suffisante pour rétrodiffuser une puissance au-dessus de la sensibilité du PNA. Puisque l'AST n'est pas une structure très résonnante et que les niveaux des échos parasites sont assez élevés comparés à la réponse de la cible, la réjection de la fenêtre est maximisée (NLS de -70 dB) au détriment du temps de coupure (706 ps). La fenêtre « maximale » est donc utilisée. La largeur de la fenêtre est fixée à 2,031 ns, ce qui correspond à la largeur temporelle de la réponse du support, qui est plus large que la réponse de la cible (AST terminée par un CC : 1,361 ns, plaque de référence : 0,853 ns).

Le coefficient de réflexion de l'antenne Tx/Rx est isolé à partir de la courbe non fenêtrée $S_{11}^{support}$ en appliquant une fenêtre centrée sur l'écho Tx/Rx. Le temps aller-retour entre la cible et

l'antenne Tx/Rx de 3,35 ns correspond aux 50 cm de séparation. Tous les échos parasites sont clairement visibles et présentés à la Figure 2.21-a). Par exemple, la réflexion de l'antenne Tx/Rx et les échos parasites dus à des réflexions multiples entre l'antenne Tx/Rx et la plaque sont des réponses parasites pour la mesure de la SER de la plaque de référence. Après fenêtrage, tous ces échos disparaissent et seule la réponse de la plaque sur son support est mesurée (Figure 2.21-b), courbe S_{11}^{ref}).

La mesure de la SER pour la configuration GO σ_{GO} avec et sans utilisation de la fenêtre est présentée à la Figure 2.22 pour illustrer les effets des réflexions parasites visibles à la Figure 2.21-a). Des oscillations dans le domaine fréquentiel apparaissent à cause des divers pics de réflexion qui sont de niveaux équivalents dans le domaine temporel.

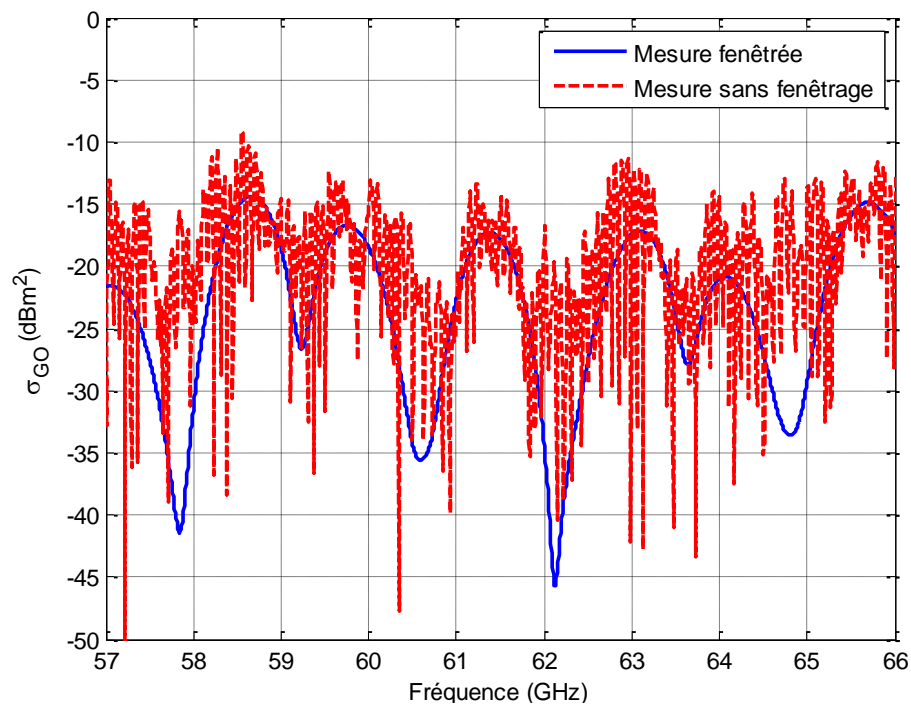


Figure 2.22. SER du cornet chargé par un GO lorsque le fenêtrage temporel n'est pas utilisé.

4.2.5.2. Acquisition des données mesurées requises pour calculer la SER

Les coefficients de réflexion sont mesurés en prenant en compte les dispositions décrites précédemment et en ayant au préalable réalisé une calibration SOL au niveau du port d'émission/réception. Les coefficients utilisés dans le calcul de la SER, obtenus avec fenêtrage temporel, sont présentés à la Figure 2.23. Les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion du cornet Tx/Rx sont comparés à la Figure 2.23-a). Les résultats sont en très bon accord et valident la procédure utilisant le fenêtrage temporel. Les coefficients de réflexion de la cible pour les trois différentes charges et pour le support seul sont présentés à la Figure 2.23-b).

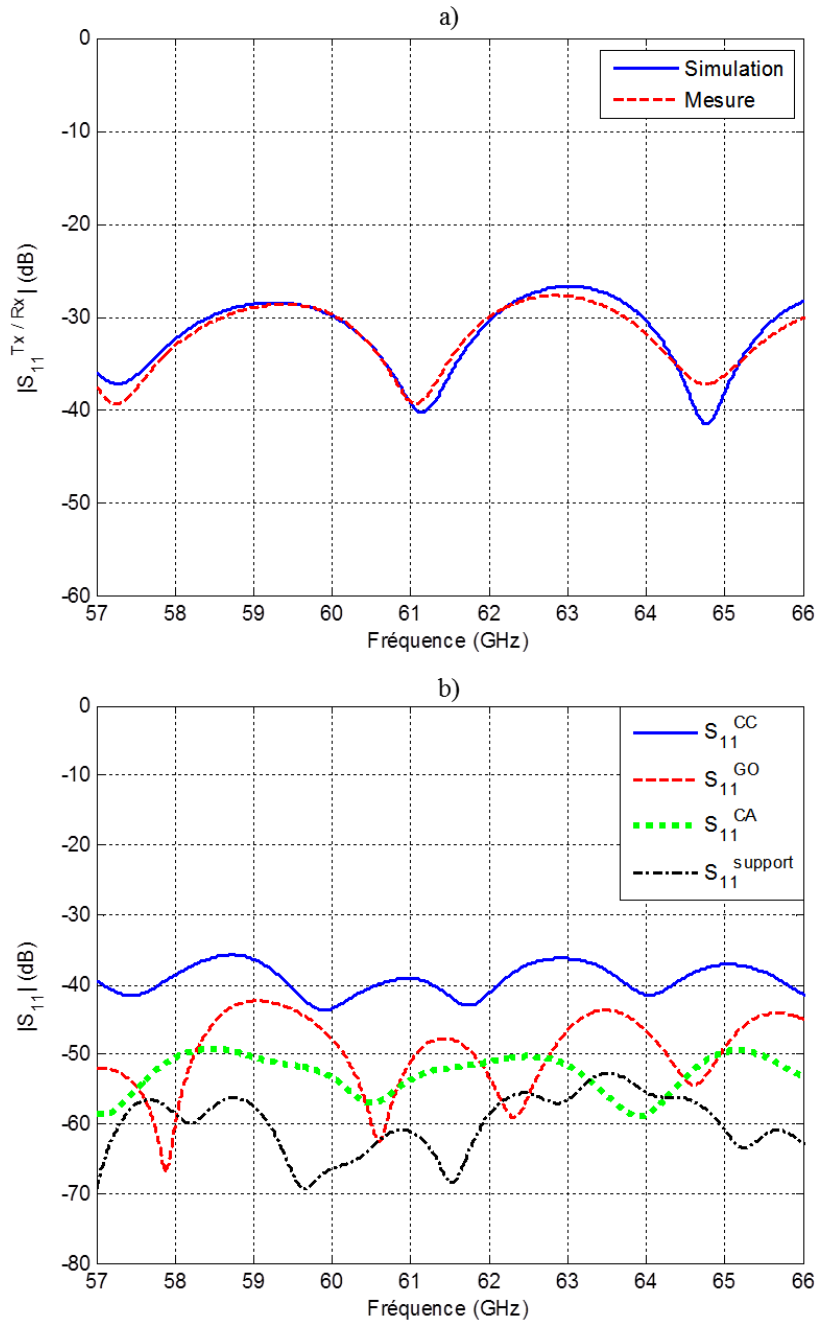


Figure 2.23. Coefficients de réflexion mesurés. a) Antenne cornet Tx/Rx. b) Pour chaque charge connectée à l'AST (CC, GO, CA) et le support vide (support).

Comme attendu, le coefficient de réflexion lorsque le court-circuit est appliqué au cornet est le plus élevé. Il est clair que la prise en compte du support est importante pour le calcul de la SER de l'AST car son niveau de réflexion est comparables aux cas GO et CA dans certaines plages fréquentielles. Seule la configuration CC ne serait que peu impactée par le support, son niveau de réflexion étant au moins 20 dB au-dessus de celui du support. Grâce à sa structure en bois et aux absorbants, la réflexion du plateau tournant est très faible, avec un rapport puissance transmise/reçue de -53 dB au pire cas (63,5 GHz), soit une SER d'environ -28 dBm^2 . La structure du support permet de diminuer les erreurs de mesure en cas de SER d'AST très faibles (inférieures à -30 dBm^2) et valide la conception du support de l'antenne.

4.2.6. Résultats de mesure de la surface équivalente radar

Cette section présente les mesures de la SER de l'antenne cornet chargée par les trois charges CC, GO et CA. L'objectif principal est de valider l'ensemble de la procédure et d'évaluer la pertinence des deux méthodes présentées.

Tout d'abord, la SER en incidence normale de la plaque de référence en fonction de la fréquence σ_0 est mesurée à partir de la méthode basée sur l'équation radar. Cette mesure permet dans un premier temps de valider le modèle analytique de la SER de la plaque ainsi que la simulation de la SER de celle-ci. La SER simulée de la plaque, incluant la conductivité du cuivre, est obtenue avec une onde plane normale à la plaque et un moniteur champ lointain de SER. La plaque de référence et les résultats de mesure sont comparés à la simulation électromagnétique et à la formule analytique (2.9) à la Figure 2.24.

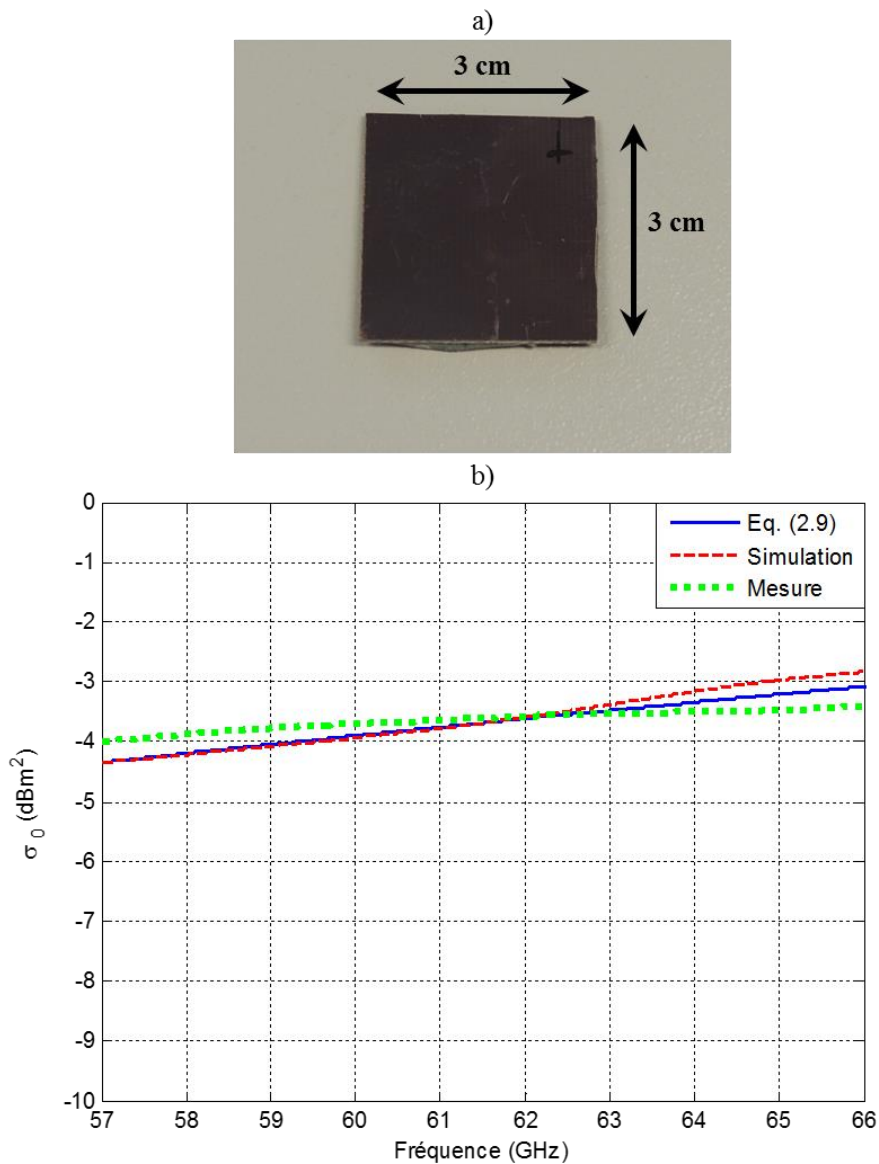


Figure 2.24. Résultats de la caractérisation de la plaque de référence. a) Photo de la plaque usinée sur du FR4. b) SER de la plaque de référence calculée avec la formule analytique (2.9), la simulation CST et la mesure en utilisant la méthode basée sur l'équation radar.

Les résultats de mesure concordent avec la simulation et l'expression analytique, valident le modèle CST et la mesure. L'erreur relative par rapport à la théorie est calculée à partir de (2.11).

$$Erreur\ relative = \frac{\sigma_0^{simulation/mesure} - \sigma_0^{(2.9)}}{\sigma_0^{(2.9)}} \quad (2.11)$$

Avec $\sigma_0^{(9)}$ la SER à incidence normale calculée avec (2.9) et $\sigma_0^{simulation/mesure}$ la SER obtenue soit par la simulation, soit par la mesure. La Figure 2.25 présente l'erreur relative obtenue à partir des résultats présentés à la Figure 2.24.

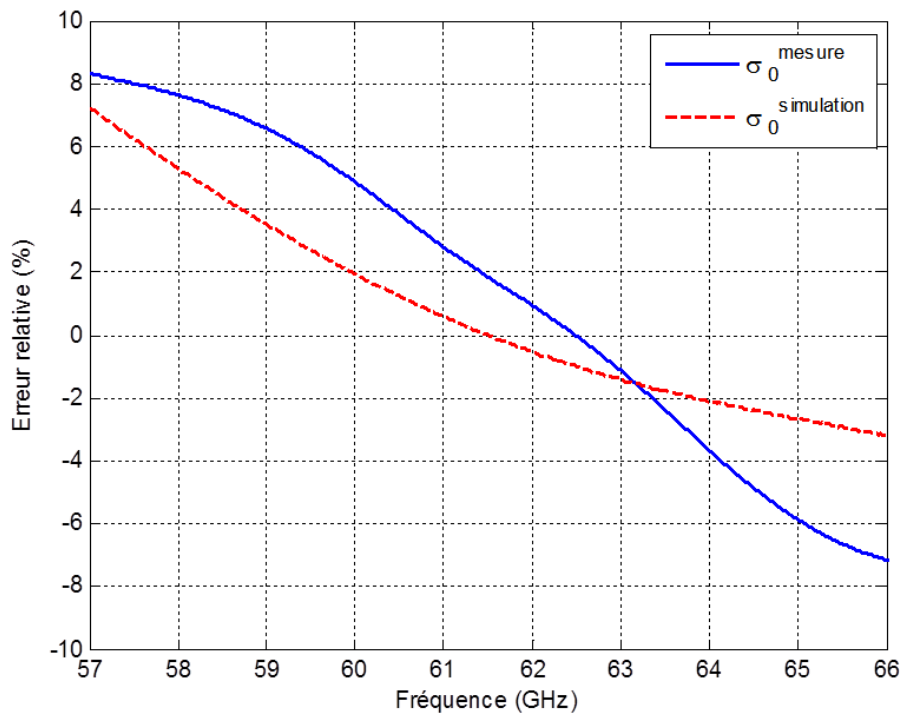


Figure 2.25. Erreur relative exprimée en pourcentage par rapport à l'expression analytique de la SER de la plaque de référence (2.9).

L'erreur relative est comprise entre -7 % et +8,3 % dans toute la bande ISM 57-66 GHz tandis qu'un écart maximal de 0,35 dB est obtenu pour le pire cas entre simulation et mesure par rapport à la formule analytique. Ces résultats permettent donc de valider la mesure, notamment dans le cas d'une cible radar très directive (SER égale -4 dBm² à 60 GHz).

Le banc de mesure étant muni d'un plateau tournant, la cible de référence est également utilisée afin de valider la qualité du positionnement et la précision de la rotation de la cible. La SER de la plaque de référence σ_{plaque} en fonction de l'angle d'incidence θ est mesurée avec un pas de 1° de -20° à +20°, l'angle 0° correspondant à l'incidence normale, i.e. lorsque l'ouverture du cornet et la plaque sont parfaitement alignés et parallèles. La mesure est comparée à la Figure 2.26 avec la SER analytique calculée avec (2.10).

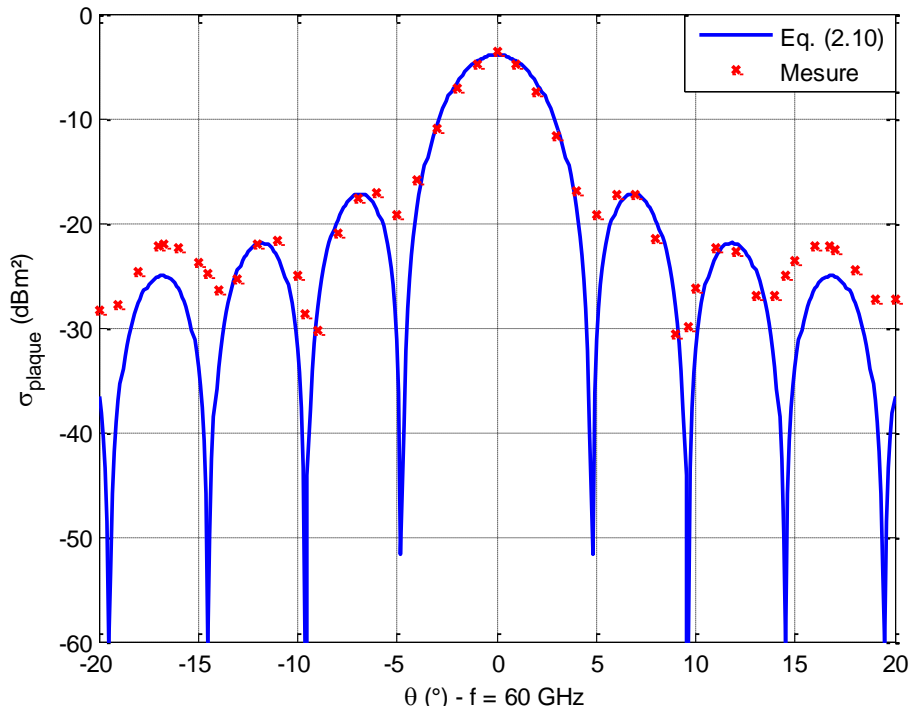


Figure 2.26. SER de la plaque de référence en fonction de l'angle d'incidence θ .

Les résultats sont en très bon accord pour le lobe principal et les deux premiers lobes secondaires. La précision semble se dégrader lorsque l'incidence est supérieure à 13° . Cette erreur croissante avec l'angle est due à deux phénomènes. D'une part, la condition de champ lointain de la plaque (36 cm à 60 GHz) est à peine satisfaite car la distance de séparation est de 50 cm seulement, pouvant donc induire des écarts au niveau des anti-résonnances (Cf. Figure 2.5). D'autre part, les creux de la courbe analytique étant très faible (-60 dBm^2), des écarts apparaissent entre le modèle et la mesure. Il est également possible que les anti-résonnances très étroites se situent entre deux pas angulaires et ne soient donc pas mesurées. Toutefois, cette étude permet de conclure sur la validité de la mesure angulaire de la SER au moyen du plateau tournant et de la chambre anéchoïque.

La Figure 2.27 présente les résultats de simulation et de mesure de la SER de l'antenne cornet pour les différentes charges : σ_{CC} est le cas du court-circuit (Figure 2.27-a)), σ_{GO} est le cas du guide ouvert (Figure 2.27-b)) et σ_{CA} est le cas de la charge adaptée (Figure 2.27-c)). La SER est simulée dans les mêmes conditions que pour la plaque. Le cornet est simulé en utilisant du métal parfait (PEC pour Perfect Electric Conductor) pour diminuer le temps de calcul. En effet, l'utilisation de PEC n'induit pas de variation significative par rapport à une simulation tenant compte de la conductivité du métal de l'antenne (cuivre). La mention « Méthode 1 » réfère à la méthode basée sur l'équation radar et « Méthode 2 » réfère à la méthode basée sur la cible de référence. Afin de ne comparer que les méthodes, les coefficients S_{11}^{AST} et $S_{11}^{support}$ utilisés dans les calculs sont les mêmes pour chaque méthode.

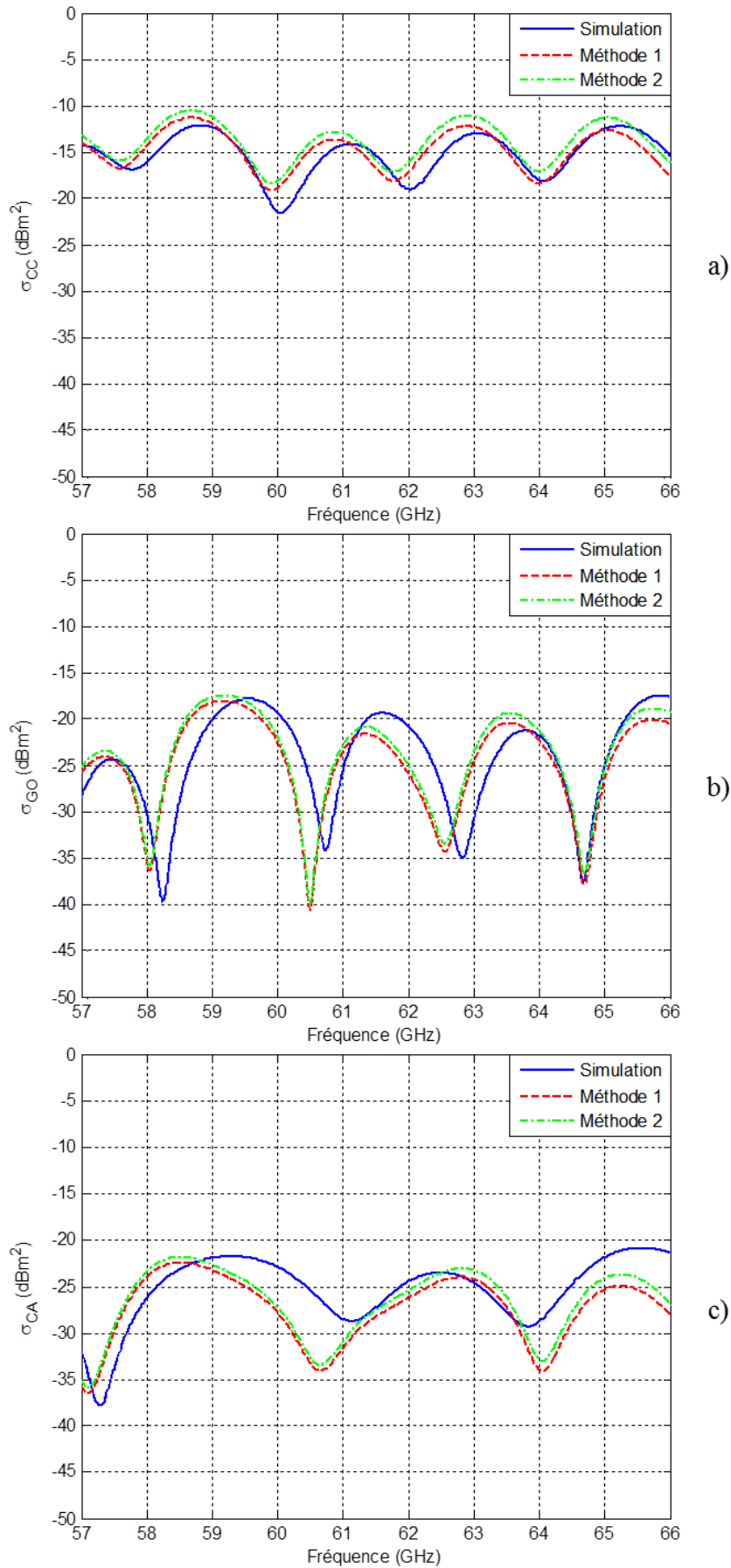


Figure 2.27. SER du cornet en fonction de sa charge. a) Court-circuit. b) Guide ouvert. c) Charge adaptée.

La mesure et la simulation sont en bon accord. Les deux méthodes proposées pour la mesure de SER présentent un écart maximal entre elles de 1,38 dB pour les trois cas confondus. Le facteur le plus critique de la mesure est le positionnement. Il a été noté qu'une simple rotation de l'AST peut affecter le niveau de signal réfléchi ainsi que les fréquences des résonances et d'anti-résonances. Comme discuté dans la section 4.2.5, le fenêtrage temporel peut également introduire des erreurs. Une variation de la taille de la fenêtre impacte les courbes de SER en amplitude et en fréquence. Toutefois ces variations sont négligeables devant celles dues à un positionnement incorrect. Des différences entre la simulation et les mesures sont notables autour de 60 GHz et 65 GHz sur la Figure 2.27-c). Ces écarts sont principalement dus à l'alignement et à la différence entre le modèle CST et le cas réel. En effet, dans la simulation la charge adaptée est modélisée par un port guide d'onde (port parfaitement adapté au guide) tandis que la charge réelle est réalisée à partir de matériaux absorbants à la géométrie particulière insérés au bout du guide court-circuité. L'adaptation en fonction de la fréquence n'est donc pas tout à fait identique à celle de la simulation. En pratique, le module du coefficient de réflexion de la charge adaptée avant calibration varie entre -20 dB et -30 dB alors que celui obtenu en simulation avec le port adapté est de l'ordre de -60 dB.

L'incertitude de mesure peut être estimée pour les deux méthodes. La position angulaire est connue à $\pm 1^\circ$ tandis que l'alignement longitudinal et vertical est contrôlé au moyen d'un faisceau laser à ± 1 mm. En analysant le diagramme de SER de chaque configuration, la précision dans le positionnement engendre au pire cas $\pm 0,9$ dB de variation. En supposant que la largeur temporelle du fenêtrage temporel soit correctement fixée, c'est-à-dire ne générant aucune erreur de distorsion ou d'effet de bord, le fenêtrage ajoute une incertitude de mesure $\pm 0,1$ dB à cause des oscillations dans la bande passante de la fenêtre. Dans la méthode 1, deux autres facteurs sont à inclure : la précision du gain Tx/Rx ($\pm 0,1$ dB d'après la datasheet) et la distance de séparation des antennes ($\pm 1\%$ de variation sur la distance conduit à une variation de $\pm 0,1$ dB sur les pertes de propagation). Dans la méthode 2, l'incertitude de mesure sur la cible de référence est de $\pm 0,35$ dB. Finalement, la méthode 1 présente une incertitude estimée de $\pm 1,2$ dB tandis que la méthode 2 offre une précision de $\pm 1,35$ dB. Les calculs des précisions sont résumés dans le Tableau 2.2. Un décalage fréquentiel maximal de 440 MHz est observé à la Figure 2.27-c), correspondant à 0,7% de 60 GHz, ce qui est tout à fait convenable dans la bande V par rapport aux mesures millimétriques rencontrées dans la littérature. Au regard de la précision estimée (avec un modèle d'erreur très simple et incomplet), les mesures valident les deux méthodes ainsi que la procédure d'acquisition des données. La méthode 1 est choisie pour la caractérisation des tags durant la thèse pour sa simplicité et sa meilleure précision en bande V par rapport à la méthode 2.

Tableau 2.2. Résumé des précisions de mesure pour chaque méthode

Précision	Méthode 1	Méthode 2
Erreur de positionnement		±0,9 dB
Erreur de fenêtrage		±0,1 dB
Gain Tx/Rx	±0,1 dB	-
Pertes de propagation	±0,1 dB	-
Erreur de pos. cible de référence	-	±0,35 dB
Total	±1,2 dB	±1,35 dB

5. Conclusion

A travers ce chapitre les différents moyens de caractérisation d'antennes de lecteur et de tag MMID ont été présentés. Même si l'étude portait essentiellement sur la bande V, les méthodes restent parfaitement valables en UHF. Un banc de mesure spécifique pour la bande V a été développé pendant la thèse afin de permettre la caractérisation des antennes dans la bande 57-66 GHz. Les méthodes de mesure de gain ont été validées à travers la caractérisation d'antennes cornets choisies pour leur fort gain et leur bonne adaptation. La mesure de la SER en MMID, plus délicate que la mesure du gain, a été étudiée à partir des méthodes standards en UHF. L'ajout du fenêtrage temporel s'est révélé indispensable pour la précision de la mesure. Le positionnement de l'AST sur le support et la précision angulaire du plateau tournant ont pu être évalués à travers la mesure de la SER de l'antenne cornet et de la plaque de référence.

La méthodologie des deux approches de mesure de SER et celle de la technique de mesure de gain ont été soulignées à travers le chapitre. Les résultats de mesure montrent que le gain et la SER peuvent être mesurés de 57 GHz à 66 GHz avec une précision de l'ordre de 0,4 dB pour le gain et jusqu'à 1,35 dB pour la SER (des précisions généralement admises). Une précision de l'ordre 1,2 dB a été constatée pour la méthode basée sur l'équation radar. Cette méthode est notamment très utile pour se substituer à la méthode avec référence. En effet, si la cible à caractériser présente une géométrie très différente de la cible de référence (par exemple un cornet et une plaque métallique plane), la mesure de référence ne permet de calibrer les réflexions dues à la géométrie 3D de l'AST. Par ailleurs, les méthodes ont été conduites en chambre anéchoïque, mais il est aussi possible de les faire dans un environnement vide d'objets réflecteurs où le positionnement est maîtrisé avec la même précision. Il convient également de noter que la mesure de SER en UHF pourra s'effectuer en suivant la même procédure qu'en bande millimétrique mais en configuration bi-statique pour obtenir une meilleure dynamique de mesure.

6. Références

- [2.1] R. R., Bowman, « Field Strength Above 1 GHz - Measurement Procedures for Standard Antennas », Proc. IEEE, vol. 55, no. 6, pp. 981-990, Jun. 1967.
- [2.2] M. H. A. Paquay, « State of the art in antenna measurements in Europe », in Antenna Meas. SAR, pp. 14-18, May 2004.
- [2.3] « Agilent Electronic Calibration (ECal) Modules for Vector Network Analyzers », Technical Overview [Online]. Available : <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5963-3743E.pdf>, accessed May 2015.
- [2.4] M. H. Francis, R. C. Wittmann, « Chapter 19 - Near-field scanning measurements: Theory and practice », in C. A. Balanis, « Modern Antenna Handbook », New York : John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [2.5] T. Laitinen, « Modified -Scanning Technique for First/Third-Order Probes for Spherical Near-Field Antenna Measurements », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 6, Jun. 2009.
- [2.6] « IEEE Standard Test Procedures for Antennas », IEEE Standard 149, 1979.
- [2.7] J. S. Hollis, T. J. Lyon, L. Clayton, « Microwave Antenna Measurements », 2nd ed., Scientific-Atlanta, Inc., Jul. 1970.
- [2.8] K. T. Selvan, « A modified three-antenna gain measurement method to simplify uncertainty estimation », Progress Electromagnetics Research, vol. 57, pp. 197-208, 2006.
- [2.9] K.T. Selvan, « A revisit of the reference antenna gain measurement method », in Proc. 9th Int. Conf. Electromagn. Interference Compat. (INCEMIC), pp. 467-469., Feb. 2006.
- [2.10] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, S. F. Lam, « Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application » IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 12, pp. 3870-3876, Dec. 2005.
- [2.11] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, « Theory and measurement of backscattering from rfid tags », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 48, no. 6, pp. 212-218, Dec. 2006.
- [2.12] D. W. Hess, « Introduction to rcs measurements », in Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC), p. 37-44, Mar. 2008.
- [2.13] A. Pouzin, T.-P. Vuong, S. Tedjini, J. Perdereau, L. Dreux, « Measurement of radar cross-section for passive uhf rfid tags », in 2nd European Conf. Antennas Propag. (EuCAP), pp. 1-6, Nov. 2007.
- [2.14] A. S. Ali, B. W. Deats, « Modeling system reflections to quantify rcs measurement errors », Microw. Vision Group, Oct. 1993.
- [2.15] Brooker, G., « Chapter 8 - Target and clutter characteristics », in « Introduction to Sensors for Ranging and Imaging », 1st ed., Raleigh, USA: SciTech Publishing Inc., 2009.
- [2.16] A-C. Marie, « Détermination de la Surface Equivalente Radar d'une Cible à partir d'un Modèle de Mesures Multistatistiques en Champ Proche Exploitant les Matrices de répartition du Système de Mesure », Ph. D. dissertation, Service Electromagnétisme et Rayonnement, CEA-CESTA, Univ. Cergy-Pontoise, Cergy-Pontoise, France, Mar. 2008.

- [2.17] T. Vaupel, T. F. Eibert, « Comparison and Application of Near-Field ISAR Imaging Techniques for Far-Field Radar Cross Section Determination », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 1, pp. 144-151, Jan. 2006.
- [2.18] H. Kobayashi, D. Singh, Y. Yamaguchi, « Near-field to Far-field Transformation by Using Antenna Array Factor », in *3rd Int. Asia-Pacific Conf. Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, pp. 1-4, Sep. 2011.
- [2.19] M. I. Skolnik, « *Radar Handbook* », 3rd ed., New-York, The McGraw-Hill Companies, 2008.
- [2.20] M. W. Shields, A. J. Fenn, « A New Compact Range Facility for Antenna and Radar Target Measurements », *Lincoln Laboratory J.*, vol. 16, no. 2, pp. 381-391, 2007.
- [2.21] M. A. S. Miacci, E. L. Nohara, I. M. Martin, G. G. Peixoto, M. C. Rezende, « Indoor radar cross section measurements of simple targets », *J. Aerospace Technol. Manage. (JATM)*, vol.4, no 1, pp. 25-32, Mar. 2012.
- [2.22] B. Shoulders, L. Betts, « Advancements in millimeter wave gated ser measurements », *Antenna Meas. Techn. Association*, 2006.
- [2.23] A. Henderson, J.R. James, P. Newham, G. Morris, « Analysis of gating errors in time domain antenna measurements », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 136, no. 4, pp.311-320, Aug. 1989.

Chapitre 3 – La RFID appliquée aux objets métalliques à cavité résonante embarquée

Dans cette partie, le potentiel des structures métalliques 3D résonantes est étudié pour des applications RFID et MMID de traçabilité des objets métalliques qui est un problème rencontré couramment en RFID UHF. Tout d'abord, un bref état de l'art sur la traçabilité des objets métalliques rencontrés en RFID et sur les cavités résonantes est présenté. A partir de cette bibliographie, une solution basée sur les cavités à fentes et une petite antenne boucle connectée à une puce RFID est étudiée. Cette solution permet de pallier au problème d'identification d'objets à cavité résonante du moment que la cavité a un volume compatible avec les fréquences UHF. Le concept présenté en RFID UHF est par ailleurs prometteur pour la MMID où la montée en fréquence permettrait d'exploiter des cavités résonantes de volume même inférieur au centimètre-cube. Un ajout de fonction de capteur passif de pression, basée sur le principe du « bug » de Theremine, est validé autour de 3 GHz et étendu par la suite à 60 GHz. L'ajout d'une membrane métallique, dont la déformation varie avec la pression exercée, permet de faire varier le volume de la cavité à fente, faisant varier sa SER et donc la puissance retournée au lecteur. L'ensemble cavité résonante et boucle RFID peut représenter une nouvelle génération de tag-capteur, dont l'identification et la fonction de capteur sont indépendantes et complètement passives.

Sommaire

1. LA RFID UHF ET LES OBJETS METALLIQUES AU QUOTIDIEN	77
2. EXPLOITATION DES STRUCTURES A CAVITE RESONANTE POUR L'IDENTIFICATION D'OBJETS METALLIQUES	80
2.1. CONCEPTION DE L'ANTENNE CAVITE RESONANTE A FENTE	81
2.1.1. <i>Étude de la cavité résonante</i>	81
2.1.2. <i>Dimensionnement et position optimisés de la fente</i>	83
2.2. DETERMINATION DES POSITIONS OPTIMALES DE COUPLAGE ENTRE L'AKTAG ET L'ACRF	85
2.2.1. <i>Étude et modélisation de l'AKTAG</i>	85
2.2.2. <i>Détermination des positions optimales de l'AKTAG</i>	86
2.2.3. <i>Étude des performances du tag</i>	88
2.2.3.1. <i>Etude du couplage électromagnétique entre l'AKTAG et la cavité à fente</i>	88
2.2.3.2. <i>Analyse du gain réalisé pour les deux positions de l'AKTAG</i>	89
2.2.3.3. <i>Etude de la rétro-modulation d'AKTAG couplé à la cavité à fente</i>	90
2.3. PORTEE DE LECTURE DU TAG RFID UHF SUR METAL REALISE.....	92
2.4. CONCLUSION	96
3. REALISATION DE CAPTEUR DE PRESSION BASE SUR LES CAVITES RESONANTES	97
3.1. CONCEPT DE CAPTEUR PASSIF DE PRESSION BASE SUR LA DEFLEXION D'UNE MEMBRANE	97
3.2. PREUVE DE CONCEPT EN BASSES FREQUENCES DE TAG-CAPTEUR DE PRESSION BASE SUR LES CAVITES RESONANTES CYLINDRIQUES A FENTE	98
3.2.1. <i>Principe de fonctionnement</i>	98
3.2.2. <i>Structure et étude des modes de résonance</i>	99
3.2.3. <i>Étude de la cavité cylindrique à fente</i>	102
3.2.3.1. <i>Modélisation du tag-capteur de pression</i>	102
3.2.3.2. <i>Dimensionnement de la fente</i>	103
3.2.3.3. <i>Etude de la variation de la SER en fonction de la déflexion de la membrane</i>	105
3.2.3.4. <i>Validation expérimentale</i>	107
3.3. ETUDE D'UN TAG-CAPTEUR DE PRESSION MMID	109
3.3.1. <i>Conception de la cavité à fente en bande millimétrique</i>	109
3.3.2. <i>Modélisation de la déflexion de la membrane</i>	110
3.3.3. <i>Analyse des performances du capteur MMID passif</i>	110
3.3.4. <i>Etude de la portée de détection du tag-capteur</i>	113
3.3.5. <i>Conclusion de l'étude</i>	114
4. CONCLUSION	115
5. REFERENCES.....	116

1. La RFID UHF et les objets métalliques au quotidien

Depuis une dizaine d'années, la RFID UHF est en plein essor et de plus en plus déployée à travers le monde pour répondre à des besoins de logistique et de gestion. De nombreux types d'objets métalliques à identifier peuvent être trouvés dans divers domaines tels que les installations informatiques (e.g. serveurs de données), contrôle qualité de produits (e.g. moteurs), maintenance de pipelines, gestion de chaîne d'approvisionnement, traçabilité d'objets industriels. Une famille d'objets en pleine croissance est celle des boîtes métalliques (ou tout autre objet embarquant une structure de type cavité), qui sont notamment très répandues dans les industries mécanique et alimentaire (automobile, boîtes de stockage, etc.). Il existe donc un fort besoin de traçabilité de ce type d'objets. Malheureusement les performances des tags passifs UHF classiques sont fortement dégradées quand lesdits tags sont attachés directement sur ces objets. C'est particulièrement le cas pour les tags de type dipôle qui présentent alors des portées de lecture très limitées voire nulles [3.1] à cause de la proximité avec le métal qui désadapte fortement l'impédance de l'antenne, dégradant son rayonnement et l'adaptation d'impédance de la puce. Ainsi, les tags conventionnels (simple dipôle à méandre sur film plastique) qui sont habituellement utilisés en traçabilité et en gestion d'approvisionnement ne sont pas appropriés pour les objets métalliques. Des tags spécifiques aux objets métalliques sont alors utilisés, mais ces tags sont souvent plus chers et plus encombrants que leurs homologues conventionnels. Les applications utilisant des objets métalliques de type boîte ou embarquant une cavité étant en général commerciales, une solution d'identification alliant bonne portée de lecture, faible encombrement et faible coût doit alors être trouvée. Un autre besoin important pour les objets à cavité embarquée est l'aspect sécurité, pour lequel le tag doit être invisible pour les usagers, en cachant notamment le tag dans la structure de l'objet.

Dans le but de fournir un étiquetage efficace d'objets métalliques, beaucoup de travaux issus de la littérature ont été conduits sur la conception même de l'antenne du tag. L'idée principale est d'isoler l'antenne du plan de masse que représente la surface métallique de l'objet sur laquelle l'étiquette RFID est apposée. Deux catégories de tag sur métal sont distinguables : les tags basés sur une structure épaisse (diélectrique ou autre) permettant de découpler l'antenne du tag du métal et ceux dont la conception d'antenne intègre directement la surface métallique de l'objet à identifier.

Dans la catégorie des tags avec espaceur, plusieurs techniques d'isolation ont été identifiées : un tag avec séparateur diélectrique [3.2], un tag avec cavité intégrée [3.3], un tag aux multiples couches de substrat [3.4], des tags sur structure à Electrical Band Gap (EBG) [3.5]-[3.6] et enfin un tag basé sur découpleur [3.7]. Les tags [3.2] et [3.4] se basent sur l'épaisseur du diélectrique (ou des couches de substrat) pour s'isoler du métal. Dans [3.3], la présence de la cavité en-dessous de l'antenne du tag (type bow-tie) permet d'isoler parfaitement le tag du métal sur lequel il sera déposé. D'autre part, la cavité permet d'augmenter le gain de l'antenne tout en contrôlant l'adaptation de l'antenne avec la hauteur de la cavité. Les tags [3.5] et [3.6] utilisent un EBG pour isoler l'antenne du plan de masse tout en

conservant une épaisseur totale bien plus faible que dans [3.2] et [3.3]. Néanmoins l'EBG est très sélectif en fréquence et donc limité en bande passante. Le tag [3.7] est basé sur une conception en deux temps. L'antenne est réalisée sans tenir compte du matériau sur lequel sera déposé le tag, puis un découpleur (résonateur avec plan de masse) est ajouté à l'antenne pour assurer le fonctionnement sur métal.

Différents types d'antennes de tag de la seconde catégorie ont été identifiés dans la littérature : des tags à antennes de type Planar Inverted-F Antenna (PIFA) [3.8]-[3.9], des tags à base de patch serpenté [3.10] et de patch miniaturisé [3.11] ainsi que des antennes de tag particulières conçues directement pour être fixées sur métal [3.12]-[3.13]. Les tags [3.8] et [3.9] utilisent une antenne PIFA spécialement conçue pour fonctionner sur le métal. Les patches [3.10] et [3.11] incluent directement un plan de masse dans leur conception, rendant le tag insensible au matériau de l'objet sur lequel il est déposé. La technique de miniaturisation dans [3.11] a permis de réduire la surface de l'antenne patch initiale de 19 %, réduisant également le coût du tag. Enfin dans [3.13] la structure proposée permet d'obtenir de meilleures portées de lecture (jusqu'à 12 mètres en théorie avec 4W EIRP) tout en conservant une faible épaisseur et une surface de l'ordre de celle d'une carte de crédit. Un ensemble de fentes (antenne + alimentation de la puce) conçues en considérant comme plan de masse la surface métallique de l'objet à étiqueter permet d'obtenir une antenne de tag efficace. De plus, l'emplacement de la puce sur la fente d'alimentation permet de contrôler facilement l'adaptation d'impédance de celle-ci. L'épaisseur de diélectrique nécessaire à son bon fonctionnement rend toutefois cette solution inenvisageable pour une utilisation sur substrat souple. Les dimensions et les performances, i.e. la distance de lecture maximale D_{max} en fonction de la puissance EIRP et de la sensibilité de la puce P_{th} , de ces tags ont été reportées dans le Tableau 3.1 afin de les comparer.

Tableau 3.1. Résumé de l'état de l'art des tags sur métal

Tag	Dimensions (mm)	D_{max} (m)	EIRP (W)	P_{th} (dBm)
[3.2]	50 × 16 × 8,4	3	-	-18
[3.3]	240 × 180 × 50	21	4	-14
[3.4]	32 × 18 × 3,2	1,5	4	-14
[3.5]	153 × 153 × 4,1	6,3	-	-
[3.6]	124 × 76 × 4,8	7	4	-18
[3.7]	95 × 25 × 3,6	8	4	-18
[3.8]	60 × 50 × 4	4	-	-
[3.9]	Cylindre Ø 34 × 5	5	-	-
[3.10]	100 × 50 × 0,9	4	4	-
[3.11]	99,6 × 99,5 × 1,6	1,3	0,4	-
[3.12]	100 × 40 × 0,8	4,5	-	-19,9
[3.13]	85 × 55 × 3,2	4,2	0,5	-18

Les différentes topologies de tags présentent des performances similaires avec en moyenne 4 mètres de portée de lecture, ce qui est suffisant pour la traçabilité en milieu industriel. Il est important de noter que certaines distances de lecture ont été obtenues à partir de puces RFID UHF passives ancienne génération (puissance d'activation du tag de -14 dBm). Les nouvelles générations de puces permettant d'atteindre des puissances minimales d'activation de l'ordre de -20 dBm (1 μ W) [3.14]-[3.15], les portées peuvent être doublées sous réserve que le signal rétro-modulé par le tag soit supérieur à la sensibilité du lecteur. Ainsi, la portée de lecture ne semble plus être un problème majeur, il s'agit plutôt désormais de travailler sur l'encombrement, la simplicité et le faible coût de la solution.

Les solutions les plus prometteuses sont également présentées à la Figure 3.1. Parmi les solutions envisagées, la plus populaire est l'utilisation de structures EBG pour s'isoler du métal, présentant notamment de très bonnes portées de lecture (6,3 m dans [3.5] et 7 m dans [3.6]). Cependant, le procédé de fabrication de ce type de tag requiert la superposition de plusieurs couches de substrat et semble peu compatible avec l'utilisation de substrats souples. Cette solution souffre également d'une faible bande passante comme évoqué précédemment. Un très bon compromis entre taille et performance de lecture est obtenu avec le tag [3.12] disponible sur le marché pour environ \$1 pièce. La topologie de l'antenne n'est malheureusement pas communiquée mais les performances pourront servir de référence. L'aspect sécurité est également envisageable en utilisant un des avantages majeurs de [3.9] : le fait de pouvoir fixer le tag à l'intérieur d'un enfoncement de l'objet tout en garantissant une portée de lecture de l'ordre de 3 mètres. Avec un simple trou d'au minimum 6 mm, le tag peut être par la suite masqué.

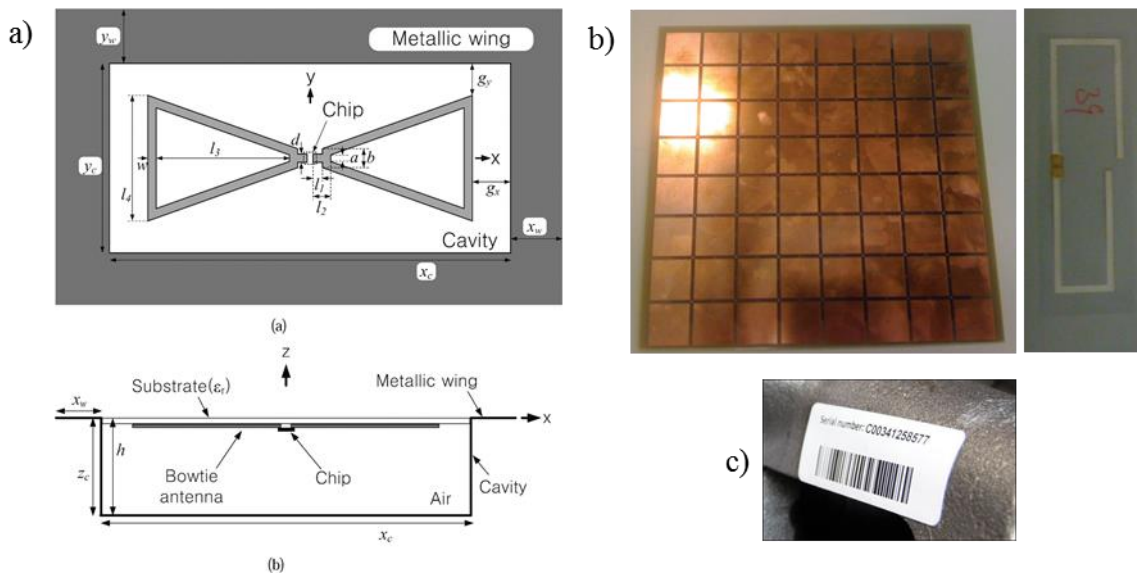


Figure 3.1. Différents tags sur métal issus de la littérature. a) Antenne bow-tie sur cavité résonante [3.3]. b) Dipôle replié sur EBG [3.6]. c) Tag sur métal du commerce [3.12].

Finalement, la solution la plus performante [3.3] est basée sur une cavité résonante embarquée dans un parallélépipède métallique. Malheureusement, ce tag n'est pas adapté au marché à cause de son

volume important (24 cm × 18 cm × 5 cm) et de sa géométrie 3D, le rendant trop encombrant et cher à produire.

Cependant, le concept dans [3.3] peut être détourné et poussé plus loin en supposant cette fois non pas d'ajouter une cavité au tag mais plutôt d'exploiter la structure à cavité résonante de l'objet à identifier (e.g. une boîte métallique qui est elle-même une cavité résonante). Une solution d'identification à bas coût et faible encombrement est donc proposée à travers la section 2 en transformant la cavité résonante en antenne à laquelle est couplée électro-magnétiquement une puce RFID. Une identification sans contact entre la puce et l'objet est alors obtenue tout en respectant des contraintes de faible encombrement et de faible coût. L'étude présentée en UHF reste valable quelle que soit la fréquence considérée, et donc à terme pour la bande V. Grâce à la montée en fréquence, d'une part la cavité embarquée peut être plus facilement exploitée même si ses dimensions sont très faibles et d'autre part la taille du tag est réduite par rapport aux tags RFID UHF. Actuellement, aucun état de l'art spécifique à l'exploitation de la MMID pour étiqueter les objets métalliques n'a été trouvé. Néanmoins, l'identification des objets métalliques à travers la MMID semble être une solution très prometteuse. Cette famille d'objets est également exploitée dans une optique de capteur de pression basé sur le « bug » de Theremine, dont l'étude en UHF et à 60 GHz est présentée en section 3, avec une fonction d'identification incluse utilisant le concept démontré en section 2.

2. Exploitation des structures à cavité résonante pour l'identification d'objets métalliques

La méthode proposée est basée sur l'exploitation de la structure résonante de l'objet embarquant une cavité. En effet, les cavités résonantes peuvent facilement être couplées à d'autres antennes notamment grâce à une distribution de champ connue dans la structure. La première idée, inspirée de [3.3] et [3.13], est d'exploiter la forme de l'objet pour le transformer en cavité résonante à fente en ajoutant une fente sur l'un des côtés. Les cavités résonantes permettent d'atteindre des gains assez élevés (de l'ordre de 3 à 5 dBi) afin d'obtenir des distances de lectures de plusieurs mètres. L'étude des modes de la cavité et le dimensionnement de la fente, critères essentiels pour la performance, sont étudiés afin de fournir une méthode de conception générale. La seconde idée est d'éviter toute connexion physique entre la puce RFID et l'antenne du tag (i.e. la cavité à fente elle-même) en utilisant un tag RFID UHF de type boucle (un AKTAG) couplé électro-magnétiquement avec la cavité à fente. Cette configuration sans connexion directe permet d'offrir une solution d'étiquetage simple, facilement adaptable et bas coût. L'AKTAG [3.16] est une petite antenne boucle connectée à une puce RFID Monza-5 [3.17] dont le coût unitaire revient à moins de 0,1 €. Afin d'illustrer ce concept, une Antenne Cavité Résonante à Fente (ACRF) est réalisée à partir d'une boîte métallique et l'identification est assurée par le couplage électromagnétique de l'AKTAG avec l'ACRF. L'étude est menée dans la bande RFID UHF européenne (865-868 MHz) où la conception de l'ACRF se fait à 866 MHz.

2.1. Conception de l'antenne cavité résonante à fente

2.1.1. Étude de la cavité résonante

La boîte en aluminium utilisée pour l'étude, de dimensions externes 219 mm × 88 mm × 229 mm et d'épaisseur de métal 1 mm, possède des dimensions standards pour la famille d'objets considérée. La Figure 3.2 présente la boîte métallique utilisée et son modèle CST (incluant la fente).

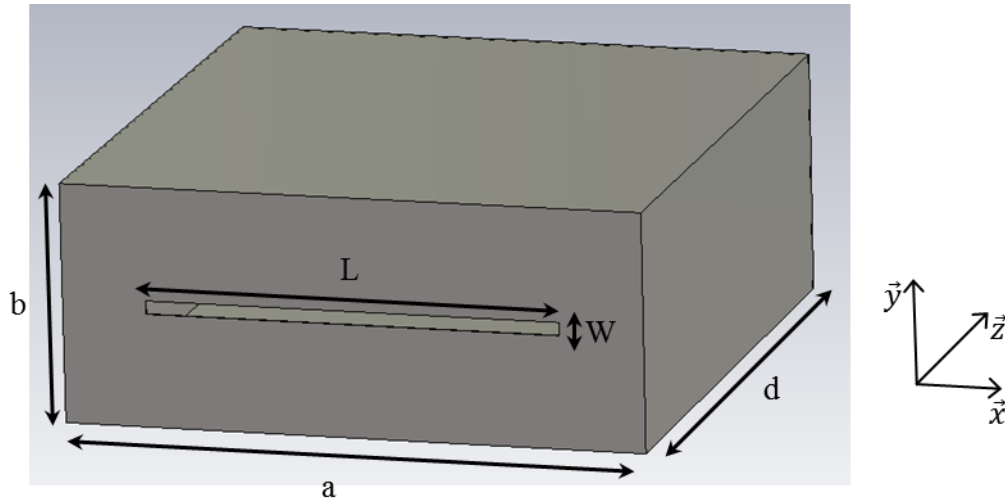


Figure 3.2. Modèle CST de la boîte métallique standard, incluant la fente.

L'ACRF est obtenue en insérant une fente sur l'un des côtés de la boîte. Son emplacement et ses dimensions dépendent de la fréquence de fonctionnement et de la distribution du champ électromagnétique à l'intérieur de la cavité, i.e. du mode de résonance de la cavité. Deux types de modes dans les cavités rectangulaires sont distinguables : les modes TE (Transverse Electric) où le champ \vec{E} n'a pas de composante selon \vec{z} et les modes TM (Transverse Magnetic) où le champ \vec{H} n'a pas de composante selon \vec{z} [3.18]. Pour une cavité rectangulaire de dimensions $a \times b \times d$ (Cf. Figure 3.2), les fréquences de résonance des modes TE_{mnp} et TM_{mnp} sont donnés par (3.1) où m , n et p représentent le nombre de demi-périodes ($\lambda/2$) contenues dans la cavité selon leur axe respectif (i.e. \vec{x} , \vec{y} et \vec{z}). Les modes TM n'existent que pour $m \neq 0$ et $n \neq 0$ (p peut être égale à 0) tandis que pour les modes TE $p \neq 0$ et m et n ne doivent pas être nuls en même temps.

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (3.1)$$

La cavité sans la fente est simulée avec le solveur de modes de CST afin de déterminer les différents modes existants dans la cavité. Le Tableau 3.2 compare les fréquences de résonance de certains modes obtenues avec (3.1) à celles obtenues par la simulation tandis que la Figure 3.3 présente trois de ces modes. Le mode fondamental obtenu est le TE_{101} , comme attendu en théorie car $b < a < d$,

Tableau 3.2. Fréquences de résonance des modes de la cavité seule

Mode	Fréquence (3.1) (GHz)	Fréquence simulée (GHz)
TE_{101}	0,948	0,947
TE_{102}	1,478	1,477
TE_{201}	1,518	1,517
TE_{202}	1,896	1,894

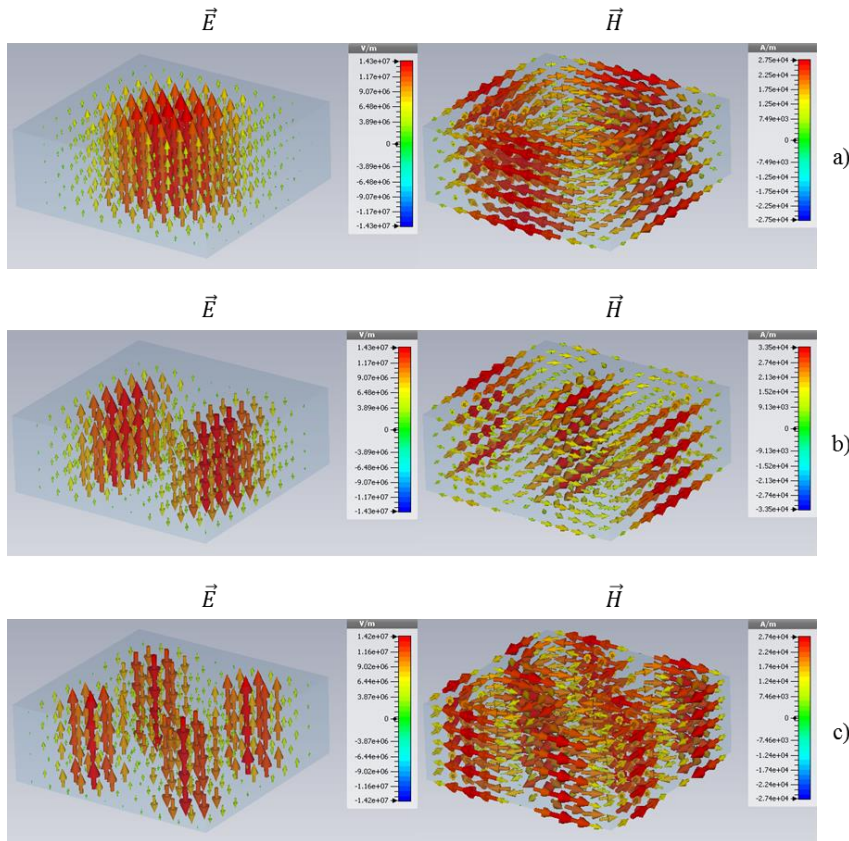


Figure 3.3. Distribution du champ électromagnétique pour différents modes dans la cavité. a) Mode TE_{101} . b) Mode TE_{201} . c) Mode TE_{202} .

Ainsi, il est possible de choisir un mode de la cavité en fonction de la fréquence de travail et de la dimension de la fente. En l'occurrence, une fente de longueur $\lambda/2$ résonant à 866 MHz mesure théoriquement 17,3 cm. D'un point de vue théorique, la cavité rectangulaire doit avoir comme ordre de grandeur des dimensions minimales 17 cm \times 3 cm \times 17 cm afin de pouvoir d'une part y usiner une fente de dimensions d'environ 17 cm \times 1 cm tout en étant compatible avec au moins le mode fondamental de la cavité seule.

Le mode fondamental TE_{101} est retenu pour réaliser l'ACRF : sa fréquence de résonance est proche de 866 MHz et la distribution de champ magnétique permet d'alimenter la fente sur un des côtés de la cavité. Il convient de noter que la fréquence de résonance de la fente et la fréquence du mode ne

doivent pas nécessairement être identiques comme démontré par la suite. Dans le cas de cavités de petites dimensions, une fente recourbée ou d'autres motifs rayonnants peuvent être envisagés.

2.1.2. Dimensionnement et position optimisés de la fente

Habituellement, l'ACRF est alimentée par une sonde de type monopôle quart d'onde placée à environ $\lambda/2$ de la fente [3.19]. L'adaptation d'impédance de la cavité en fonction de la fente est alors directement calculée à l'entrée de la sonde (généralement un câble coaxial). Dans le cas étudié dans ce chapitre, la source de l'antenne sera la puce RFID de l'AKTAG. L'AKTAG étant très petit et la métallisation étant fine, les variations de performance (adaptation et gain) sont supposées négligeables entre la cavité vide et la cavité couplée au tag AKATG. Afin de dimensionner la fente indépendamment de l'AKTAG, le port source de la fente dans la simulation (port 1) est placé au centre de la fente d'après le principe de Babinet [3.20] illustré à la Figure 3.4.

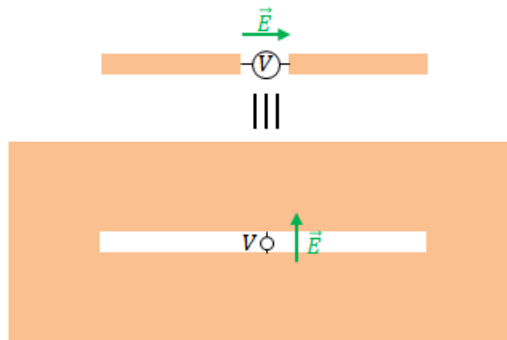


Figure 3.4. Illustration du principe de Babinet. Un dipôle d'une certaine géométrie est équivalent à une fente de même géométrie dans un plan de masse infini avec une alimentation différente.

Les dimensions L et W de la fente placée à mi-hauteur de la cavité (Figure 3.2) sont optimisées de sorte à annuler la partie imaginaire de l'impédance de l'ACRF. Après optimisation, la résonance de l'ACRF est ramenée à 866 MHz (contre 947 MHz pour le mode fondamental de la cavité seule) avec une fente de dimensions 152,84 mm \times 4,88 mm. L'impédance de l'ACRF Z_{ant} est alors calculée avec (3.2), où $Z_c = 50 \Omega$ est l'impédance du port et S_{11} le coefficient de réflexion obtenu à l'entrée du port.

$$Z_{ant} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.2)$$

La Figure 3.5 présente l'impédance de l'ACRF en fonction de la fréquence.

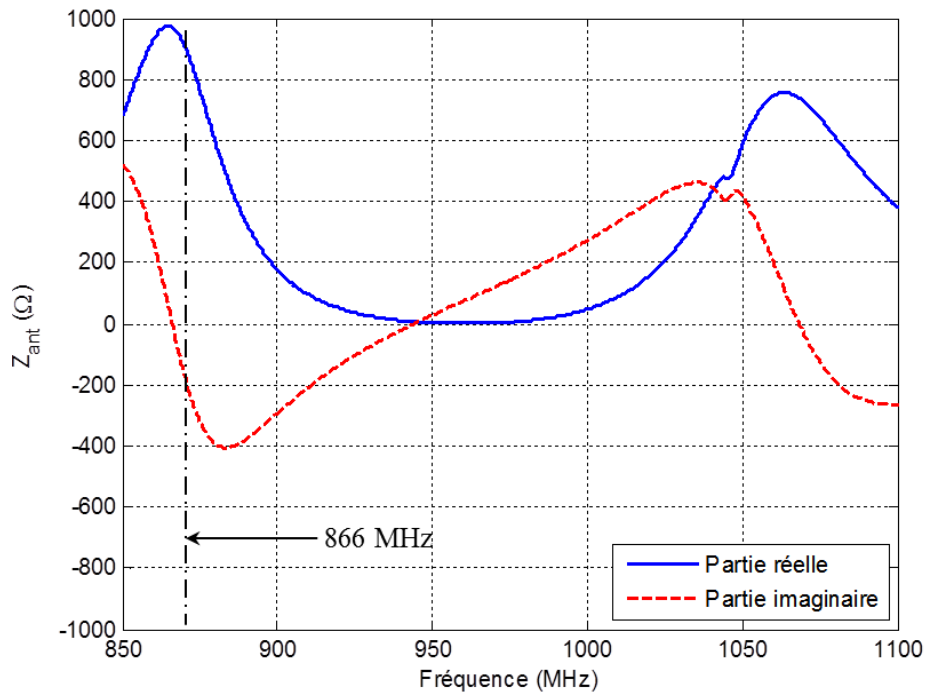


Figure 3.5. Impédance simulée de l'ACRF pour la fente optimisée de dimensions 152,84 mm × 4,88 mm.

A la résonance, l'ACRF possède une impédance $Z_{ant} = 971 \Omega$, soit environ deux fois supérieure à l'impédance d'une fente sur une surface métallique plane. La partie réelle étant très élevée, cela confirme qu'un couplage électromagnétique entre l'ACRF et l'AKTAG est plus adapté que si la puce avait dû être connectée directement à l'ACRF, la partie réelle de l'impédance au repos de la puce étant généralement de quelques dizaines d'Ohms.

La distribution de courant autour de la fente alimentée par le port 1, présentée à la Figure 3.6, permet de valider la position de la source selon le principe de Babinet et la conception de la fente.

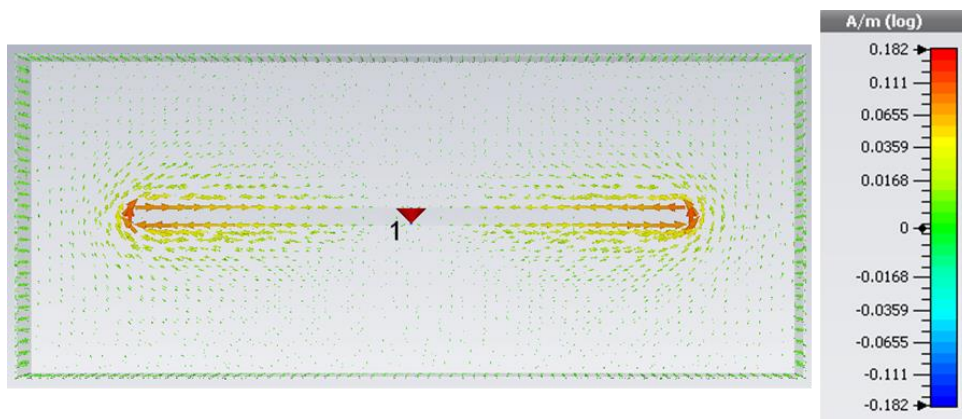


Figure 3.6. Courant de surface de l'ACRF et port source alimentant la fente.

Le gain de l'ACRF, dont le rayonnement est maximal dans la direction orthogonale à la fente, est également simulé et présenté à la Figure 3.7. Un maximum de 5,11 dBi est obtenu à 866 MHz, ce qui est 3 dB au-dessus du gain théorique d'un dipôle demi-onde (2,14 dBi). L'antenne présente une polarisation linéaire verticale (champ \vec{E} orthogonal).

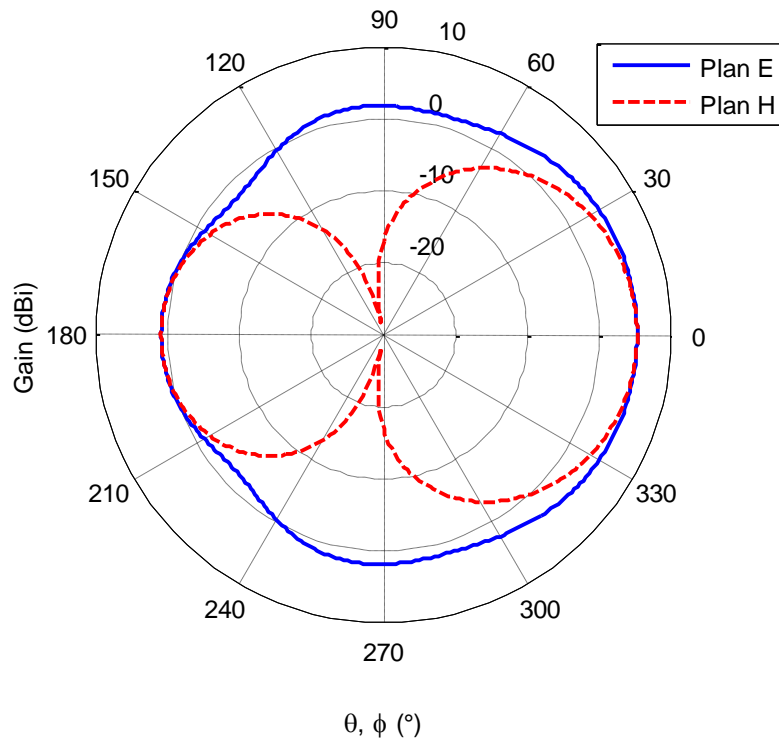


Figure 3.7. Gain de la cavité résonante à fente à 866 MHz.

Si le transfert de puissance entre l'ACRF et la puce RFID était optimum, c'est-à-dire total, cela reviendrait à augmenter la portée de lecture par un facteur 1,41 par rapport au dipôle. La performance du tag global (AKTAG couplé à l'ACRF) dépend donc fortement de l'efficacité du couplage électromagnétique entre l'AKTAG et l'ACRF.

2.2. Détermination des positions optimales de couplage entre l'AKTAG et l'ACRF

2.2.1. Étude et modélisation de l'AKTAG

La version 8 de l'AKTAG a été choisie car elle utilise la puce Monza-5 qui opère dans toutes les bandes RFID UHF dans le monde tout en fournissant une très bonne puissance d'activation P_{th} de -17,8 dBm. La boucle (impédance inductive) est dimensionnée afin d'annuler la partie imaginaire capacitive de la puce. Le tag, le modèle CST et le modèle équivalent de l'impédance de la puce sont présentés à la Figure 3.8. Il convient de noter que les valeurs fournies dans la datasheet correspondent à l'impédance d'écoute. L'impédance de commutation n'est pas connue.

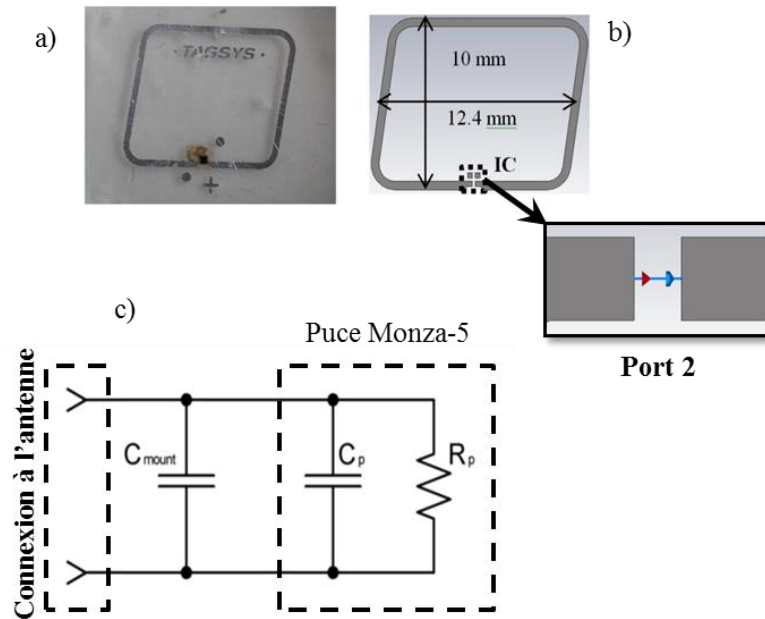


Figure 3.8. a) AKTAG version 8. b) Modèle CST utilisé pour la simulation, dimensions du tag et position de la puce. c) Modèle électrique de l'impédance de la puce.

Le modèle électrique de la puce est donné par la datasheet et permet de calculer à la fréquence de 866 MHz l'impédance de la puce soudée à l'antenne boucle. La puce est modélisée par un montage parallèle avec une résistance $R_p = 1800 \Omega$, une capacité $C_p = 0,825 \text{ pF}$ tandis que la capacité parasite induite par la soudure de la puce sur l'antenne est également prise en compte à travers $C_{mount} = 0,245 \text{ pF}$. Il a été démontré que le modèle série était plus précis que le modèle parallèle pour modéliser la puce [3.21]. Le modèle parallèle est alors transformé en modèle série pour être intégré à la simulation avec une résistance série $R_s = 14,2 \Omega$ et une capacité série $C_s = 1,078 \text{ pF}$, correspondant à une impédance $Z_{puce} = 14,2 - j170$ à 866 MHz. Comme présenté à la Figure 3.8-b), la puce est représentée dans la simulation par le port 2 d'impédance réelle $14,2 \Omega$ connecté en série à un élément localisé capacitif de $1,078 \text{ pF}$.

2.2.2. Détermination des positions optimales de l'AKTAG

L'AKTAG étant basé sur une antenne boucle, le couplage électromagnétique avec l'ACRF est obtenu en plaçant le tag perpendiculaire aux lignes de champ magnétique. Deux cas peuvent alors être distingués : lorsque l'AKTAG est à l'extérieur de la cavité, il est alors couplé avec la fente et lorsque le tag est placé à l'intérieur de la cavité, il est alors couplé avec le mode résonant de la cavité. Les performances du tag global (ACRF + AKTAG) dépendent du gain de l'ACRF ainsi que du transfert de puissance entre l'antenne et l'AKTAG. Dans chaque cas, les positions et orientations optimales de l'AKTAG sont étudiées dans le but de maximiser le transfert de puissance entre la puce Monza-5 et l'ACRF pour obtenir un gain réalisé maximal et donc une portée de lecture maximale.

Dans le premier cas, référencé en tant que Tag_{int} , l'AKTAG est placé dans la cavité, notamment afin de tester et valider un étiquetage discret (au sens où le tag est masqué à l'utilisateur). La distribution

du champ magnétique dans l'ACRF est étudiée afin de déterminer les positions potentielles pour y mettre l'AKTAG. La simulation est réalisée à partir du modèle de l'ACRF avec un port source placé comme à la Figure 3.6. Le comportement de l'antenne en fonction de la phase est complètement caractérisé et permet de choisir le meilleur emplacement de l'AKTAG. La Figure 3.9 montre le champ magnétique simulé pour le mode fondamental de la cavité à fente à mi-hauteur ($b/2$) lorsque la fente est alimentée par le port 1.

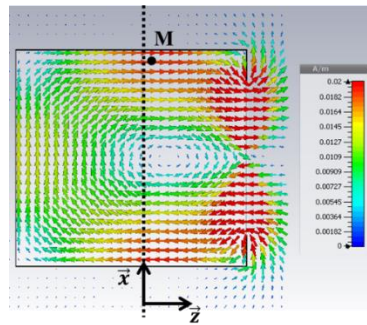


Figure 3.9. Distribution de champ magnétique à hauteur de la fente dans l'ACRF à la fréquence de résonance $f_{TE_{101}} = 866 \text{ MHz}$.

Comme attendu en théorie, le mode TE_{101} est excité par la fente et une distribution de champ similaire à celle du mode de la cavité seule (Figure 3.6-a)) est obtenue. L'intensité maximale du champ magnétique est obtenue au point M pour $x = 193 \text{ mm}$ (à 26 mm de la paroi intérieure) et $z = 2,5 \text{ mm}$, le centre du repère étant placé au milieu de la paroi latérale de dimension 229 mm de la cavité. Le centre de la boucle de l'AKTAG est placé à cet endroit, le tag orienté perpendiculairement à l'axe \vec{z} . Il a été constaté que la présence du tag à l'intérieur de la cavité impactait très peu le comportement simulé de l'ACRF. Il convient de noter que par symétrie l'AKTAG aurait également pu être placé en $x = 26 \text{ mm}$. Le seul inconvénient de cette technique est que le tag doit être fixé dans la cavité à cette position au moyen d'un élément perpendiculaire à la paroi.

L'AKTAG peut également être couplé à l'ACRF en le plaçant au-dessus de la fente [3.13]. Cette seconde configuration possible, référencée en tant que Tag_{fente} , est obtenue lorsque l'AKTAG est placé orthogonalement au maximum de champ magnétique généré par la fente. Cette position correspond à $1,8 \text{ mm}$ de la fin de la fente. Il a été vérifié par la suite que la présence de l'AKTAG au-dessus de la fente impactait légèrement le diagramme de rayonnement de l'ACRF à cause de la piste de la boucle, pourtant très fine ($500 \mu\text{m}$ de large), qui se situe au-dessus de la fente.

Le champ magnétique étant plus important au niveau de la fente qu'à l'intérieur de la cavité, la configuration Tag_{fente} présente a priori un meilleur couplage et donc une meilleure portée de lecture. Pour vérifier les performances du tag, l'ACRF est fabriquée à partir de la boîte métallique achetée dans le commerce. Les deux cas optimisés sous CST Tag_{int} et Tag_{fente} sont présentés à la Figure 3.10 et sont évalués en simulation et en mesure. La mousse utilisée pour placer l'AKTAG dans la cavité est supposée ne pas impacter les performances du tag grâce à sa faible permittivité proche de 1.

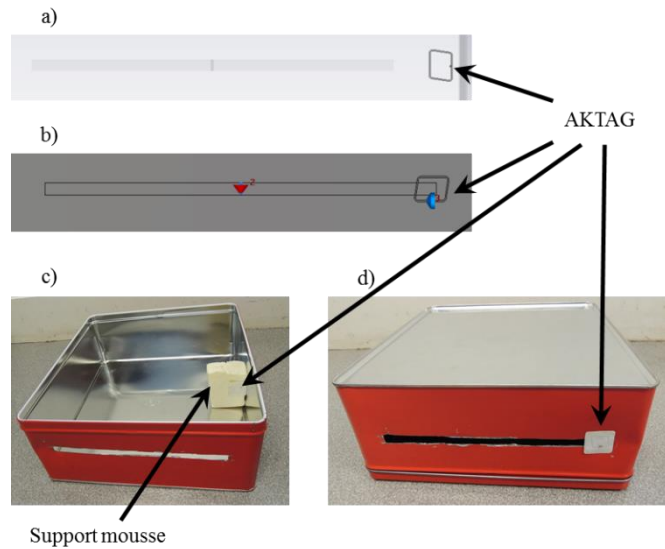


Figure 3.10. Configurations de l'AKTAG couplé à l'ACRF réalisée à partir de la boîte métallique. a) Modèle CST de Tag_{int} . b) Modèle CST de Tag_{fente} . c) Boîte dans la configuration Tag_{int} . d) Boîte dans la configuration Tag_{fente} .

2.2.3. Étude des performances du tag

2.2.3.1. Etude du couplage électromagnétique entre l'AKTAG et la cavité à fente

Les performances du tag dépendent des deux paramètres fondamentaux du tag RFID UHF : son gain réalisé G_{rt} limitant la portée en liaison descendante et sa variation de Surface Équivalente Radar (SER) $\Delta\sigma$ limitant la portée en liaison montante. Les caractéristiques en réception du tag RFID composé par l'ACRF et l'AKTAG dépendent du transfert de puissance entre l'ACRF et la puce Monza-5 et le gain de l'ACRF. Le couplage électromagnétique entre l'ACRF et l'AKTAG est caractérisé par simulation via le coefficient de transfert de puissance $K = |S_{21}|^2$, où le port 1 est défini comme étant le port source de la fente d'impédance Z_{ant} et le port 2 est défini à l'emplacement de la puce Monza-5 avec une impédance Z_{puce} . Le coefficient K , simulé en fonction de la fréquence autour de 866 MHz pour chaque configuration Tag_{int} et Tag_{fente} , est calculé et présenté à la Figure 3.11.

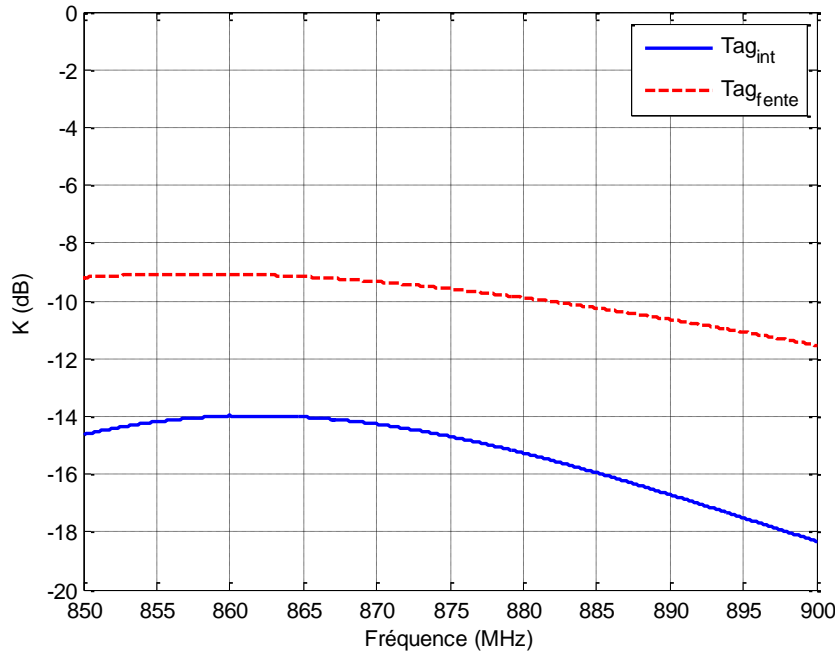


Figure 3.11. Coefficient de transfert de puissance K en fonction de la fréquence pour les deux configurations de l'AKTAG.

A 866 MHz, $K = -14,1 \text{ dB}$ pour Tag_{int} et $K = -9,2 \text{ dB}$ pour Tag_{fente} . Comme prévu, le couplage est donc bien plus efficace quand le tag est directement placé au-dessus de la fente.

2.2.3.2. Analyse du gain réalisé pour les deux positions de l'AKTAG

Le gain du tag formé par l'AKTAG et l'ACRF est simulé pour ces deux cas, avec pour port source le port 1 (fente de l'ACRF). Les résultats à 866 MHz sont présentés à la Figure 3.12 pour les plans E, (xOz) sur la Figure 3.2, et H, (yOz) sur la Figure 3.2. Pour la position Tag_{int} le gain est de 5,2 dBi dans l'axe principal de rayonnement, ce qui est proche de la valeur du gain de l'ACRF seule (5,1 dBi). La présence de la boucle dans la cavité n'affecte donc pas les performances de l'ACRF. Le gain maximal obtenu pour la position Tag_{fente} est plus faible : 3,5 dBi. Le gain de l'ACRF seule est diminué de 1,7 dB à cause de la présence de la boucle métallique au-dessus de la fente. De plus, l'AKTAG étant à une extrémité de la fente elle n'est pas alimentée de manière symétrique, ce qui a pour conséquence un dépointage de 4° de la direction principale de rayonnement dans le plan H. L'ouverture angulaire à -3dB de l'antenne étant très large (76°), ce dépointage n'a toutefois pas de conséquence significative sur la portée de lecture dans la direction orthogonale à la fente.

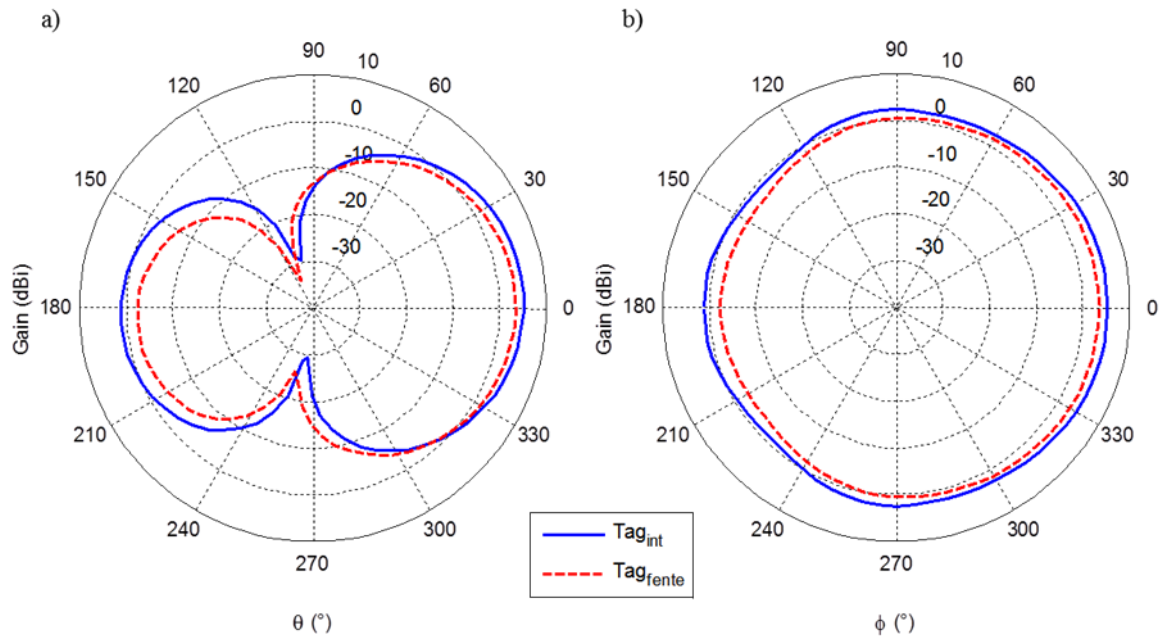


Figure 3.12. Gain simulé à 866 MHz pour les deux positions optimales de l'AKTAG couplé à l'ACRF. a) Plan H. b) Plan E.

Au final, le gain dans la position Tag_{int} est meilleur que pour la position Tag_{fente} mais pour cette dernière configuration le couplage électromagnétique est plus élevé. Un compromis est donc fait entre couplage et gain de l'antenne dans le but de maximiser le gain réalisé, qui est le gain linéaire de l'ACRF multiplié par le coefficient de transfert de puissance. Le Tableau 3.3 résume les valeurs simulées du gain G_{tag} , du coefficient de transfert de puissance K et du gain réalisé G_{rt} pour chaque configuration.

Tableau 3.3. Résumé des paramètres simulés pour les deux configurations de l'AKTAG.

Configurations	Paramètres		
	G_{tag} (dBi)	K (dB)	G_{rt} (dBi)
Tag_{int}	5,2	-14,1	-8,9
Tag_{fente}	3,5	-9,2	-5,7

2.2.3.3. Etude de la rétro-modulation d'AKTAG couplé à la cavité à fente

La rétro-modulation du tag est également étudiée à travers la simulation où l'ACRF couplée à l'AKTAG. Une onde plane polarisée verticalement à incidence normale à la fente est utilisée conjointement à un moniteur de SER champ lointain pour calculer la SER du tag pour les deux niveaux d'impédance de la puce : Z_1 (impédance d'écoute) et Z_2 (impédance de commutation). Une illustration de la simulation est montrée à la Figure 3.13 pour la configuration Tag_{fente} où la puce RFID est remplacée dans le modèle par son impédance série en éléments discrets.

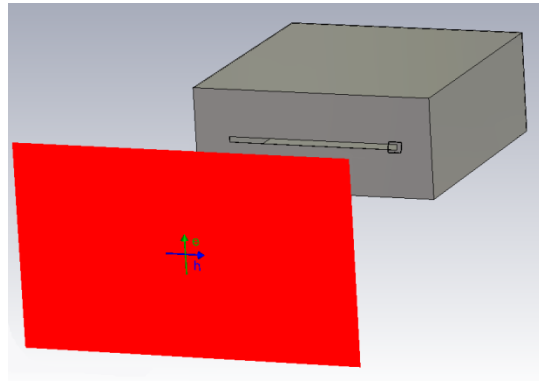


Figure 3.13. Configuration de la simulation de la SER du tag RFID composé de l'ACRF et de l'AKTAG pour le cas Tag_{fente} .

L'impédance de commutation de la puce Monza-5 n'étant pas fournie dans la datasheet, une valeur standard issue de l'état de l'art dont l'impédance de repos est proche de celle de la Monza-5 est choisie [3.22]. Finalement, les deux impédances de la puce à 866 MHz sont : $Z_1 = 14,2 - j170$ et $Z_2 = 22,3 - j104$, correspondant respectivement à un modèle série $R_{s1} = 14,2 \Omega$, $C_{s1} = 1,078 pF$ et $R_{s2} = 22,3 \Omega$ et $C_{s2} = 1,77 pF$. L'antenne ayant un comportement quasi-omnidirectionnel dans le plan E, l'étude de la SER est faite dans le plan H avec $\varphi = 0^\circ$ (direction normale à la fente). La SER simulée pour chaque impédance et pour les deux configurations est présentée à la Figure 3.14.

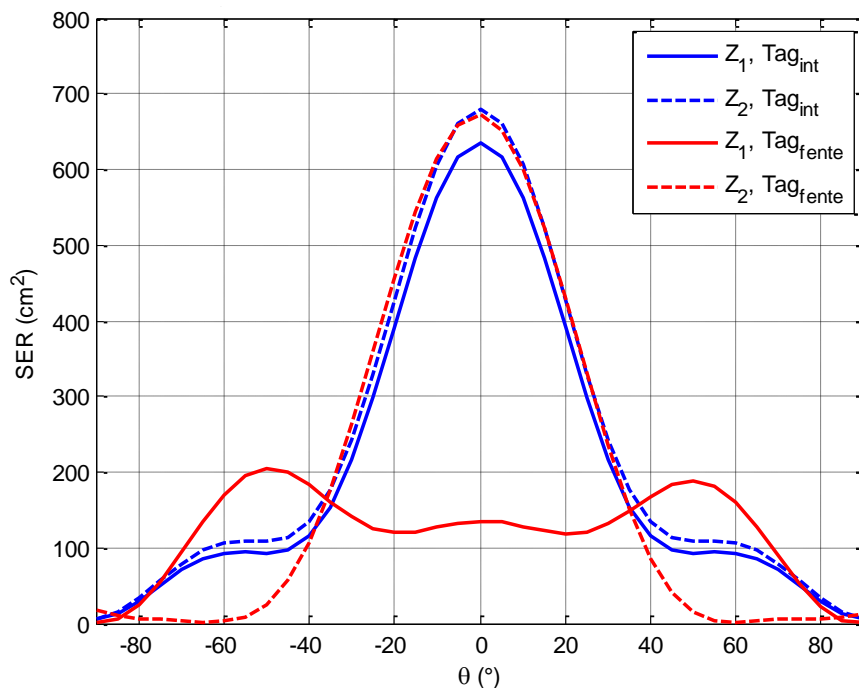


Figure 3.14. SER du tag dans le plan H en fonction de l'impédance de la puce pour les deux configurations étudiées.

Le gain de l'antenne étant élevé et sa surface apparente également, une SER maximale comprise entre 600 cm² et 700 cm² est obtenue pour la configuration Tag_{int} . La proximité de la SER des deux états s'explique par le fait que l'AKTAG est à l'intérieur de la cavité rendant le mode de structure prédominant sur le mode d'antenne (i.e. c'est l'ACRF elle-même qui contribue le plus à la SER globale).

A contrario pour la configuration Tag_{fente} , l'AKTAG placé au-dessus de la fente impacte de manière significative la quantité d'énergie rétrodiffusée en fonction de l'impédance de la puce. Afin d'analyser la liaison montante, la variation de SER $\Delta\sigma$ est calculée à partir des résultats présentés à la Figure 3.14 et de (3.3), avec σ_1 la SER correspondant à Z_1 et σ_2 celle correspondant à Z_2 .

$$\Delta\sigma = |\sigma_1 - \sigma_2| \quad (3.3)$$

La variation de SER dans le plan H est tracée à la Figure 3.15 pour les deux configurations Tag_{int} et Tag_{fente} . A incidence normale, i.e. $\theta = 0^\circ$, la variation $\Delta\sigma$ est maximale pour les deux cas conformément aux attentes, avec une valeur de $46,3 \text{ cm}^2$ pour Tag_{int} et $536,4 \text{ cm}^2$ pour Tag_{fente} . Ces valeurs sont suffisantes pour assurer plusieurs mètres de portée de détection par le lecteur. En comparaison, un tag de type dipôle demi-onde présente une $\Delta\sigma$ d'environ 50 cm^2 [3.23].

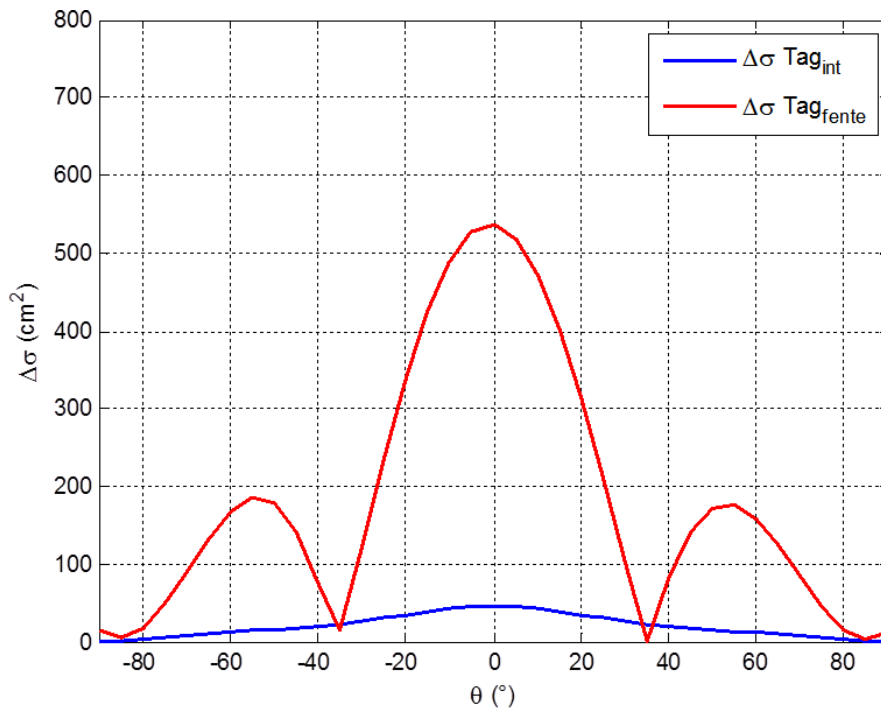


Figure 3.15. Δ SER du tag dans le plan H $\varphi = 0^\circ$ avec θ pour les deux configurations étudiées.

2.3. Portée de lecture du tag RFID UHF sur métal réalisé

Cette section s'appuie sur le chapitre 1 où la portée de lecture du tag est déterminée comme étant la plus petite distance de communication entre les liaisons montante et descendante. Pour rappel, les équations de bilan de puissance de la liaison montante et de la liaison descendante sont respectivement données par (3.4) et (3.5) :

$$P_{puce} = P_e G_e G_{rt} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2, \quad (3.4)$$

$$\Delta P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \right) \Delta \sigma_{tag}, \quad (3.5)$$

où P_{puce} est la puissance transmise à la puce, P_e est la puissance du signal émis par le lecteur, G_e et G_r sont respectivement le gain de l'antenne d'émission et de réception du lecteur, G_{rt} est le gain réalisé du tag, λ est la longueur d'onde dans le vide, R est la distance entre l'antenne du lecteur et le tag, $\Delta \sigma$ la variation de SER du tag, et ΔP_r la variation de puissance reçue par le lecteur, induite par le tag qui commute sa charge. Dans ces équations simplifiées, la distance entre le tag et les antennes d'émission et de réception du lecteur est la même, les antennes du lecteur sont supposées parfaitement adaptées tandis que les 3 antennes sont supposées correctement alignées et adaptée en polarisation.

Pour rappel, la portée en liaison descendante dépend de la puissance seuil d'activation de la puce RFID passive P_{th} . La portée en liaison montante dépend de la sensibilité maximale du lecteur P_{sens} . A partir des données simulées exposées précédemment dans ce chapitre, un bilan de liaison entre le lecteur et le tag est présenté à la Figure 3.16. Les portées de lectures théoriques sont exprimées en se basant sur les paramètres du lecteur RFID utilisé par la suite pour la mesure. Le lecteur Impinj Speedway est choisi conjointement à une antenne patch à polarisation circulaire dans un montage mono-statique. La puissance maximale est de 30 dBm (1 W) pour le lecteur tandis que l'antenne présente un gain de 7,6 dBi. La norme ETSI limite la puissance EIRP à 35,2 dBm (3,28 W), soit 3 dBm ERP (Equivalent Radiated Power) plus le gain d'un dipôle. Dans le cas d'une antenne de lecteur à polarisation circulaire, la puissance EIRP maximale est augmentée de 3 dB (correspondant à une répartition de la puissance sur les deux composantes du champ rayonné). Au final, la portée de lecture maximale est obtenue pour $P_e = 30 \text{ dBm}$ qui est la puissance électrique maximale admissible conformément à la norme. La sensibilité du lecteur est de -70 dBm.

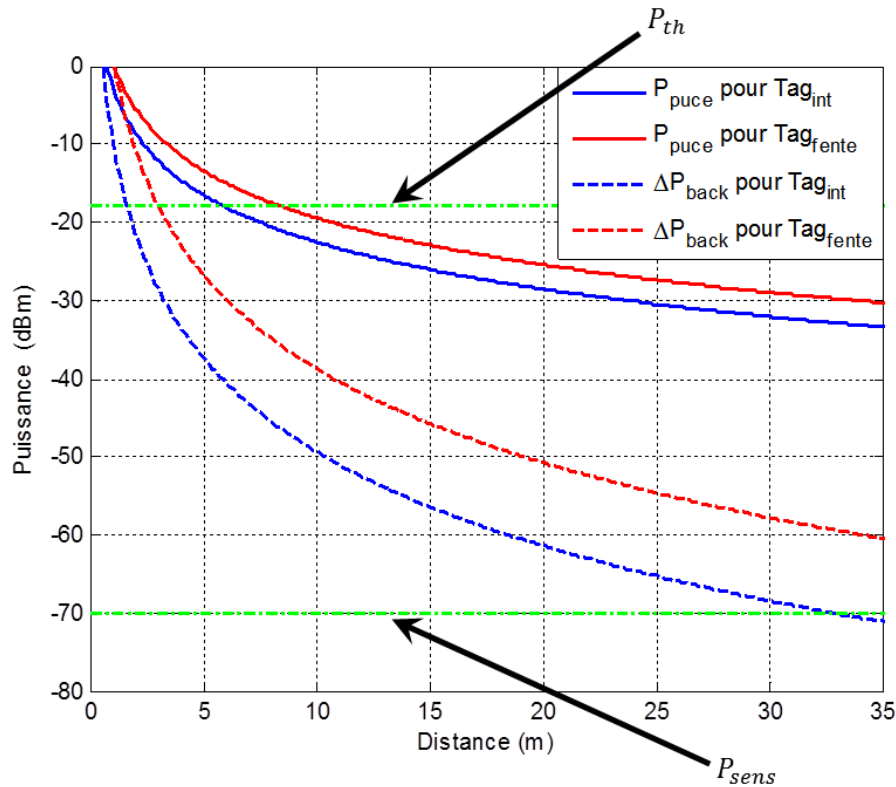


Figure 3.16. Bilan de puissance pour les liaisons montantes et descendante pour chaque configuration.

La portée de lecture maximale R_{max} du tag est donc déterminée par le bilan de liaison descendante. De nos jours, les fondeurs de puces RFID arrivent à atteindre des puissances d'activation de tag de l'ordre de -22 dBm pour les plus performantes mais malgré ces progrès considérables, la liaison descendante reste toujours plus critique que la liaison montante.

A partir de (3.4), la portée de lecture est exprimée par (3.6) et correspond à la distance pour laquelle la puissance transmise à la puce P_{puce} est égale à la puissance seuil P_{th} lorsque le lecteur émet à sa puissance maximale P_{emax} (limitée par la norme).

$$R_{max} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{emax} G_e G_{rt}}{P_{th}}} \quad (3.6)$$

A cause de la petite taille de la chambre anéchoïque (5 mètres de longueur maximale), la portée de lecture maximale ne peut pas être mesurée directement. La méthode de mesure consiste alors à placer le tag à une distance D fixe inférieure à la portée de lecture théorique tout en satisfaisant le critère de champ lointain (40 cm pour la plus grande antenne, i.e. le patch) et de mesurer la puissance d'émission minimale du lecteur P_{emin} qui permet d'activer la puce. L'équation de Friis (3.4) s'écrit alors :

$$P_{th} = P_{emin} G_e G_{rt} \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (3.7)$$

En faisant apparaître la relation (3.7) dans (3.6), la formule permettant de remonter à la portée de lecture maximale est obtenue en (3.8).

$$R_{max} = D \cdot \sqrt{\frac{P_{emax}}{P_{emin}}} \quad (3.8)$$

La puissance minimale d'activation est mesurée pour une distance $D = 1,5 \text{ m}$ et avec un pas de 0,25 dBm (pas de puissance minimal du lecteur Impinj) et en considérant $P_{emax} = 1 \text{ W}$. La configuration de mesure en chambre anéchoïque est présentée à la Figure 3.17. Les antennes sont placées à 1 mètre du sol sur des supports en PVC et en bois. L'opération sera répétée pour les deux positions de l'AKTAG et également en environnement réel (une pièce vide de 15 m × 6 m) selon la même configuration de mesure afin de tester les performances dans une condition d'utilisation de la technologie RFID proche de la réalité.

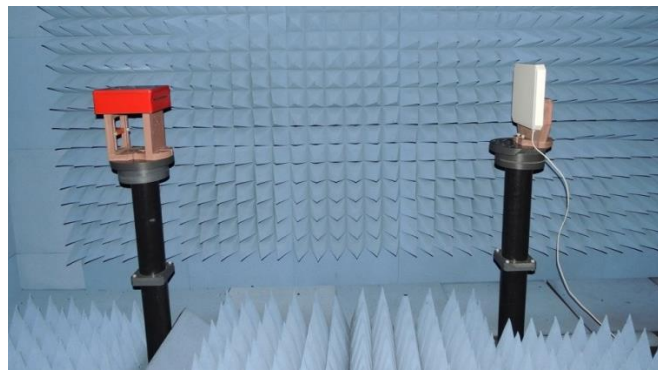


Figure 3.17. Configuration de mesure dans la chambre anéchoïque avec à gauche le tag composé de l'ACRF et de l'AKTAG et à droite l'antenne du lecteur placée à 1,5 m.

Le Tableau 3.4 compare les différentes portées de lecture théoriques, issues de (3.6) et des données simulées et mesurées avec (3.8) et le montage Figure 3.17. Afin de comparer les performances du tag à d'autres topologies et à des tags du commerce, les portées de lecture pour une même puissance EIRP des tags présentés dans [3.10], [3.6], [3.9], [3.12] et [3.24] sont également données dans le Tableau 3.4. La mesure des deux configurations Tag_{int} et Tag_{fente} montre un bon accord avec les valeurs théoriques, validant ainsi la conception du tag. Les performances obtenues sont comparables aux autres portées de lectures présentées, voire meilleures dans certains cas.

Une autre piste a été explorée expérimentalement en couplant cette fois-ci un tag de type dipôle avec la cavité (tag Windshield [3.24], fourni avec une puce Monza 4D de puissance seuil -19,9 dBm). Le tag de dimensions compatibles avec la hauteur de l'ACRF a été placé de manière colinéaire à la distribution maximale de champ électrique (Cf. Figure 3.18) au centre de la boîte. Le couplage électrique s'avère tout aussi efficace et fournit une portée de lecture mesurée en chambre anéchoïque de 11 mètres, ce qui correspond à une portée estimée de 8,5 mètres avec une sensibilité égale à celle de la puce Monza-D. Hotte

5 (-17,8 dBm). Enfin, une mesure de référence dans un cas standard (i.e. un tag utilisé pour identifier un objet quelconque non métallique) a été faite avec l'AKTAG couplé à un dipôle demi-onde réalisé à partir de scotch cuivre et fixé sur du carton d'épaisseur 5 mm. Ce tag a été placé à la même distance de l'antenne du lecteur sur un support spécial en bois de faible permittivité.

Tableau 3.4. Comparaison des portées de lectures obtenues avec d'autres tags issus de la littérature

Configurations	Portée théorique (m)		Portée mesurée (m)	
	Avec (3.8)	En chambre anéchoïque	En environnement réel	
<i>Tag_{int}</i>	5,8	5,5	5,9	
<i>Tag_{fente}</i>	8,3	7,7	8,0	
[3.10]	-	-	4,8	
[3.6]	-	8,4	-	
[3.9]	-	-	5	
[3.12]	-	-	4,5 (3,5 si Monza-5)	
[3.24]	-	11 (8,5 si Monza-5)	-	
AKTAG + dipôle	-	9,5	-	

Pour s'assurer que c'est la cavité qui permet à l'ensemble de fonctionner, le couvercle de la boîte a été retiré durant la mesure. Lorsque l'AKTAG est à l'intérieur de la boîte il n'a pas été possible de le lire tandis que la portée de lecture lorsque l'AKTAG est placé sur la fente est réduite de 15%, confirmant l'effet bénéfique de la cavité résonante, voire indispensable pour l'étiquetage discret avec l'AKTAG placé à l'intérieur de la boîte.



Figure 3.18. Tag dipôle couplé électriquement à l'ACRF.

2.4. Conclusion

Une méthode permettant de concevoir un tag passif faible coût pour étiqueter des objets métalliques 3D, basée sur l'exploitation des propriétés des cavités résonantes, a été démontrée et validée. La méthode d'étiquetage d'objets à cavité intégrée est basée sur un couplage sans contact entre l'AKTAG évitant les connexions physiques entre la puce et l'ACRF. Cette technique assure à la fois les critères de faible coût et de faibles dimensions.

Les résultats de simulation électromagnétique de la structure proposée ont été présentés pour deux emplacements optimaux de l'AKTAG. La simulation a également été validée expérimentalement par la mesure de la portée de lecture au moyen d'un lecteur RFID UHF du commerce. Finalement, la configuration Tag_{int} permet d'étiqueter discrètement l'objet, de même que lorsque le tag dipôle est placé au centre de la cavité, fournissant respectivement des portées de lectures maximales mesurées de 5,5 m et 11 m. Une portée de lecture de 7,7 m a également été mesurée pour la configuration Tag_{fente} . Des performances de lecture compatibles avec les applications de traçabilité de ce type d'objet métallique sont obtenues. Une autre piste a été explorée à travers le couplage électrique d'un tag dipôle placé judicieusement à l'intérieur de la cavité permettant d'obtenir 8,5 m de portée de lecture.

Cette étude a été réalisée en UHF car actuellement aucune puce MMID n'est disponible sur le marché. Cependant, le principe de couplage entre une puce MMID et son antenne de tag reste valable également en bande V. Cette technique est notamment envisagée pour coupler une puce MMID à l'antenne guide d'onde à réseau de fentes qui est présentée par la suite au chapitre 5.

3. Réalisation de capteur de pression basé sur les cavités résonantes

Cette section se concentre sur l'exploitation des propriétés de la cavité pour ajouter une fonction de capteur passif au tag formé par l'ACRF et l'AKTAG, notamment dans le but d'utiliser ce concept en MMID.

3.1. Concept de capteur passif de pression basé sur la déflexion d'une membrane

Comme évoqué précédemment, la fréquence de résonance d'une cavité dépend de ses dimensions et du mode excité. C'est en remplaçant une paroi d'une cavité cylindrique par une membrane métallique que Léon Theremine a réalisé le « bug » [3.25]. Le « bug » fut le premier capteur sans fil de pression complètement passif dont le principe de fonctionnement est expliqué à la Figure 3.19.

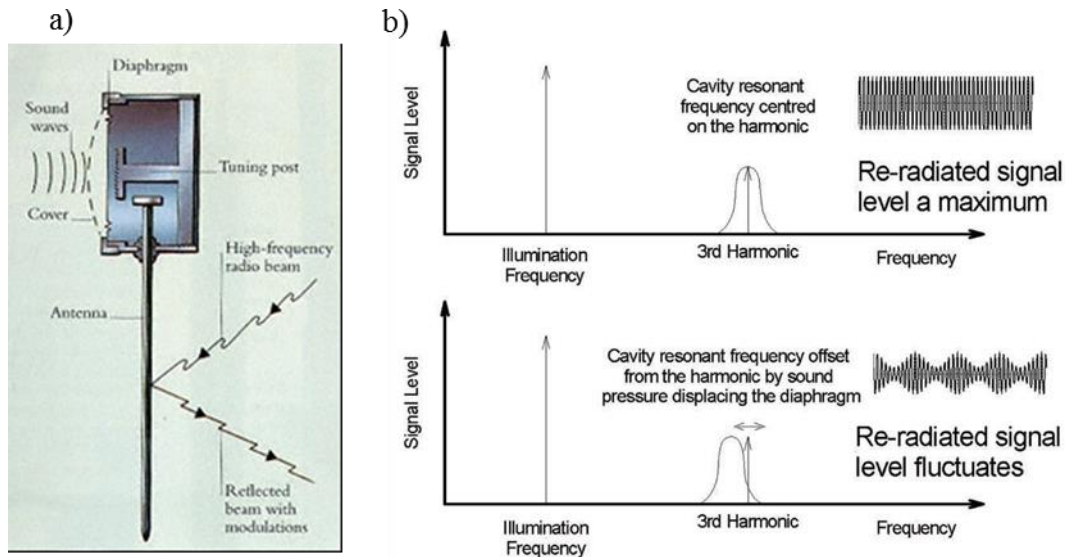


Figure 3.19. Le « bug » de Léon Theremine. a) Vue du dispositif et principe de fonctionnement. b) Technique utilisée pour le « bug » pour obtenir le capteur de pression [3.25].

D'après [3.25], le signal rétro-modulé est analysé à fréquence fixe à la troisième harmonique du signal émis par la station de base. Lorsqu'une onde acoustique exerce une différence de pression sur la membrane, le pic de rétrodiffusion varie autour de la troisième harmonique, créant une modulation d'amplitude. Les déformations de la membrane étant très faibles, de l'ordre de quelques micromètres, les variations ne sont pas très importantes et nécessitent de fortes puissances (de l'ordre de 25 W ERP) pour permettre la détection du signal rétro-modulé par le tag-capteur [3.25].

Une autre manière efficace de mesurer une pression avec un capteur passif est présentée dans [3.26]. Un capteur de pression RFID utilise la technologie MEMS (Micro-Electro-Mechanical System) pour réaliser une capacité variable en fonction de la pression car la distance entre les électrodes varie avec la pression exercée dessus. Cette capacité MEMS est alors interfacée avec une puce RFID UHF pour inclure la mesure dans la réponse du tag. Un autre principe est présenté dans [3.27], où une fine membrane en Silicium vient perturber, via sa déflexion, la fréquence de résonance d'un résonateur.

Cependant, aucun capteur du type « bug » de Theremine (à savoir une cavité résonante 3D couplée à une antenne), sans utiliser la microélectronique, n'a été reporté à notre connaissance à ce jour. La transposition du concept proposé par Theremine aux ACRF fait l'objet de la suite des études décrites dans ce chapitre. La taille de la cavité diminuant fortement avec la montée en fréquence, une même distorsion de la membrane a plus d'impact sur la SER d'une ACRF à 60 GHz que sur celle d'une ACRF à 866 MHz. Un capteur de pression entièrement basé sur une ACRF est donc envisagé en MMID et devrait présenter une meilleure sensibilité qu'à plus basses fréquences.

3.1.1. Principe de fonctionnement

L'objectif est de valider une preuve de concept de tag-capteur passif de pression basé sur une cavité cylindrique à fente. La preuve de concept est tout d'abord réalisée en basses fréquences avant d'être transposée en bande V. Une approche intéressante de tag-capteur consiste à exploiter deux

fréquences de fonctionnement. La première permet d'identifier le tag, en l'occurrence via la puce RFID UHF attachée au tag-capteur. La seconde fréquence de fonctionnement permet de coder l'information de la grandeur mesurée par le capteur. Ce concept a été introduit avec un capteur passif seul [3.27] et en RFID sans puce [3.28]. Dans [3.27], un capteur de tension (force) est présenté. Le capteur est constitué d'une antenne patch réalisant la communication avec le lecteur et d'une antenne boucle ouverte transmettant la grandeur mesurée à une autre fréquence. La boucle est ouverte en un point où la piste supérieure se place au-dessus de la piste inférieure. Avec la force appliquée sur la boucle, le gap d'air de la boucle suspendue est réduit/augmenté, changeant la fréquence de résonance de la boucle et donc sa SER. Dans [3.28], des tags RFID sans puce capteur d'humidité utilisent trois résonateurs pour coder l'identifiant du tag tandis qu'un quatrième est utilisé conjointement à des nanotubes en silicium pour réaliser la fonction de capteur.

En ajoutant à la cavité cylindrique une fente pour créer une Cavité Cylindrique à Fente (CCF), un mode de l'antenne pourrait être exploité pour identifier le tag et l'autre mode pour réaliser la fonction de capteur de pression. Une puce RFID fonctionnant à la fréquence de résonance du mode qui ne dépend pas de la hauteur de la cavité pourrait être couplée à la fente, via un AKTAG par exemple, pour réaliser la fonction d'identification. La fonction de capteur serait assurée par la résonance due au second mode qui dépend de la hauteur de la cavité et donc de la déformation de la membrane en fonction de la pression. Le protocole d'interrogation envisagé est alors de récupérer la réponse de la puce RFID puis d'émettre/recevoir à la fréquence de résonance du mode du capteur.

3.1.2. *Structure et étude des modes de résonance*

La cavité résonante cylindrique choisie pour cette réalisation est une canette de soda. Elle a été choisie pour ses dimensions compatibles avec une montée en fréquence autour de 3 GHz et pour sa simplicité d'usinage. Le rayon étant fixé, la hauteur de la canette est donc un paramètre clé à déterminer afin d'obtenir une ACRF résonant aux alentours de 3 GHz. La canette est écrêtée par le haut afin d'y fixer par la suite la membrane métallique. Le modèle CST de la structure pour une membrane au repos est présenté à la Figure 3.20, avec $r = 32,7 \text{ mm}$ le rayon de la canette et h la hauteur à déterminer. Le fond de la canette est modélisé par un chanfrein de $35,5^\circ$ sur 5 mm de profondeur. La courbure du fond de la canette n'est pas intégrée au modèle par souci de simplification. L'épaisseur des parois métalliques (incluant la membrane) est fixée à 250 μm .

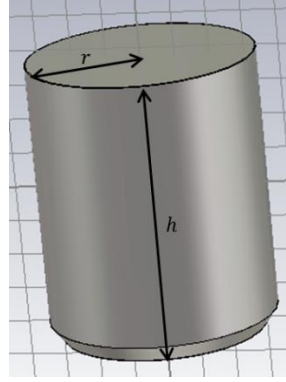


Figure 3.20. Canette écrêtée avec membrane métallique refermant la structure.

Les fréquences de résonance f_r des modes existants dans une cavité parfaitement cylindrique de rayon r et de hauteur h peuvent être déterminés analytiquement avec (3.9) et (3.10) respectivement pour les modes TE et TM, où χ_{nm} sont les m -ième zéros de la fonction de Bessel d'ordre n et χ'_{nm} sont ceux de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre n . Les zéros sont résumés dans le Tableau 3.5.

$$\text{Mode TE : } f_{r_{TE_{m,n,p}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\chi'_{nm}}{r}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (3.9)$$

$$\text{Mode TM : } f_{r_{TM_{m,n,p}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\chi_{nm}}{r}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (3.10)$$

 Tableau 3.5. Zéros de la fonction de Bessel à l'ordre n et de sa dérivée.

n	Mode TM			Mode TE		
	χ_{n1}	χ_{n2}	χ_{n3}	χ'_{n1}	χ'_{n2}	χ'_{n3}
0	2,4048	5,5201	8,6537	3,8317	7,0156	10,174
1	3,8317	7,0156	10,174	1,8412	5,3314	8,5363
2	5,1356	8,4172	11,620	3,0542	6,7061	9,9695

Il est possible de déterminer les différents modes présents dans la cavité en fonction de ses dimensions. En normalisant les paramètres, les fréquences de résonance de chaque mode sont tracées à la Figure 3.21 en fonction du rapport $(2r/h)^2$ à partir de (3.11), obtenue en réarrangeant (3.9) et (3.10), avec X égale à χ_{nm} pour les modes TM et χ'_{nm} pour les modes TE.

$$(2rf_r)^2 = \left(\frac{c}{2\pi}\right)^2 \left(4(X)^2 + (p\pi)^2 \left(\frac{2r}{h}\right)^2\right) \quad (3.11)$$

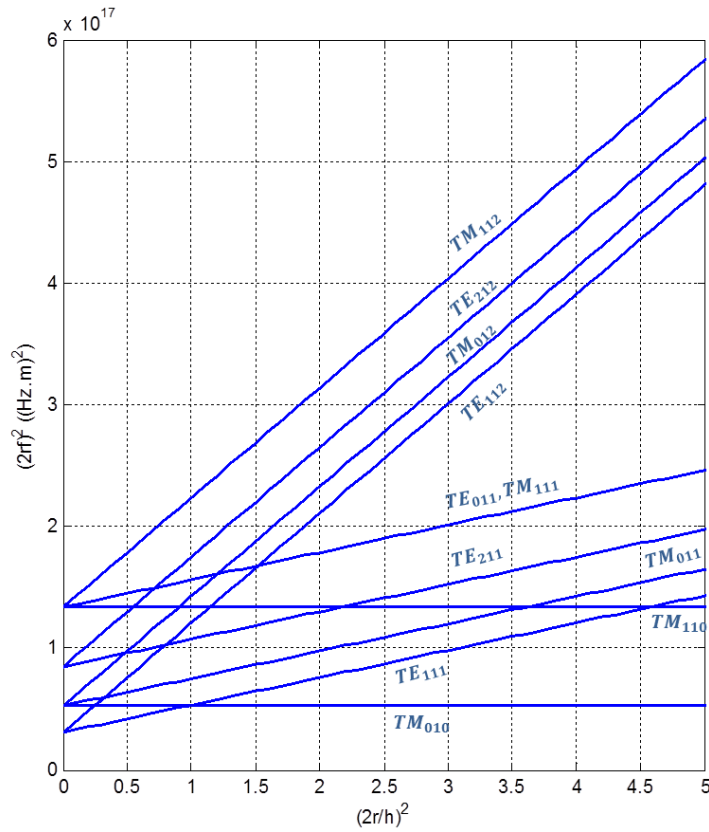


Figure 3.21. Abaque normalisé des fréquences de résonance de chaque mode en fonction des dimensions de la cavité cylindrique.

Afin de pouvoir placer la fente selon la hauteur de la cavité, le mode TE_{111} peut être utilisé. D’après la Figure 3.21, un rapport $(2r/h)^2$ inférieur à 1 permet de générer le mode TE_{111} en tant que mode fondamental. La fente devant mesurer environ 5 cm (soit $\lambda/2$ à 3 GHz), les dimensions de la canette écrêtée doivent permettre de contenir cette fente. Une hauteur de canette de $h = 75 \text{ mm}$ est choisie, ce qui conduit à un rapport $(2r/h)^2 = 0,76$. Il convient de noter que le mode TE_{111} est un mode dit « croisé » car deux distributions TE_{111} orthogonales existent à la même fréquence. Mais cette distribution « croisée » n’a pas d’importance pour la suite de l’étude car seule une antenne est utilisée, excitant une seule des deux distributions.

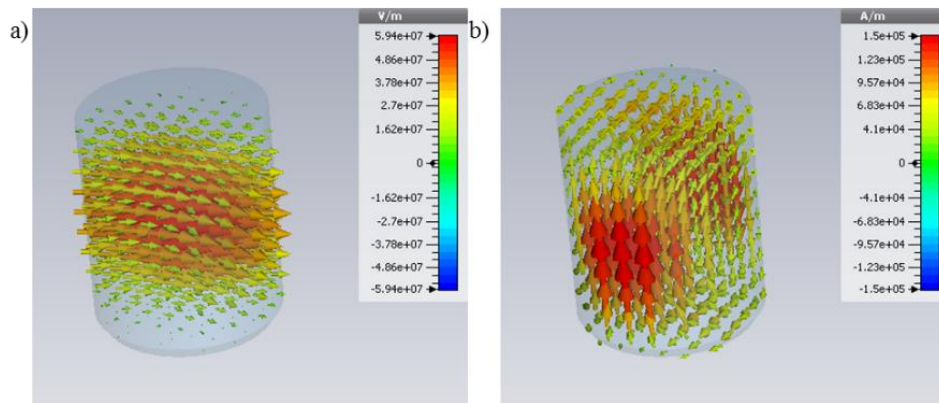


Figure 3.22. Distribution de champ pour le mode TE_{111} dans la canette écrêtée. a) Champ \vec{E} . b) Champ \vec{H} .

Afin de comparer théorie et simulation, les modes d'un cylindre parfait de dimensions $r \times h$ ont été calculés analytiquement et comparés à la simulation de la canette. Le mode fondamental apparaît à 3,274 GHz pour le cylindre parfait contre 3,278 GHz pour le cylindre chanfreiné. De même, le second mode (TM_{010}) apparaît à deux fréquences très proches selon le modèle : 3,508 GHz pour le cylindre parfait contre 3,520 GHz pour la canette. L'effet du chanfrein est donc négligeable car il y a un très bon accord entre les fréquences calculées analytiquement et celles issues de la simulation (moins de 0,3 % de variation). Le Tableau 3.6 compare directement les fréquences de résonance de la canette simulée à celles calculées analytiquement.

Tableau 3.6. Calculs analytiques et simulés des modes de résonance de la canette.

Mode	f_r analytique	f_r simulée
TE_{111}	3,278 GHz	3,278 GHz
TM_{010}	3,510 GHz	3,520 GHz
TM_{011}	3,981 GHz	4,004 GHz
TE_{112}	4,614 GHz	4,617 GHz

3.1.3. Étude de la cavité cylindrique à fente

3.1.3.1. Modélisation du tag-captteur de pression

La déflexion réelle d'une membrane est d'allure parabolique, cependant un modèle plus simple présenté dans [3.29] est utilisé. La déflexion de la membrane étant très faible par rapport à sa surface, sa déformation peut être assimilée à un enfoncement plat dont les bords sont obliques (Figure 3.23-b)). Pour modéliser la membrane, le haut de la canette est extrudé puis chanfreiné de manière à obtenir un disque de rayon interne plus petit que celui de la canette tandis que l'enfoncement de pente 70° [3.29] se fait sur une variation δh . Le modèle CST de la CCF incluant la modélisation de la déflexion de la membrane est présenté à la Figure 3.23.

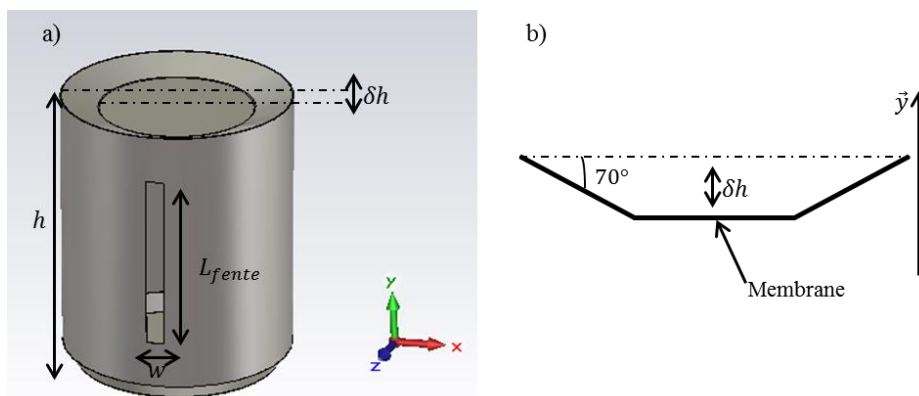


Figure 3.23. CCF avec membrane incurvée vers l'intérieur de la cavité. a) Modèle CST de la CCF. b) Vue de coupe de la déflexion de la membrane.

3.1.3.2. Dimensionnement de la fente

Une étude paramétrique de la SER en fonction de la longueur de la fente et de la hauteur de la cavité est présentée à la Figure 3.24. Elle est simulée à incidence normale, l'onde plane étant polarisée linéairement selon l'axe \vec{x} (Figure 3.23-a)). L'épaisseur de la fente w est fixée à 5 mm, sa valeur ayant une incidence négligeable.

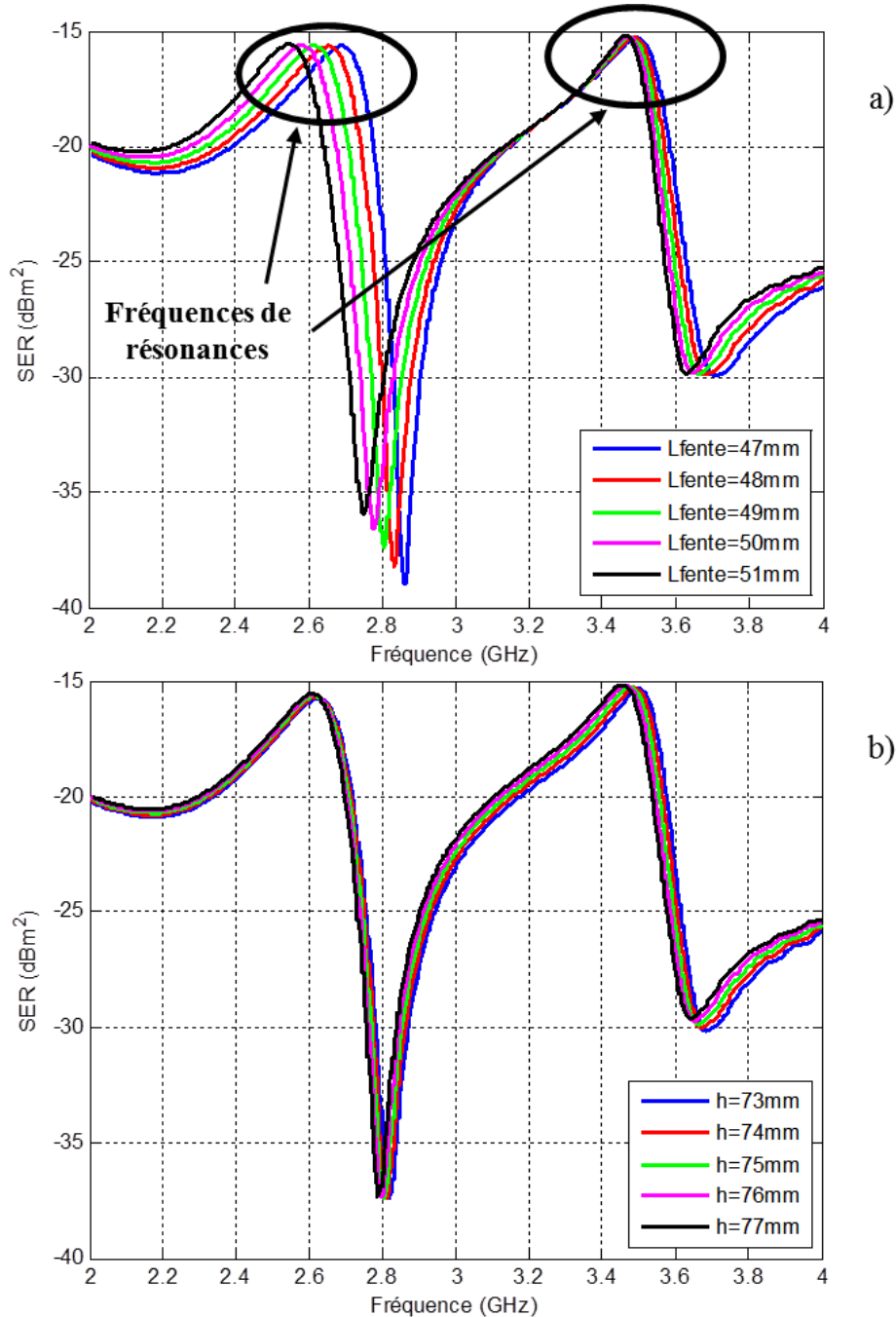


Figure 3.24. Étude paramétrique de la SER de la CCF à incidence normale. a) SER lorsque la longueur de la fente varie autour de 49 mm, l'épaisseur w restant constante égale à 5 mm. b) SER en variant la hauteur de la cavité pour une fente de 49 mm × 5 mm.

Cette étude permet d'identifier les deux fréquences de fonctionnement de la CCF, correspondant aux deux maxima de la courbe. La première résonance autour de 2,8 GHz dépend de manière significative de la longueur de la fente tandis qu'elle n'est quasiment pas impactée par la variation de hauteur de la cavité. Une longueur de 49 mm est choisie pour la fente afin d'obtenir des résonances au repos à 2,6 GHz et 3,5 GHz. La Figure 3.25 présente le champ \vec{E} et \vec{H} à 2,6 GHz.

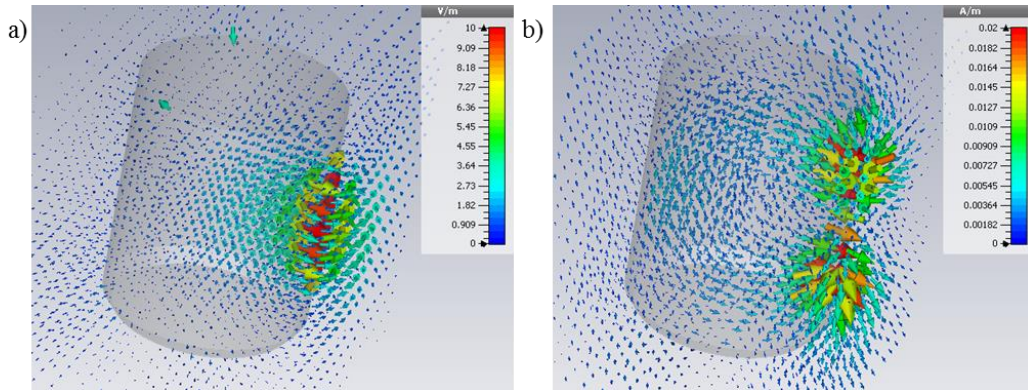


Figure 3.25. Distribution de champ dans la CCF à 2,6 GHz. a) Champ \vec{E} . b) Champ \vec{H} .

Il convient de noter que le champ dans la cavité est très faible. Il est confiné autour de la fente et provient donc de la résonance de celle-ci. Cette étude explique donc pourquoi la résonance dépend très peu de la hauteur de la cavité par rapport à la seconde résonance. La Figure 3.26 montre le champ \vec{E} et \vec{H} à la fréquence de la seconde résonance à 3,5 GHz.

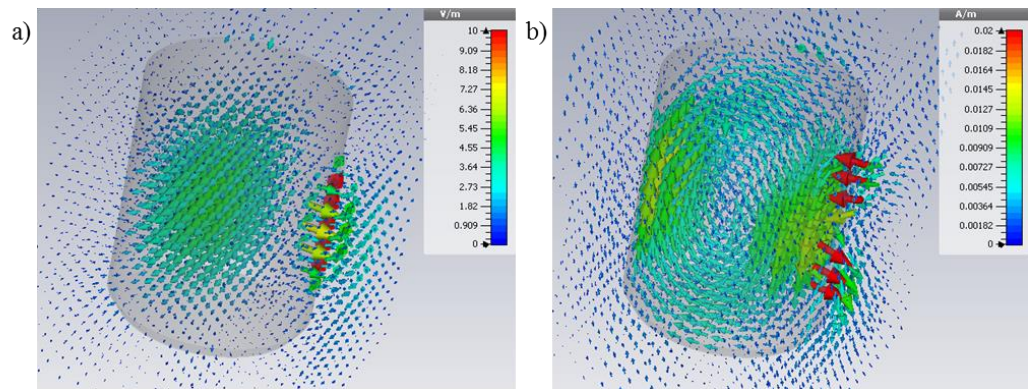


Figure 3.26. Distribution de champ dans la CCF à 3,5 GHz correspondant au mode TE_{111} . a) Champ \vec{E} . b) Champ \vec{H} .

Le mode TE_{111} de la cavité apparaît clairement. Cette étude explique que cette résonance est plus sensible à la hauteur de la cavité. Comme le mode interagit aussi fortement avec la fente, la résonance est aussi dépendante de la longueur de la fente. La première fréquence de résonance peut donc être utilisée pour la fonction d'identification. La seconde, qui dépend d'avantage de la hauteur de la canette avec un décalage de la fréquence de 12 MHz/mm, peut être utilisée pour transmettre l'information sur la déflexion de la membrane. Cependant, le fait de charger la fente avec un tag type AKTAG peut avoir une incidence sur le comportement global du tag-capteur. Cet impact doit alors être clairement

caractérisé lors de la conception du tag, notamment afin de choisir la meilleure solution pour ajouter le tag à la structure (i.e. celle qui perturbe le moins les résonances).

3.1.3.3. Etude de la variation de la SER en fonction de la déflexion de la membrane

La SER à incidence normale est tracée pour plusieurs déplacements de la membrane δh autour du point de fonctionnement (membrane au repos, i.e. $\delta h = 0 \text{ mm}$). La Figure 3.27 présente les résultats de la simulation et permet de constater un net décalage de la fréquence de la seconde résonance en fonction du déplacement de la membrane.

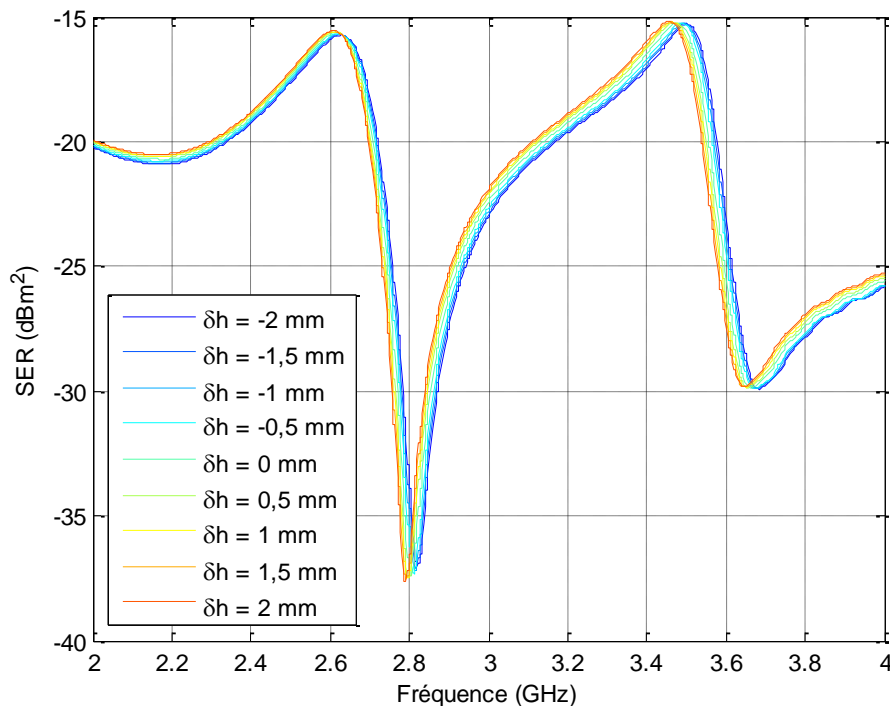


Figure 3.27. SER à incidence normale en fonction de la déflexion de la membrane.

La membrane étant « visible » par l'onde incidente, sa déflexion impacte également la SER totale du tag, ce qui explique qu'une variation de SER est observée à d'autres fréquences. Deux paramètres peuvent permettre de coder l'information de la position de la membrane : la fréquence de résonance f_0 et la variation de SER $\Delta\sigma$.

La variation de la fréquence de résonance de la SER en fonction de la déflexion est étudiée à la Figure 3.28. Les variations de la fréquence de résonance autour du point de fonctionnement sont faibles (de l'ordre 5 MHz/mm pour la première fréquence de résonance et de 12 MHz/mm pour la seconde). De plus, la détection de la fréquence de résonance est complexe à mettre en œuvre. En effet, soit il faut envoyer une impulsion (signal contenant toutes les fréquences de la plage de fonctionnement) et être limité par les normes. Soit il faut balayer les fréquences en émettant une onde continue, ce qui peut s'avérer lent et peu précis si la membrane oscille à des fréquences élevées.

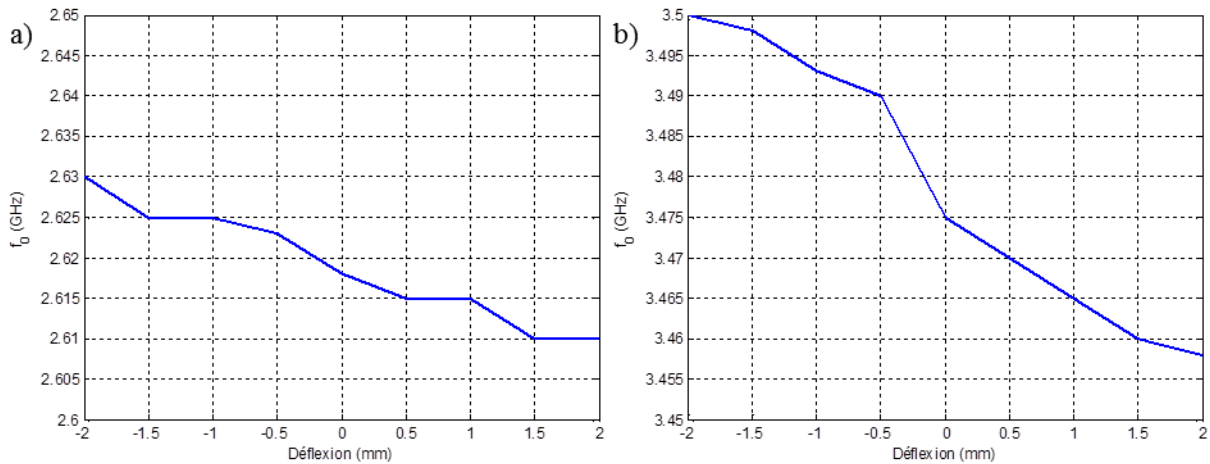


Figure 3.28. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la déflexion de la membrane. a) Première résonance. b) Seconde résonance.

La présence d'une forte pente dans la courbe de SER entre 3,5 GHz et 3,6 GHz permet d'envisager une bonne dynamique de mesure en interrogeant le capteur à fréquence fixe. La $\Delta\sigma$ observée à cette fréquence fixe f_f permet donc pour coder la mesure du capteur. De plus, cette technique ne requiert qu'une onde continue émise à fréquence fixe, rendant le système d'interrogation simple et peu contraint. Afin de choisir la fréquence optimale à laquelle la sensibilité de mesure est la plus élevée et la plus linéaire possible, la $\Delta\sigma$ entre deux états symétriques autour du point de repos, i.e. entre deux déflexions de même amplitude positive et négative, est tracée en fonction de la fréquence à la Figure 3.29.

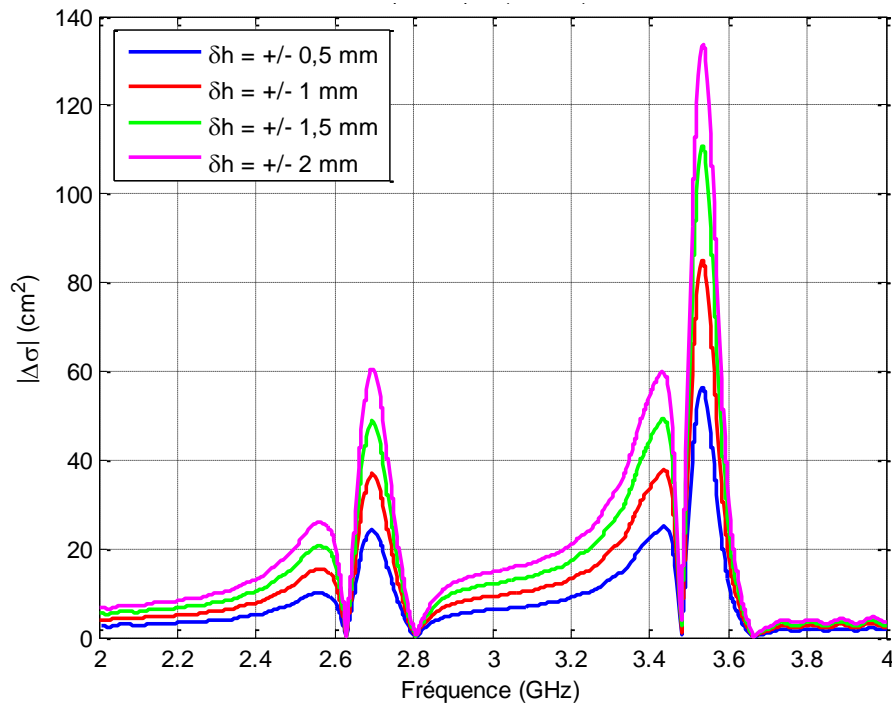


Figure 3.29. Variation de la SER $\Delta\sigma$ entre deux états opposés de la membrane.

La fréquence 3,535 GHz est sélectionnée pour sa sensibilité maximale et quasi-linéaire de 55,25 cm²/mm. De plus, la SER à cette fréquence est symétrique autour du point de repos, c'est-à-dire que la SER pour un déplacement δh positif (membrane bombée) est la même que pour ce même δh négatif (membrane creusée).

Un bilan de liaison théorique permet d'évaluer la variation de puissance retournée au lecteur lorsque la membrane oscille entre $\delta h = -0,5 \text{ mm}$ et $\delta h = +0,5 \text{ mm}$. La portée de détection maximale de la variation de 55,25 cm² est estimée à 4,5 m avec un bilan de puissance simplifié (33 dBm EIRP, gain en réception de 10 dBi, sensibilité du lecteur de -70 dBm). Cette variation de SER est faible mais elle permet théoriquement de détecter une vibration acoustique provoquée par la voix (de l'ordre de 2 μm à 5 μm [3.29] obtenue avec une membrane en silicium de 50 μm d'épaisseur). En effet, cela correspond avec la canette à fente à une $\Delta\sigma$ de 27 mm² environ et donc à une portée de 1,6 m dans le cas idéal.

3.1.3.4. Validation expérimentale

Afin de valider ces simulations, un prototype est réalisé en ajoutant une membrane en aluminium sur la cavité. Cette membrane a une déflexion fixée manuellement à -4 mm, 0 mm et +4 mm (il est en effet délicat de déterminer en pratique la déflexion si elle est inférieure au millimètre). La SER à incidence normale est alors mesurée en configuration bi-statique avec la technique de mesure avec une cible référence qui est une plaque métallique de 5 cm × 5 cm. Une distance de 1,5 m sépare les antennes du VNA du capteur. Les résultats sont comparés à la simulation à la Figure 3.30.

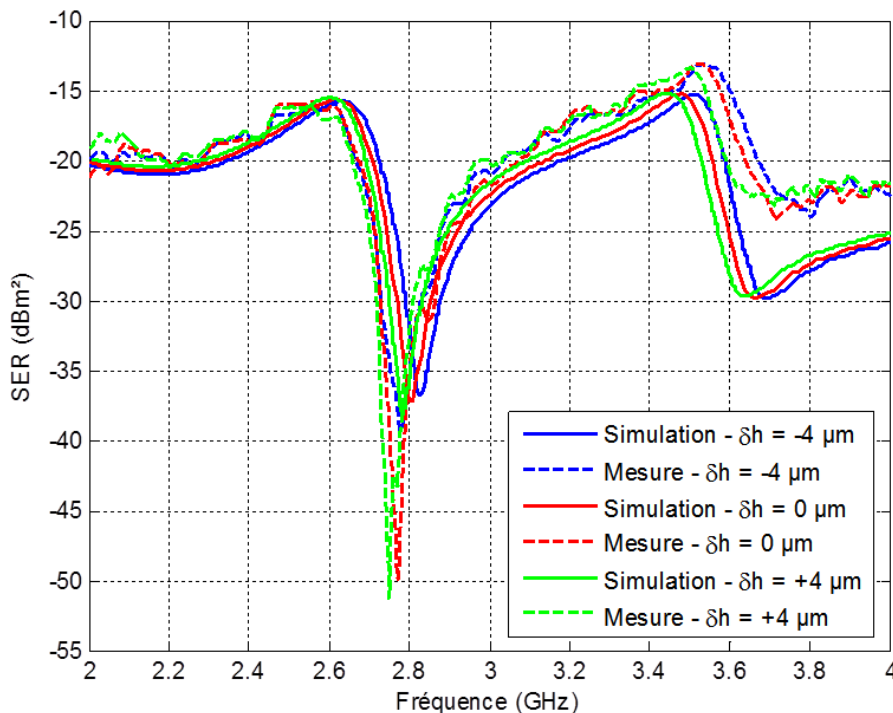


Figure 3.30. SER simulée et mesurée du prototype réalisé pour différentes positions de la membrane.

Un bon accord entre mesure et simulation est obtenu. Les écarts peuvent s'expliquer par la différence physique de la membrane entre la simulation et la mesure. D'une part la déflexion réelle ne peut être connue précisément et d'autre part le modèle de déflexion de la membrane est rectiligne (Cf. Figure 3.23-b)) alors que la déflexion réelle est courbe. Par ailleurs, la dynamique de mesure pourrait être améliorée pour obtenir des résultats plus précis. En effet, les câbles utilisés pour connecter les antennes de mesure au VNA présentent des pertes d'atténuation mesurées d'environ -10 dB à cause de leur longueur (près de 5 mètres par câble). La variation de SER est également calculée et est représentée à la Figure 3.31.

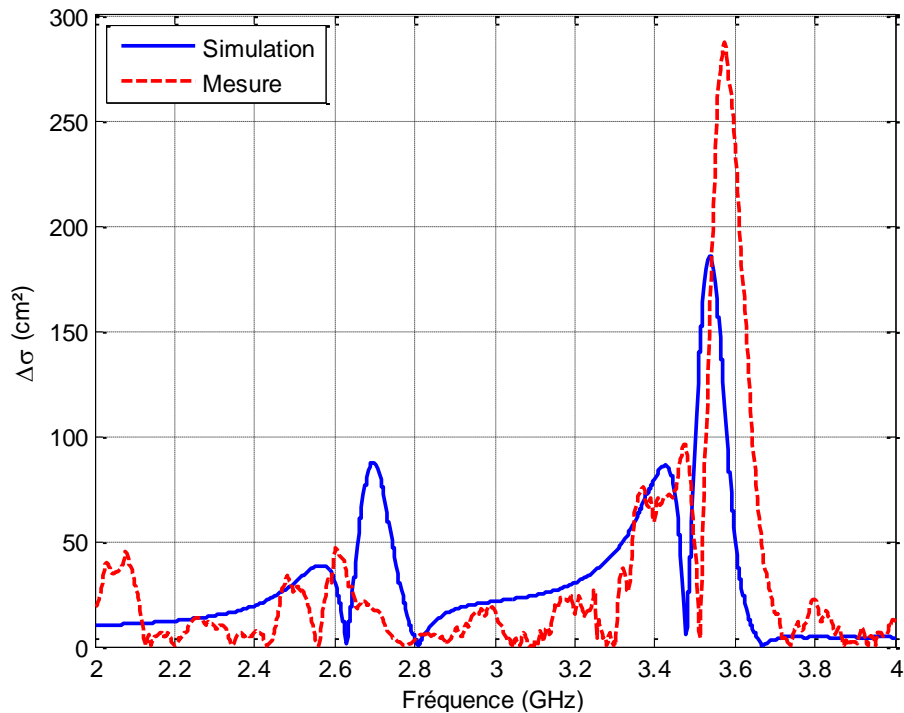


Figure 3.31. Δ SER simulée et mesurée du prototype entre $\delta h = -4 \text{ mm}$ et $\delta h = +4 \text{ mm}$.

Une $\Delta\sigma$ maximale de 287,1 cm² à 3,57 GHz est mesurée, tandis que la variation de la SER à la première résonance est très inférieure (47,3 cm² à 2,6 GHz). L'écart entre simulation et mesure vient principalement de l'erreur de modèle entre la membrane simulée et la membrane réelle. Néanmoins, avec la Δ SER mesurée, une sensibilité de 36 cm²/mm est obtenue, valeur proche des 55 cm²/mm obtenus auparavant. Une distance maximale de détection de 1,4 m est estimée avec le même bilan de puissance que précédemment. Le concept de capteur passif de pression dont l'identification se fait à la fréquence de 2,6 GHz et la mesure de la déflexion se fait à 3,57 GHz est validé. Cette expérience permet d'envisager d'étendre le concept en bande millimétrique. Les déplacements de la membrane relativement à la longueur d'onde étant plus important, une meilleure sensibilité est espérée.

3.2. Etude d'un tag-capteur de pression MMID

Après avoir démontré le concept de tag-capteur de pression à 3,5 GHz basé sur une cavité cylindrique à fente dont l'une des parois est remplacée par une membrane, le concept est étendu à la bande V dans cette section.

3.2.1. Conception de la cavité à fente en bande millimétrique

Une cavité rectangulaire est choisie pour sa simplicité de conception, sa SER directive, sa compatibilité avec les guide d'onde WR15 et pour la possibilité de placer la membrane sur la paroi opposée à la fente, la rendant invisible à l'onde plane incidente de sorte que sa structure géométrique elle-même n'impacte pas la SER. La cavité à fente, de schéma identique à celui de la Figure 3.2, est conçue en se basant sur une section de guide d'onde WR15 de dimensions $a \times b = 3,76 \text{ mm} \times 1,88 \text{ mm}$ fonctionnant au mode fondamental TE_{101} . La longueur d de la cavité est déterminée par (3.12), obtenue à partir de (3.1), pour obtenir une résonance à $f_{c_{101}}$.

$$d = \frac{c}{2\sqrt{f_{c_{101}}^2 - \left(\frac{c}{2a}\right)^2}} \quad (3.12)$$

La fréquence de résonance est fixée à 60 GHz, conduisant à une longueur $d = 3,347 \text{ mm}$. La cavité est simulée avec le solveur aux valeurs propres. Une résonance à 59,97 GHz est obtenue, validant le dimensionnement de la cavité.

En reprenant le même type de conception évoqué lors de la conception de l'ACRF fonctionnant avec le mode fondamental TE_{101} en bande UHF (Figure 3.2), les dimensions de la fente placée sur la face de dimension $a \times b$ sont optimisées afin d'obtenir une SER avec une résonance avec un coefficient de qualité élevé à 60 GHz. La bande-passante de la SER est en effet un élément clé de la sensibilité du capteur : plus la SER est à bande étroite (coefficient de qualité élevé), plus la sensibilité sur la fréquence de résonance est élevée. Une étude paramétrique de la SER à incidence normale à la fente en fonction de la longueur L et de la largeur W de la fente est présentée à la Figure 3.32. Cette étude permet de constater que la largeur influe fortement sur la bande passante tandis que la longueur influe d'avantage sur la fréquence de résonance.

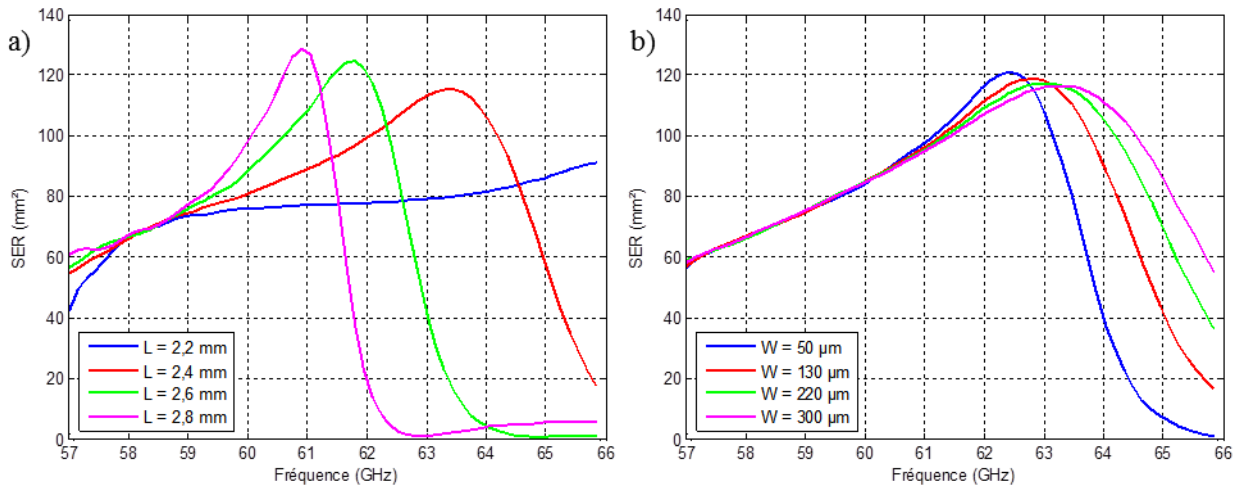


Figure 3.32. SER de la cavité résonante à fente. a) En fonction de L pour $W = 50 \mu\text{m}$. b) En fonction de W pour $L = 2,5 \text{ mm}$.

Une largeur de fente de $50 \mu\text{m}$ est choisie afin d’obtenir une réponse à bande étroite. La longueur de la fente est alors optimisée pour que la SER soit maximale à 60 GHz. Au final, la longueur de la fente retenue est $L = 3,4 \text{ mm}$.

3.2.2. Modélisation de la déflexion de la membrane

Le mode fondamental de l’ACRF TE_{101} ne dépendant pas de la hauteur de la cavité, la paroi arrière de la cavité est remplacée par la membrane. La déflexion de la membrane est simplement modélisée à la Figure 3.33, de manière similaire à celle présentée à la Figure 3.23-b).

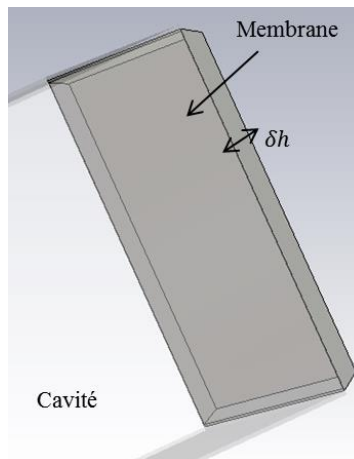


Figure 3.33. Modélisation de la déflexion de la membrane (ici pour $\delta h > 0$).

3.2.3. Analyse des performances du capteur MMID passif

La SER à incidence normale est simulée pour plusieurs variations de δh avec un pas de $55 \mu\text{m}$ autour de la position de repos ($\delta h = 0 \text{ mm}$). Les résultats sont présentés à la Figure 3.34 et permettent de valider la conception car la résonance de la SER pour $\delta h = 0 \text{ mm}$ est bien à 60 GHz. Une plus grande sensibilité du capteur est constatée par rapport aux résultats obtenus avec la canette à fente. En effet, le

décalage de la fréquence de résonance de la SER est de 500 MHz environ pour 55 μm de déflexion pour le capteur MMID contre 12 MHz environ pour 500 μm de déflexion pour la canette à fente, c'est-à-dire que le capteur MMID présente une sensibilité en fréquence 40 fois plus importante.

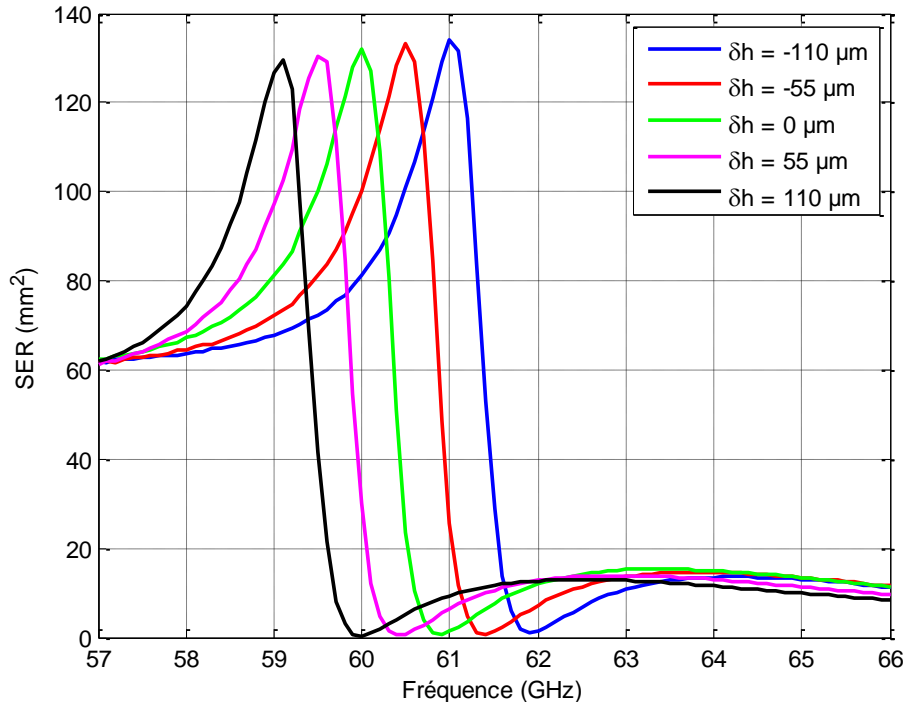


Figure 3.34. SER du capteur MMID à base de cavité résonante à fente pour différentes déflexions δh de la membrane autour du point de repos.

Il convient de noter que la variation de la fréquence de résonance f_0 est linéaire, comme le montre la Figure 3.35, ce qui est très important pour la précision du capteur. L'interrogation du capteur se faisant à fréquence fixe il est primordial de déterminer la fréquence optimale assurant une sensibilité maximale tout en assurant des niveaux de SER moyens détectables. Une fréquence d'observation fixe est choisie dans la pente négative de la SER pour interroger le capteur, ce permet d'obtenir des variations de SER maximales et linéaires autour de la position de repos.

Pour valider ce concept, la simulation est reconduite avec cette fois-ci un pas de 1 μm pour la déflexion de la membrane. La variation de la fréquence de résonance est toujours constante en fonction de la déflexion (environ 9 MHz/ μm). La variation de SER $\Delta\sigma_0$ par rapport à l'état de repos est tracée à la Figure 3.36 pour chaque déflexion. A partir de ces résultats, la fréquence de 60,3 GHz est sélectionnée comme fréquence d'interrogation car elle présente une $\Delta\sigma$ maximale et symétrique par rapport au point de repos. De plus, elle permet d'avoir un niveau moyen de SER de 90 mm² proche des 131 mm² maximum à 60 GHz lorsqu'il n'y a pas de déflexion, assurant un bon niveau de détection par le lecteur.

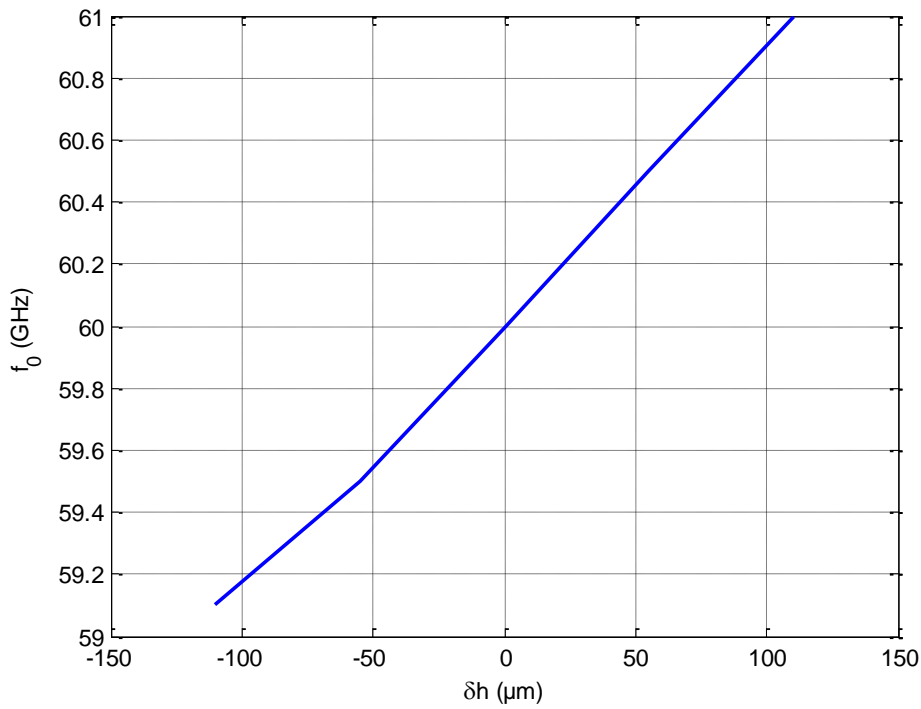


Figure 3.35. Fréquence de résonance f_0 du capteur MMID en fonction de la déflexion de la membrane.

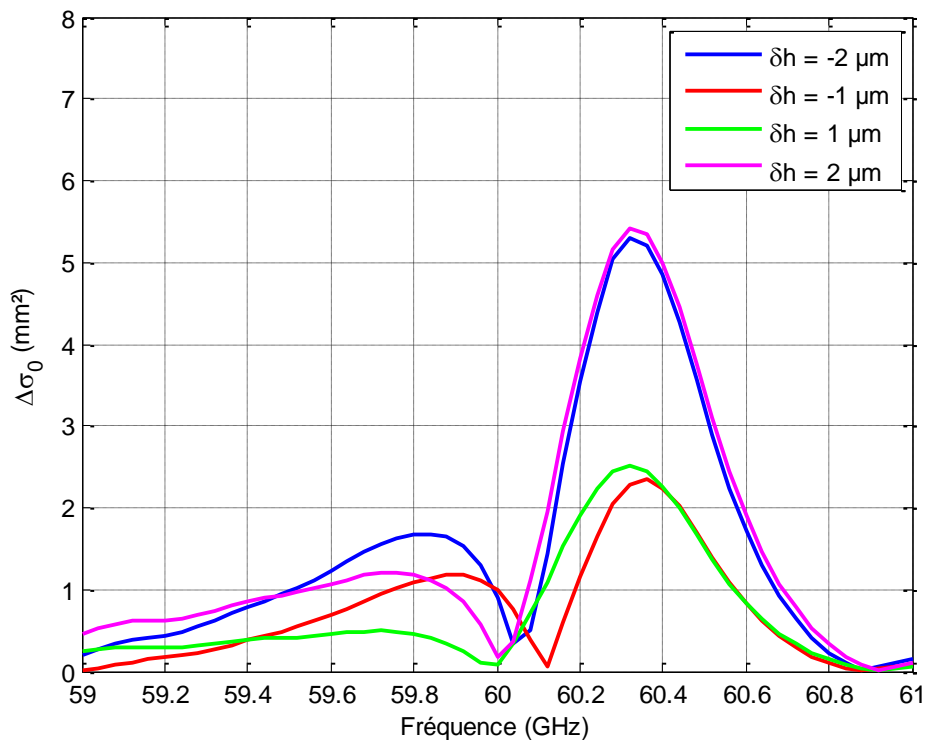


Figure 3.36. Variation de SER $\Delta\sigma_0$ calculée par rapport à la SER au repos en fonction de la déflexion de la membrane.

Finalement, la SER du capteur MMID à la fréquence 60,3 GHz varie linéairement avec une sensibilité de 2 mm² par micromètre de déplacement comme le montre la Figure 3.37.

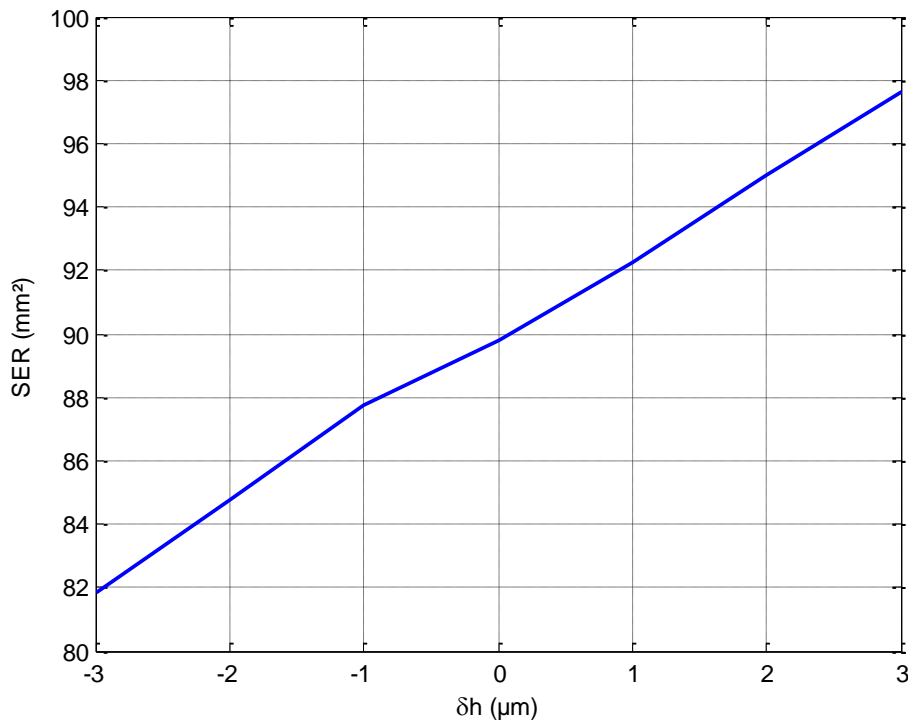


Figure 3.37. SER du capteur MMID interrogé à fréquence constante 60,3 GHz.

3.2.4. Etude de la portée de détection du tag-capteur

Un bilan de liaison permet d'estimer la portée de lecture jusqu'à laquelle la variation de SER serait détectable. Une configuration mono-statique (similaire au banc de mesure de SER présenté au chapitre 2) est considérée. Le système de lecture émet une onde continue à 60,3 GHz de puissance EIRP 40 dBm. Une sensibilité en réception de -65 dBm est considérée tandis que l'antenne d'émission/réception présente un gain 24 dB. Le capteur est supposé parfaitement aligné et adapté en polarisation avec l'antenne d'émission/réception du VNA. La variation de puissance reçue ΔP_r est donnée par (3.5), pour $G_e = G_r$ et $\Delta\sigma_{tag} = \Delta\sigma_0$. La limite de portée de détection est atteinte lorsque la variation de puissance reçue ΔP_r égale la sensibilité du lecteur $P_{sens} = 316 \text{ pW}$. Le bilan de liaison est tracé à la Figure 3.38 pour des déflexions de 1 μm ($\Delta\sigma_0 = 2 \text{ mm}^2$), 2 μm ($\Delta\sigma_0 = 4 \text{ mm}^2$) et 3 μm ($\Delta\sigma_0 = 2 \text{ mm}^2$).

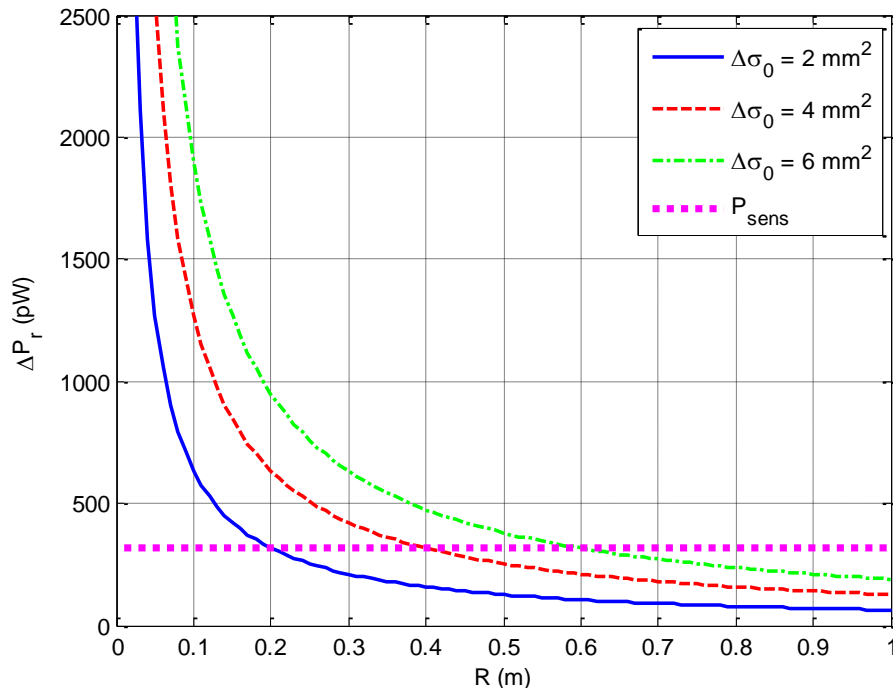


Figure 3.38. Variation de puissance reçue en fonction de la variation de SER du capteur MMID pour une puissance EIRP de 40 dBm.

Le capteur MMID permet donc de mesurer des déflexions de $1 \mu\text{m}$ d'une membrane métallique souple attachée au fond de la cavité sur une distance de 20 cm avec une puissance EIRP maximale de 40 dBm.

3.2.5. Conclusion de l'étude

Cette étude valide d'une part le concept de tag-capteur de pression passif 3D à 60 GHz et d'autre part elle démontre que la montée en fréquence permet d'améliorer significativement la sensibilité du capteur de déflexion par rapport à la version UHF. Le tag-capteur est notamment envisagée pour détecter des sons. En effet, la voix peut induire une variation de pression faisant varier la déflexion de la membrane de quelques micromètres [3.29]. Cette déflexion est suffisante pour être détectée par le système de lecture du tag-capteur mais avec des portées théoriques très faibles. Une puissance EIRP importante est toutefois nécessaire et la mesure réelle est sensible aux perturbations telles que des échos parasites qui pourraient masquer la réponse du capteur MMID. Une structure présentant une SER plus élevée est donc nécessaire pour améliorer les performances. Cette option sera étudiée dans le chapitre 5 au moyen d'une antenne guide d'onde à réseau de fentes fonctionnant à 58,8 GHz.

4. Conclusion

Ce chapitre a présenté une étude permettant d'identifier des objets métalliques embarquant une structure de type cavité résonante. D'autre part il a été démontré que la structure résonante de ces familles d'objets métalliques pouvait être exploitée afin d'y intégrer une fonction de capteur passif.

L'utilisation d'une étiquette RFID de type boucle couplée électro-magnétiquement à la cavité à fente réalisée à partir de l'objet métallique à étiqueter permet d'identifier cet objet facilement et à faible coût. Cette solution permet de s'affranchir de coûteux tags spécialisés pour l'identification d'objets métalliques tout en évitant toute connexion physique entre la puce et la cavité. Des portées de lecture comprise entre 5 et 8 mètres ont été démontrées à partir d'un cas réel à base de boîte à biscuit identifiée au moyen d'un AKTAG dont les positions de couplage ont été optimisées.

A partir d'une cavité cylindrique, un capteur de pression à 3,5 GHz basé sur une membrane métallique remplaçant une des parois de la cavité à fente a été réalisé et caractérisé. Une sensibilité en ΔSER de 55,25cm²/mm a été obtenue. L'identification est envisagée au moyen d'un tag de type AKTAG à une fréquence basse (2,6 GHz) tandis que la grandeur à mesurer est détectée à la fréquence constante de 3,57 GHz. La mesure de la SER en fonction de la déflexion de la membrane a été réalisée à 1,5 m avec 0 dBm de puissance d'émission, permettant d'envisager une détection à plus longue distance si la puissance EIRP maximale était utilisée. Le concept a pu être étendu et confirmé par simulation à la bande millimétrique où une cavité à fente rectangulaire de très petites dimensions (3,75 mm × 1,88 mm × 3,35 mm) a permis d'obtenir une sensibilité de 2 mm²/μm avec une portée théorique de détection de 20 cm pour une sensibilité de -65 dBm et une puissance EIRP de 40 dBm. Cette étude permet donc d'envisager l'utilisation de structures de type cavité résonante en MMID pour réaliser des capteurs passifs identifiables. A titre de comparaison, le capteur de pression basé sur un filtre réalisé sur silicium [3.29] présente une variation de fréquence de résonance de 1 GHz/μm à 28 GHz contre 9 MHz/μm pour le capteur passif MMID. Ce capteur sur silicium a été également testé avec un radar dans [3.30] où une sensibilité de 4500 mm²/μm est obtenue lorsque le capteur est connecté à une antenne de gain 15 dBi contre 2 mm²/μm pour le capteur passif MMID présentant un gain de 5 dBi environ. L'utilisation de ce concept avec une antenne au gain élevé pourrait permettre d'étendre la sensibilité et la ramener proche de celle d'un capteur réalisé sur silicium.

5. Références

- [3.1] D. M. Dobkin, S. M. Weigand, « Environmental effects on RFID tag antennas », in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest (IMS), Jun. 2005.
- [3.2] <http://www.atlasrfidstore.com/omni-id-prox-rigid-rfid-tag-pack-of-10>
- [3.3] D. Kim, J. Yeo, « A passive RFID tag antenna installed in a recessed cavity in a metallic platform », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 12, pp. 3814-3820, Dec. 2010.
- [3.4] S.-L. Chen, « A Miniature RFID Tag Antenna Design for Metallic Objects Application », IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 8, pp. 1043-1045, Sep. 2009.
- [3.5] D.-U. Sim, D.-H. Kim, J.-I. Choi, H.-D. Choi, « Design of Novel Dipole-Type Tag Antennas using Electromagnetic Bandgap (EBG) Surface for Passive RFID Applications », in IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Society, pp. 1333-1336, Jun. 2007.
- [3.6] B. Gao, M. M. F. Yuen, « Passive UHF RFID Packaging with Electromagnetic Band Gap (EBG) Material for Metallic Objects Tracking », IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol., vol. 1, no. 8, pp. 1140-1146, Aug. 2011.
- [3.7] J. Choo, J. Ryoo, « UHF RFID Tag Applicable to Various Objects », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, no. 2, pp. 922-925, Feb. 2014.
- [3.8] H. Kwon, B. Lee, « Compact slotted planar inverted-F RFID tag mountable on metallic objects », Electron. Lett., vol. 41, no. 24, pp. 1308-1310, Nov. 2005.
- [3.9] J.-S. Kim, W. Choi, G.-Y. Choi, « UHF RFID tag antenna using two PIFAs embedded in metallic objects », Electron. Lett., vol. 44, no. 20, pp. 1181-1182, Sep. 2008.
- [3.10] H.-D. Chen, Y.-H. Tsao, « Broadband Capacitively Coupled Patch Antenna for RFID Tag Mountable on Metallic Objects », IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 9, pp. 489-492, May 2010.
- [3.11] A. Ghiotto, S. F. Cantalice, T. P. Vuong, A. Pouzin, G. Fontgalland and S. Tedjini, « Miniaturized Patch Antenna for the Radio Frequency Identification of Metallic Objects », in IEEE Int. Microw. Symp. Digest (IMS), pp. 583-586, Jun. 2008.
- [3.12] <http://www.atlasrfidstore.com/confidex-silverline-rfid-tag-monza-4qt-roll-of-500>
- [3.13] K. H. Lin, S. L. Chen, R. Mittra, « A capacitively coupling multifeed slot antenna for metallic RFID tag design », IEEE Antennas Wireless Prop. Lett., vol. 9, pp. 447-450, Apr. 2010.
- [3.14] <http://www.alientechnology.com/wp-content/uploads/Alien-Technology-Higgs-4-IC-Datasheet.pdf>
- [3.15] <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202765328-Monza-R6-Product-Datasheet>
- [3.16] <http://www.tagsysrfid.com/Products-Services/RFID-Tags/AK>
- [3.17] http://www.impinj.com/Monza_5_RFID_Tag_Chips.aspx

- [3.18] D. Hill, « Electromagnetic Fields in Cavities: Deterministic and Statistical Theories », Wiley-IEEE Press, 1st ed., pp. 25-39, 2009.
- [3.19] M. Omiya, T. Hikage, N. Ohno, K. Horiguchi, K. Itoh, « Design of Cavity-Backed Slot Antennas Using the Finite-Difference Time-Domain Technique », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 12, pp. 1853-1858, Dec. 1998.
- [3.20] C. A. Balanis, « Aperture antennas », in « Antenna theory – Analysis and Design », 3rd ed., John Wiley & Sons, pp. 697-701, 2005.
- [3.21] A. Ghiotto, « Conception d'antennes de tags RFID UHF, application à la réalisation par jet de matière », Ph. D. dissertation, Grenoble INP – LCIS, Institut Polytechnique de Grenoble, Nov. 2008.
- [3.22] L. W. Mayer and A. L. Scholtz, « Sensitivity and Impedance Measurement on UHF RFID Transponder Chips », in 2nd Int. EURASIP Workshop RFID Technol., pp. 1-10, Jul. 2008.
- [3.23] Finkenzeller K., « RFID Handbook-Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification », 1st ed., Wiley: Chichester, pp.342-354, 2003.
- [3.24] <http://www.atlasrfidstore.com/rfid-windshield-tag-pack-of-5/>
- [3.25] G. Brooker, J. Gomez, « Lev Termen's Great Seal Bug Analyzed », *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol. 28, no. 11, pp. 4-11, Nov. 2013.
- [3.26] A. Beriain, I. Rebolloy, I. Fernandez, J. F. Sevillano, R. Berenguer, « A Passive UHF RFID Pressure Sensor Tag with a 7.27 bit and 5.47pJ Capacitive Sensor Interface », in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest (IMS)*, pp. 1-3, Jun. 2012.
- [3.27] T. T. Thai, H. Aubert, P. Pons, M. M. Tentzeris, R. Plana, « Design of a highly sensitive wireless passive RF strain transducer », in *Proc. IEEE MTT-S Int. Symp.*, pp. 1-4, Jun. 2011.
- [3.28] A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, D. Kaddour, A. Potie, T. Baron, « A Compact Chipless RFID Tag with Environment Sensing Capability », in *IEEE Int. Microw. Symp. Digest (IMS)*, pp. 1-3, Jun. 2012.
- [3.29] M. M. Jatlaoui, « Capteurs Passifs à Transduction Electromagnétique Pour la Mesure Sans Fil de La Pression », Ph. D. dissertation, LAAS-CNRS, Institut National Polytechnique de Toulouse, Apr. 2009.
- [3.30] F. Chebila, « Lecteur Radar pour Capteurs Passifs à Transduction Radio Fréquence », Ph. D. dissertation, LAAS-CNRS, Institut National Polytechnique de Toulouse, Mar. 2011.

Chapitre 4 – Méthodologie de conception optimale de tag MMID passif

Ce chapitre est consacré à l'étude théorique de l'amélioration des performances des tags RFID UHF et MMID, passifs et passifs assistés par batterie. Un concept global de réalisation de tags performants, i.e. à la portée de lecture maximisée, est proposé et appliqué à un cas concret en RFID UHF passive. Cette méthode de conception est basée sur la conception simultanée de la puce et de l'antenne du tag. Par ailleurs, même si la méthode est présentée en RFID UHF, elle est par extension valable pour la MMID passive. La seconde partie du chapitre présente une méthode permettant de déterminer le coefficient de structure de l'antenne du tag qui définit la contribution structurelle de la SER totale. Cette méthode est développée afin de répondre à un besoin essentiel en MMID qui est l'optimisation de la rétro-modulation du tag, reliée à la SER totale. Cette méthode est notamment envisagée pour déterminer l'impédance de commutation qui maximiserait la SER du tag et donc sa portée de détection.

Sommaire

1. SUR LA PERFORMANCE DES TAGS PASSIFS EN RFID UHF ET MMID	120
2.OPTIMISATION DE LA COMMUNICATION RFID/MMID PASSIVE A PARTIR DES IMPEDANCES DE L'ANTENNE DU TAG ET DE LA PUCE	121
2.1. CONSIDERATIONS GLOBALES SUR L'OPTIMISATION DU TAG	121
2.2. PRESENTATION DES PARAMETRES UTILISES DANS LA METHODE	122
2.3. METHODOLOGIE PROPOSEE POUR LA CONCEPTION OPTIMALE DU TAG PASSIF	124
2.4. COMPARAISON DE LA METHODE DE CONCEPTION PROPOSEE AVEC L'APPROCHE CLASSIQUE	126
2.5. EXEMPLE D'OPTIMISATION DE LA CONCEPTION DU TAG POUR MAXIMISER LA PORTEE DE LECTURE	127
3. DETERMINATION DU COEFFICIENT DE STRUCTURE DE L'ANTENNE DU TAG	131
3.1. PRINCIPE.....	131
3.2. THEORIE SUR LA SER D'UNE ANTENNE QUELCONQUE CHARGEE PAR UNE IMPEDANCE	132
3.3. DETERMINATION DU COEFFICIENT DE STRUCTURE COMPLEXE	133
3.3.1. <i>Etude du coefficient de réflexion.....</i>	<i>133</i>
3.3.2. <i>Méthode de calcul du coefficient de structure.....</i>	<i>134</i>
3.3.3. <i>Détermination d'une solution approchée en cas d'insolvabilité du système à cause d'imprécisions sur les paramètres de l'équation</i>	<i>135</i>
3.4. APPLICATION DE LA METHODE.....	135
3.4.1. <i>Présentation des antennes sous test et des charges considérées</i>	<i>135</i>
3.4.2. <i>Considérations pratiques pour appliquer la méthode.....</i>	<i>136</i>
3.4.3. <i>Résultats</i>	<i>137</i>
4. CONCLUSION	140
5. REFERENCES.....	142

1. Sur la performance des tags passifs en RFID UHF et MMID

Aujourd'hui, la plupart des applications RFID passives, et par extension les applications futures en MMID, requièrent une portée de lecture élevée. Deux types de technologies passives sont à considérer : les tags RFID/MMID complètement passifs et ceux assistés par une batterie. Comme vu précédemment dans ce manuscrit, la portée de lecture des tags RFID UHF passifs dépend classiquement de la puissance d'activation de la puce. Toutefois, avec l'arrivée sur le marché de puces de plus en plus performantes (avec une puissance seuil atteignant des valeurs aux alentours de -22 dBm [4.1]) commence à se poser la question de la limitation en portée de lecture liée à la liaison montante et non à la liaison descendante. Ainsi dans le cas de puces à la puissance seuil très faible, ou de tags passifs assistés par batterie qui n'ont pas cette contrainte de télé-alimentation, c'est la capacité de détection de la réponse du tag par le circuit de réception du lecteur qui devient déterminante. Elle est d'environ -90 dBm de sensibilité aujourd'hui pour les lecteurs les plus performants. Idéalement il s'agit donc dans le cas de la RFID/MMID passive de maximiser, lors d'une conception simultanée de la puce et de l'antenne, à la fois la télé-alimentation du tag, et la rétrodiffusion en termes de niveau de signal et de différenciation des deux états. En pratique, ces deux paramètres de performance ne peuvent être maximisés simultanément car augmenter la rétrodiffusion revient à baisser le niveau d'adaptation et par conséquent la puissance transmise à la puce. Un compromis doit donc être considéré lors de la conception en accord avec les performances attendues. Le cas de la RFID/MMID passive avec batterie est différent car seule la rétrodiffusion du tag est à considérer, la conception est donc uniquement basée sur l'étude de la liaison montante.

Actuellement, l'objectif de conception en RFID/MMID passive, sauf rares exceptions, est la maximisation de la puissance transmise à la puce. Dans ce but, l'antenne du tag est classiquement adaptée à l'impédance conjuguée de la puce RFID dans l'état d'écoute [4.2]. En complément, de nombreux travaux visent à améliorer l'efficacité du circuit récupérateur d'énergie lui-même, comme dans [4.3] par exemple ou bien en exploitant d'autres sources d'énergie et combiner alors les énergies récupérées. Il s'agit souvent de l'énergie RF ambiante ou provenant d'autres technologies, mais pas seulement, comme les énergies solaire, cinématique, thermique, etc. Deux travaux issus de la littérature [4.4] et [4.5] exploitent respectivement une récupération d'énergie RF à 2,45 GHz et solaire. Dans [4.4], l'efficacité du circuit redresseur est augmentée jusqu'à 64 % tandis que dans [4.5] la portée de lecture est multipliée par 4 en condition de lumière standard dans une pièce. Toujours dans le but d'améliorer la télé-alimentation du tag, il est aussi possible de jouer sur les propriétés du signal émis par le lecteur. En effet, il est montré dans [4.6] qu'un signal émis par le lecteur ayant un PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé augmente l'efficacité de la récupération d'énergie, jusqu'à 15 % d'amélioration avec un signal chaotique.

Dans une optique de conception considérant également la liaison montante, la Surface Equivalente Radar (SER) du tag doit être prise en compte. En effet, la SER est directement reliée à la quantité de puissance retournée au lecteur mais aussi à la différentiation des deux états et donc de l'indice de modulation associé à la SER différentielle ΔSER (différence de la SER de chaque état) [4.7]-[4.8]. La SER et par extension la ΔSER étant liées à la fois aux performances de l'antenne et aux impédances de la puce, ces dernières ainsi que la sensibilité de la puce jouent donc un rôle déterminant dans l'optimisation de la portée de lecture en fonction des deux liaisons. C'est notamment le cas pour la MMID dont les portées de lecture théoriques sont faibles par rapport à la RFID UHF : inférieures au mètre pour les tags passifs et de quelques mètres pour les tags passifs assistés par batterie [4.9]. Des méthodes de conception propres à chaque technologie (tag avec ou sans batterie) sont donc à envisager afin d'améliorer la distance de lecture car la plupart des applications requièrent une portée de plusieurs mètres.

2. Optimisation de la communication RFID/MMID passive à partir des impédances de l'antenne du tag et de la puce

2.1. Considérations globales sur l'optimisation du tag

L'approche de conception classique de tags passifs est présentée par exemple dans [4.2], où l'antenne du tag est conçue adaptée conjuguée à l'impédance d'écoute de la puce RFID utilisée. Cette approche est démontrée par la réalisation d'un tag RFID UHF passif présentant une portée de lecture de 5,5 m à 915 MHz sous 4 W de puissance EIRP. La méthode est basée sur l'hypothèse que la portée de lecture ne dépend que de la puissance d'activation de la puce, ce qui est le cas dans l'article à cause de la faible puissance d'activation -10 dBm de la puce. Toutefois, comme introduit précédemment, la constante amélioration de la sensibilité des puces RFID tend à rendre caduque cette hypothèse. Des méthodes prenant en compte les deux liaisons sont alors développées. Une approche de conception théorique prenant notamment en compte l'indice de modulation du tag et le type de modulation est présentée dans [4.10]. Elle permet une optimisation de la modulation du tag basée sur le compromis de la portée de lecture et d'écriture du tag. Une autre approche théorique plus générale, qui contrairement aux précédentes ne se limite pas à l'usage de paramètres propres au champ lointain, est présentée dans [4.11]. L'auteur introduit deux paramètres valides quelle que soit la zone de rayonnement : le facteur de charge et l'efficacité de modulation. Le facteur de charge permet de définir la puissance transmise à la puce tandis que l'efficacité de modulation est reliée directement à la SER différentielle. A partir de ces paramètres, un exemple de conception de tag est donné dans [4.12].

Les approches conventionnelles de conception présentées se basent sur la connaissance de l'impédance de la puce pour définir leurs paramètres liés aux performances du système RFID. Cependant, les impédances des puces ne sont pas fournies systématiquement avec la même méthode de

caractérisation et donc avec la même précision (précision qui n'est d'ailleurs généralement pas communiquée). Par ailleurs, l'impédance de commutation n'étant pratiquement jamais fournie, il s'avère nécessaire de la mesurer, comme présenté dans [4.13], afin d'optimiser la rétro-modulation du tag. De plus, il a été démontré que les impédances de la puce varient en fonction de la puissance incidente à cause des effets non-linéaires de celle-ci [4.14]. Ces différentes imprécisions sur la connaissance des impédances sont donc impérativement à prendre en compte lors de la conception car elles peuvent jouer sur les performances globales du système RFID.

A partir des équations théoriques qui régissent la communication RFID en champ lointain, l'approche proposée dans cette section considère les performances des deux liaisons. L'objectif est de permettre la conception simultanée de la puce et de l'antenne selon un compromis entre puissance transmise à la puce et puissance retournée au lecteur. Le principe de conception est donc différent des approches classiques présentées précédemment. Par ailleurs, la méthode inclut également dans la résolution une marge d'erreur tenant compte des imprécisions pouvant être faites sur les impédances de la puce. Contrairement à [4.11], le tag est considéré en région de champ lointain et les paramètres de conception sont basés non pas sur les impédances de l'antenne et de la puce mais sur les coefficients de réflexion entre l'antenne et la puce. Les impédances de l'antenne et de la puce sont calculées de manière à obtenir la portée requise. D'une part, une limite maximale à la distance de lecture, assurant ainsi une communication en-dessous de cette distance, est fixée. D'autre part, le gain de l'antenne du tag à atteindre est défini. La méthode étant basée sur certains paramètres du lecteur (sensibilité de détection, puissance d'émission et gain des antennes), la portée de lecture maximale du tag est garantie à minima pour tout type de lecteur présentant des performances au moins égales à celle considérées. La méthode peut être notamment très utile dans le cas du dimensionnement d'un système de lecture RFD/MMID complet. La méthode présente également un intérêt particulier en MMID dans le cas où l'antenne et la puce sont fabriquées sur le même circuit en micro-électronique. Cette technique, dite Antenna on Chip (AoC), permettrait de réaliser des tags MMID de très faible surface tout en étant optimisés avec la méthode de co-conception. En effet, dans un système AoC réalisé en micro-électronique, l'antenne est fabriquée sur le même wafer et directement connectée à la puce.

2.2. Présentation des paramètres utilisés dans la méthode

Le schéma général d'une communication RFID UHF/MMID passive, présenté au chapitre 1, est illustré à la Figure 4.1 en mettant en avant les diverses grandeurs utilisées dans la méthode. Par souci de simplification, le lecteur RFID est supposé être utilisé en configuration mono-statique (généralement la plus utilisée en pratique) avec une isolation parfaite entre le circuit d'émission et le circuit de réception. Les paramètres de la communication sont :

- P_e : la puissance d'émission du lecteur,
- G_l : le gain d'émission/réception du lecteur,

- G_{tag} : le gain de l'antenne du tag,
- Z_1 et Z_2 : les deux impédances de la puce, Z_1 étant l'impédance d'écoute et Z_2 l'impédance de commutation,
- Z_a : l'impédance de l'antenne du tag,
- Γ_1 et Γ_2 : les coefficients de réflexion aux bornes de l'antenne du tag en fonction des impédances de la puce Z_1 et Z_2 ,
- σ_1 et σ_2 : les SER du tag en fonction des impédances de la puce Z_1 et Z_2 ,
- R : distance entre les antennes du lecteur et du tag,
- P_{tag}^0 : puissance transmise à la puce lorsque le lecteur émet en onde continue,
- P_{tag}^m : puissance transmise à la puce lorsque le tag commute sa charge,
- P_r : puissance moyenne retournée vers le lecteur par le tag durant la liaison montante,
- ΔP : variation de puissance reçue par le lecteur entre les deux états de la rétro-modulation du tag.

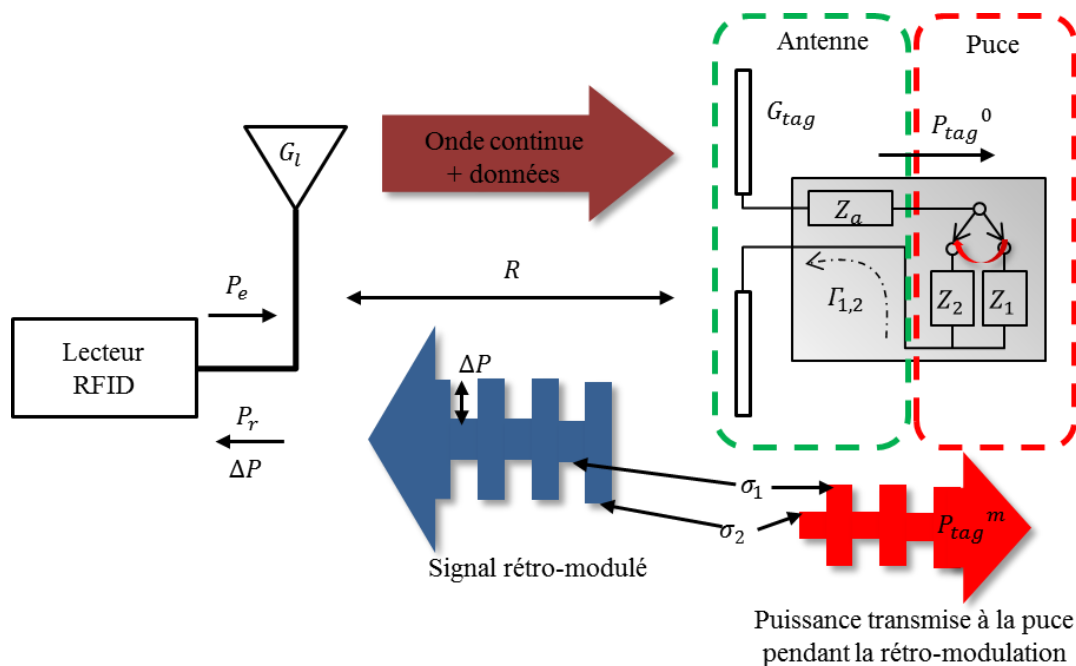


Figure 4.1. Principe de la communication RFID UHF passive entre le lecteur (à gauche) et le tag (à droite).

L'impédance d'écoute de la puce étant Z_1 , le transfert de puissance dépend donc de Γ_1 . La rétro-modulation du tag réalisée en commutant entre ses deux charges est caractérisée par le coefficient de réflexion aux bornes de l'antenne $\Gamma_{1,2}$ pour chacune des impédances. Dans le cas de la RFID/MMID, les coefficients de réflexion sont définis par rapport à l'impédance conjuguée de l'antenne du tag Z_a^* en (4.1).

$$\Gamma_{1,2} = (Z_{1,2} - Z_a^*) / (Z_{1,2} + Z_a) \quad (4.1)$$

2.3. Méthodologie proposée pour la conception optimale du tag passif

Afin de maximiser les performances du tag, des bilans de liaison pour chacune des deux séquences de la communication RFID/MMID passive sont réalisés afin de mettre en évidence la contribution de chaque coefficient de réflexion. D'un côté, durant les liaisons montante et descendante la puce doit recevoir assez de puissance pour rester alimentée et en fonctionnement. D'un autre côté, le niveau de rétro-modulation du tag doit être suffisant pour être décodé par le lecteur.

En se basant sur l'équation de transmission de Friis entre un émetteur (le lecteur) et un récepteur (le tag), les puissances transmises à la puce RFID P_{tag}^0 (quand le tag est en réception) et P_{tag}^m (quand le tag commute sa charge) sont obtenues respectivement par (4.2) et (4.3). Plusieurs hypothèses ont été faites pour simplifier les équations car elles ne concernent pas la conception du tag : l'antenne du lecteur est supposée parfaitement adaptée, et les antennes du lecteur et du tag sont supposées adaptées en polarisation. Par ailleurs, le tag répond au lecteur avec un codage de type FM0 ou Miller [4.15]. D'après la norme, le rapport cyclique des deux codages doit être compris entre 45 % et 55 % avec pour valeur nominale 50 %. Un rapport cyclique de 50 % est donc considéré pour la rétro-modulation du tag. La puissance P_{tag}^m est donc obtenue en faisant la moyenne des deux états de la modulation de SER avec un rapport cyclique de 1/2.

$$P_{tag}^0 = P_e G_l G_{tag} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 (1 - |\Gamma_1|^2) \quad (4.2)$$

$$P_{tag}^m = P_e G_l G_{tag} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{2} (|\Gamma_1|^2 + |\Gamma_2|^2) \right) \quad (4.3)$$

Pour que le tag fonctionne de manière optimale sur une portée de lecture maximisée, les puissances définies par (4.2) et (4.3) doivent être au-dessus de la puissance d'activation du tag P_{seuil} .

Selon un principe similaire, la liaison montante est décrite à partir de la définition de la SER du tag $\sigma_{1,2}$ pour chaque impédance Z_1 et Z_2 . La SER pour un tag de type dipôle demi-onde fin est définie par (4.4) [4.16].

$$\sigma_{1,2} = \frac{G_{tag}^2 \lambda^2}{4\pi} |1 - \Gamma_{1,2}|^2 \quad (4.4)$$

Avec un rapport cyclique de 50 %, la puissance moyenne reçue par le lecteur durant la rétro-modulation du tag est définie par (4.5) à partir de l'équation radar.

$$P_r = P_e G_l^2 \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2} \quad (4.5)$$

En injectant (4.4) dans (4.5) et après quelques simplifications et réarrangements, la définition de P_r apparaît en (4.6) avec deux termes contenant Γ_1 et Γ_2 , dont un est directement relié à l'indice de modulation du tag $|\Gamma_1 - \Gamma_2|^2$ [4.9].

$$P_r = P_e G_e^2 G_{tag}^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^4 \left(\left| 1 - \frac{1}{2}(\Gamma_1 + \Gamma_2) \right|^2 + \frac{1}{4} |\Gamma_1 - \Gamma_2|^2 \right) \quad (4.6)$$

Cette équation permet de décomposer la puissance moyenne reçue en deux contributions différentes. Le premier terme $\left| 1 - \frac{1}{2}(\Gamma_1 + \Gamma_2) \right|^2$, désigne la puissance rétrodiffusée à la fréquence d'interrogation tandis que le second terme $\frac{1}{4} |\Gamma_1 - \Gamma_2|^2$, décrit la rétrodiffusion qui contient de l'information aux fréquences des bandes latérales de la modulation.

Le dernier élément important décrivant la liaison montante est l'écart de puissance entre les deux états de la modulation ΔP . Cette variation de puissance, ne dépendant pas du rapport cyclique, est calculée à partir de l'équation radar et de la définition de la variation de SER du tag $\Delta\sigma$ (4.7) [4.17].

$$\Delta\sigma = \frac{\lambda^2 G_{tag}^2}{4\pi} (|\Gamma_1 - \Gamma_2|^2) \quad (4.7)$$

Au final, la variation de puissance ΔP est donnée par (4.8).

$$\Delta P = P_e G_l^2 G_{tag}^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^4 (|\Gamma_1 - \Gamma_2|^2) \quad (4.8)$$

Afin de pouvoir différencier les deux états de la modulation, la puissance moyenne retournée au lecteur P_r et la variation ΔP doivent être supérieures respectivement au niveau de bruit électronique du lecteur P_b et à la sensibilité du lecteur P_{sens} , qui est le plus petit écart de puissance détectable. Au final, il apparaît clairement qu'un compromis doit être fait entre la transmission de puissance à la puce et le niveau de rétro-modulation du tag : plus le transfert de puissance est maximisé, plus le niveau de rétro-modulation est abaissé.

En exprimant les coefficients de réflexion sous leur forme cartésienne, i.e. $\Gamma_1 = a_1 + jb_1$ et $\Gamma_2 = a_2 + jb_2$, et en considérant les conditions limites de fonctionnement de la communication, les équations (4.2), (4.3), (4.6) et (4.8) deviennent respectivement 4 inéquations (4.9), (4.10), (4.11) et (4.12).

$$a_1^2 + b_1^2 \leq 1 - \frac{(4\pi R)^2 P_{seuil}}{\lambda^2 P_e G_l G_{tag}} \quad (4.9)$$

$$a_2^2 + b_2^2 \leq 2 \left(1 - \frac{(4\pi R)^2 P_{seuil}}{\lambda^2 P_e G_l G_{tag}} \right) - a_1^2 - b_1^2 \quad (4.10)$$

$$(a_2 - 1)^2 + b_2^2 \geq 2 \frac{(4\pi R)^4 P_b}{\lambda^4 P_e G_l^2 G_{tag}^2} - (a_1 - 1)^2 - b_1^2 \quad (4.11)$$

$$(a_1 - a_2)^2 + (b_1 - b_2)^2 \geq \frac{(4\pi R)^4 P_{sens}}{\lambda^4 P_e G_l^2 G_{tag}^2} \quad (4.12)$$

Ces 4 inéquations forment donc un système qui peut être résolu de sorte à obtenir des coefficients de réflexions optimaux assurant une portée de lecture minimale R . Comparé à l'approche [4.11], cette méthode ne requiert aucune hypothèse sur les impédances. De plus elle permet la prise en compte d'une marge d'erreur sur les coefficients de réflexion assurant une portée de lecture optimale même avec une imprécision de conception ou de mesure sur les impédances du tag et/ou de l'antenne. En effet, il suffit d'ajouter un terme d'erreur aux coefficients a_i et b_i lors du calcul des solutions. Une étude plus poussée tenant compte des désadaptations en polarisation des antennes et la prise en compte du diagramme de rayonnement des antennes serait également envisageable en incluant ces paramètres dans les équations.

2.4. Comparaison de la méthode de conception proposée avec l'approche classique

Habituellement, la conception de tag est séparée en deux parties. D'un côté les fondeurs réalisent des puces tandis que les concepteurs de tags RFID les achètent et conçoivent alors une antenne à l'impédance adaptée conjuguée à celle de la puce. Cette méthode est référencée par la suite « Méthode de l'antenne adaptée ».

La Figure 4.2 présente les deux méthodes de conceptions. Avec la méthode de l'antenne adaptée, l'objectif est d'adapter l'antenne à l'impédance d'écoute du tag car historiquement c'est la liaison descendante qui limite la portée de lecture. La méthode proposée (Figure 4.2-b)) prend en considération tous les paramètres de la communication et fixe la portée de lecture minimale à garantir. Tout d'abord, la distance de communication minimale et le gain de l'antenne du tag sont déterminés. Puis les coefficients de réflexions optimaux sont obtenus à partir de (4.9), (4.10), (4.11) et (4.12) pour des paramètres de lecteurs définis. Les conceptions de la puce et de l'antenne sont alors réalisées en simultanément en suivant les objectifs de gain et de coefficients de réflexion, tout en prenant en compte les incertitudes de conception et de fabrication. La méthode présente donc l'avantage de permettre une conception plus optimale que la méthode de l'antenne adaptée. Il convient d'ailleurs de noter que les approches de co-conception sont de plus en plus présentes car elles conduisent souvent à des résultats plus optimaux.

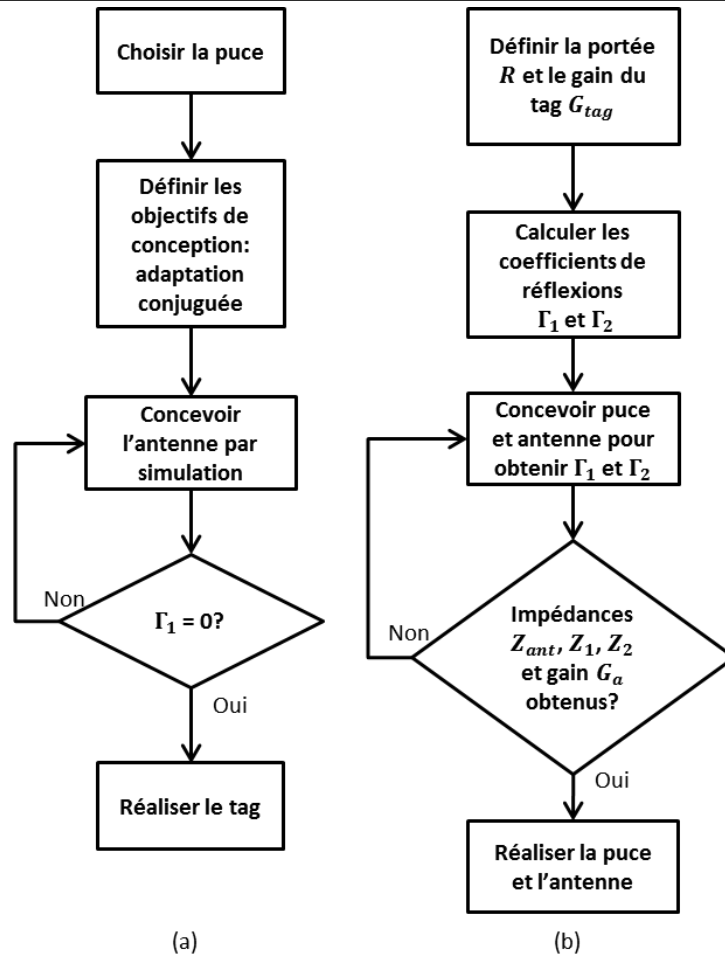


Figure 4.2. Diagrammes blocs de la conception du tag RFID/MMID. a) Méthode de l'antenne adaptée. b) La méthode proposée.

2.5. Exemple d'optimisation de la conception du tag pour maximiser la portée de lecture

La méthode proposée est évaluée à travers un exemple en utilisant les valeurs numériques utilisées dans un article de référence dans le domaine [4.18] afin de comparer les performances obtenues. Dans cet article, une portée de lecture de 7 mètres est obtenue à 865 MHz pour un tag du commerce. La sensibilité de la puce est $P_{seuil} = -11,5 \text{ dBm}$ et l'antenne du tag a un gain maximal de 2,15 dBi (dipôle). La puissance d'émission du lecteur est fixée à $P_e = 30 \text{ dBm}$ avec une antenne d'émission/réception de gain maximal $G_l = 6 \text{ dBi}$.

La sensibilité du lecteur utilisé dans la mesure n'étant pas connue dans [4.18], elle est fixée arbitrairement à une valeur commune en RFID UHF. De plus, une marge sur la sensibilité est fixée à un niveau 10 dB en-dessous du niveau moyen de bruit. Les paramètres suivants sont donc fixés : $P_b = -80 \text{ dBm}$ et $P_{sens} = -70 \text{ dBm}$.

Dans l'exemple choisi, une imprécision généralement admise de 10 % est considérée sur les deux coefficients de réflexion, prenant en compte les variations d'impédances de la puce en fonction de la

puissance et les écarts de conception. La résolution du système se fait numériquement et propose plusieurs couples de solutions (Γ_1, Γ_2) qui vérifient les 4 inéquations du système. La portée de lecture est fixée à 8 m, la limite de portée maximale assurant au moins un couple de solution étant égale à 8,2 m. Une illustration graphique de la méthode est présentée à la Figure 4.3 en respectant la chronologie de l’algorithme de résolution du système.

Tout d’abord, (4.9) étant la seule inéquation dépendant de Γ_1 , ce coefficient de réflexion est sélectionné de sorte que (4.10), (4.11) et (4.12) soient solvables avec au moins un coefficient Γ_2 . Le choix de Γ_1 est présenté à la Figure 4.3-a) en prenant le couple $(a_1, b_1) = (0,15, -0,08)$ à l’intérieur du cercle correspondant à l’inéquation (4.9) tout en tenant compte de l’imprécision de 10 % sur ce coefficient de réflexion (représentée par le disque ovale vert). Dans ce cas là, (4.11) est vérifiée quel que soit le choix de Γ_2 .

Le choix de Γ_2 se fait alors à partir de (4.10) et (4.12). La représentation graphique illustrant le choix de Γ_2 est donnée à la Figure 4.3-b) où (a_2, b_2) doit se trouver à l’intérieur du cercle représentant (4.10) et à l’extérieur de celui représentant (4.12). La zone des solutions possibles est représentée en gris et la solution retenue avec l’imprécision de 10 % est représentée en vert.

Au final, dans cet exemple, une valeur de Γ_1 différente de la condition classique d’adaptation est choisie : $\Gamma_1 = 0,15 - j0,08$. Le second coefficient de réflexion est alors choisi comme étant $\Gamma_2 = -0,2 + j0,1$. Ces deux solutions permettent de satisfaire le système de 4 inéquations pour une distance de communication maximale de 8 m à 865 MHz tout en tenant compte de l’incertitude de 10 % sur les coefficients de réflexion. Par la suite, la conception de l’antenne et de la puce pourrait être faite de sorte à obtenir ces coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 afin d’assurer les performances souhaitées avec ce tag.

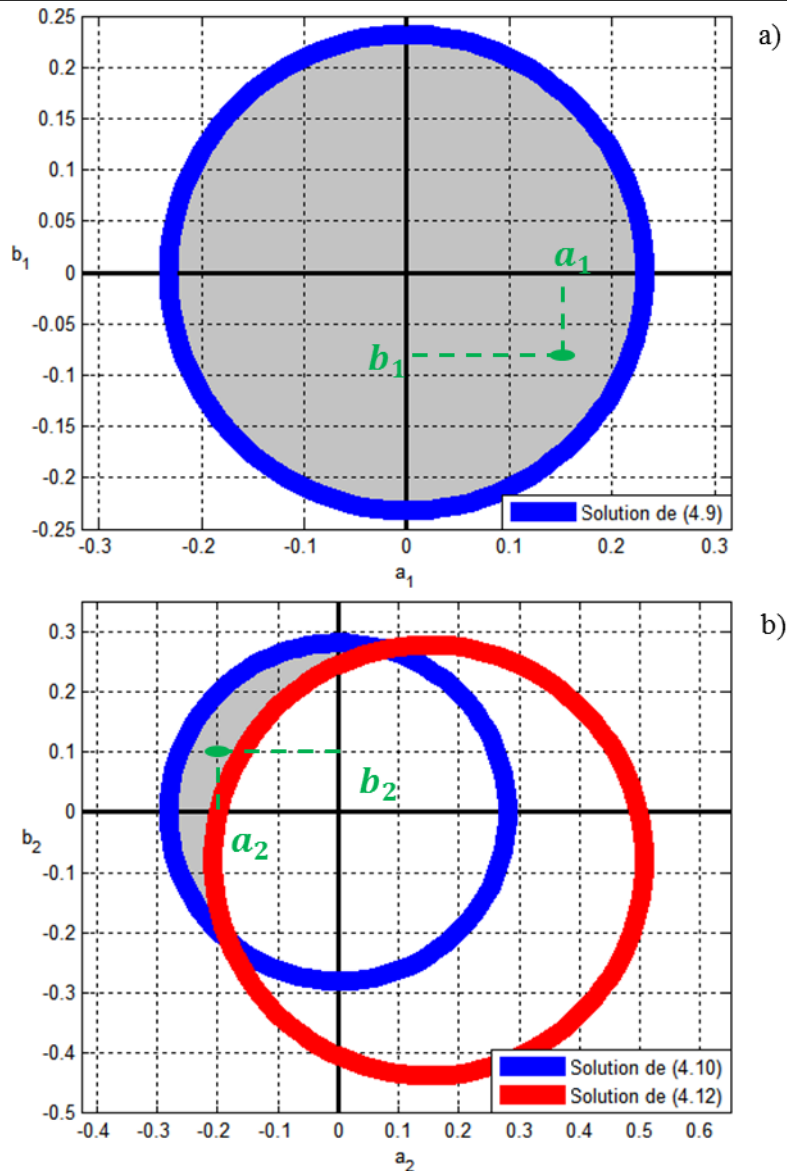


Figure 4.3. Résolution graphique du système d'inéquations tenant compte des incertitudes sur a_1 , b_1 , a_2 et b_2 (zone ovale). a) Choix optimal de Γ_1 satisfaisant l'inéquation (4.9). b) Choix optimal de Γ_2 déterminé à partir de Γ_1 et des inéquations (4.10) et (4.12).

Afin d'étudier la possible limitation de la distance de lecture par la liaison montante due à l'amélioration constante de la puissance d'activation du tag P_{seuil} , un bilan de liaison théorique est étudié. Les puissances reçues pour les deux liaisons en fonction de la distance sont calculées avec (4.2), (4.3), (4.6) et (4.8) dans un cas concret de lecture RFID UHF passive. Le lecteur considéré est un lecteur commercial Impinj Speedway avec comme puissance maximale d'émission $P_e = 30 \text{ dBm}$, un gain d'émission/réception $G_l = 6 \text{ dBi}$ et une sensibilité de lecture $P_{sens} = P_b = -70 \text{ dBm}$. Le tag considéré a une puissance d'activation $P_{seuil} = -25 \text{ dBm}$, une antenne de gain $G_{tag} = 2,14 \text{ dBi}$ et une commutation d'impédance standard théorique [4.17] entre $\Gamma_1 = 0$ et $\Gamma_2 = -1$. Les puissances sont tracées en fonction de la distance à la Figure 4.4. Dans le cas de la télé-alimentation du tag passif, la distance maximale à laquelle la puce est suffisamment alimentée pour fonctionner est atteinte lorsque

l'une des puissances P_{tag}^0 ou P_{tag}^m est en-dessous de la puissance d'activation P_{seuil} . De manière similaire, la distance à partir de laquelle la réponse du tag ne peut plus être lue par le lecteur est atteinte lorsqu'au moins P_r ou ΔP est en-dessous de la sensibilité du lecteur P_{sens} .

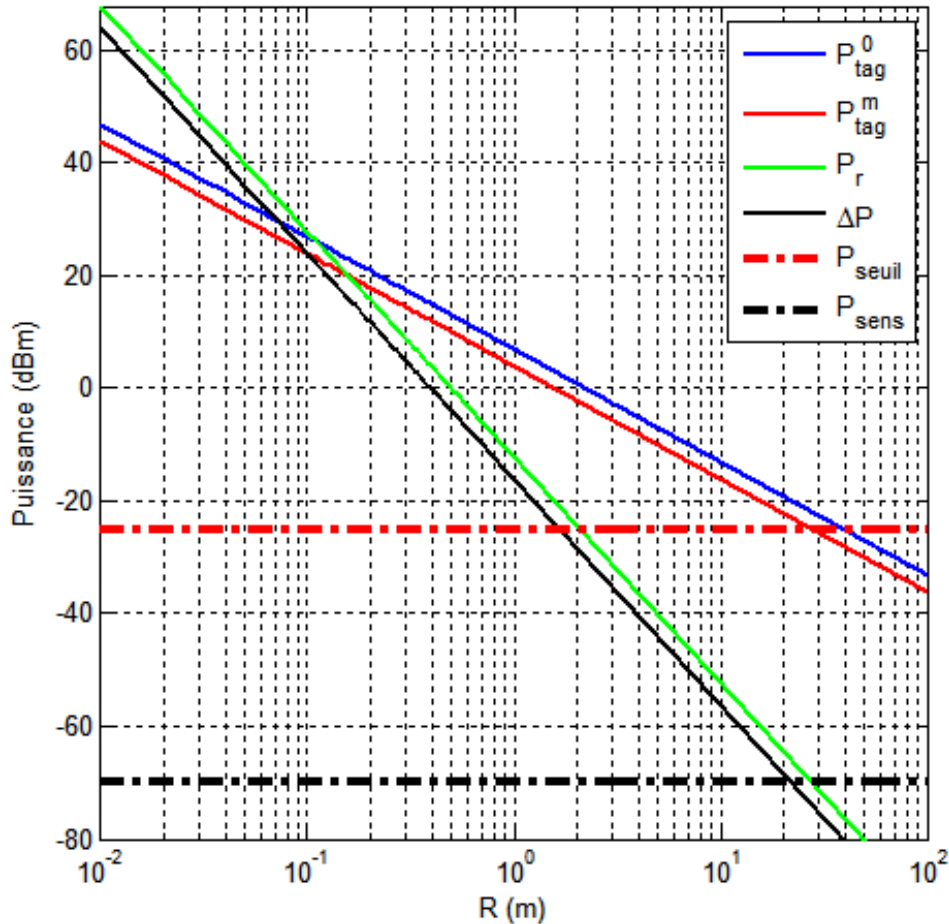


Figure 4.4. Bilan de liaison dans lequel la liaison montante limite la portée de lecture.

Il apparaît clairement qu'avec une puce de seuil d'activation -25 dBm, la portée théorique est limitée par la capacité du lecteur à détecter la variation de SER (20 m environ). En effet, la courbe de ΔP passe sous le seuil du lecteur 10 m avant que la puissance P_{tag}^m ne passe sous le seuil d'activation de la puce. Les puces actuelles du marché ont gagné environ 2 dB dans leur puissance de seuil par rapport à la génération précédente, passant de -20 dBm à -22 dBm. Il est donc tout à fait envisageable de voir apparaître un jour sur le marché des puces à -25dBm, voire -30 dBm, pour lesquelles la méthode proposée pourrait être utile dans la conception de tag.

3. Détermination du coefficient de structure de l'antenne du tag

3.1. Principe

Si la méthode précédente est valable quelle que soit la technologie concernée (RFID UHF ou MMID), un cas spécifique à la MMID pose problème et requiert une caractérisation de l'antenne du tag afin d'optimiser la communication. Comme il a été évoqué dans [4.9], les distances de lecture en MMID passive sont fortement limitées à cause de la télé-alimentation de la puce. Dans le cas d'un déploiement d'une solution MMID nécessitant plus de portée sans avoir recours à des tags actifs, car trop coûteux et plus complexes, deux options sont envisageables.

Dans [4.19] et [4.20], la réception et la modulation d'impédance sont séparées en deux circuits distincts reliés à la même puce. La réception se fait à l'état adapté entre une antenne de réception et la puce tandis que la rétrodiffusion est obtenue en commutant entre deux charges indépendantes connectées à une seconde antenne. Les deux antennes à polarisation linéaire sont orthogonales, réduisant ainsi au maximum le couplage mutuel. Les deux liaisons peuvent donc être optimisées de manière indépendante. Cette option présente cependant deux désavantages : d'une part la surface du tag est considérablement augmentée et d'autre part elle impose une certaine configuration des antennes du lecteur. En effet, en configuration mono-statique par exemple l'antenne d'émission/réception du lecteur doit être à polarisation circulaire pour être compatible avec chaque liaison. L'autre option est le recours aux tags passifs assistés par batterie [4.21] qui permet de s'affranchir du problème de l'alimentation du tag sans trop augmenter son coût ni sa complexité. Par exemple, dans [4.21], la démodulation de la requête du lecteur et la rétrodiffusion sont réalisées à partir d'une diode Schottky à polarisation nulle. La liaison montante devient alors le facteur limitant de la distance de communication. Dans ces deux cas, la SER étant le paramètre fondamental de la communication RFID/MMID passive, il convient d'optimiser la variation de SER du tag afin de maximiser la portée de lecture.

La SER d'une antenne quelconque chargée par une impédance dépend de la géométrie de l'antenne, reliée au mode de structure, et de la charge, reliée au mode d'antenne. La SER est alors définie à partir d'un coefficient de structure complexe et du coefficient de réflexion entre l'antenne et la charge. En RFID UHF, le tag est souvent de type dipôle demi-onde d'épaisseur négligeable devant la longueur d'onde, ce coefficient de structure est alors approché à 1 [4.16]. En MMID, les tags sont souvent directs à base de réseaux d'antennes dans le but de compenser les pertes de propagation [4.22] et en conséquence la précédente hypothèse n'est plus valide. L'utilisation de la définition analytique de la SER pour optimiser la rétrodiffusion du tag MMID requiert donc la détermination du coefficient de structure de l'antenne.

Différentes méthodes existent pour quantifier les modes de structure et d'antenne en termes de SER [4.23]-[4.24]. Cependant ces méthodes ne permettent pas le calcul du coefficient de structure en lui-même. Une méthode graphique basée sur l'analyse de Green sur la rétro-diffusion des antennes est

utilisée dans [4.25] sur un tag RFID UHF. Mais cette méthode n'est pas compatible avec une caractérisation large bande (en l'occurrence 9 GHz de bande ISM entre 57 GHz et 66 GHz en Europe) et n'est pas très précise car seulement graphique.

L'objectif de cette section est donc de mettre en place une méthode numérique précise et large bande permettant de déterminer facilement le coefficient de structure de n'importe quelle antenne. La méthode développée est basée sur la connaissance d'un certain nombre de paramètres de l'antenne qu'il faut préalablement calculer ou simuler ou mesurer. Un algorithme de correction d'erreur permettant de prendre en compte les imprécisions de simulation et de mesure est également inclus dans la méthode et présenté. La méthode est validée à travers un exemple appliqué à deux antennes directives dans la bande ISM 57-66 GHz. Il convient également de noter que si la méthode a été développée pour les besoins spécifiques de la MMID, elle peut être utile dans d'autres circonstances où le coefficient de structure d'une antenne aurait besoin d'être déterminé.

3.2. Théorie sur la SER d'une antenne quelconque chargée par une impédance

Comme exprimé précédemment, une antenne illuminée par une onde plane réfléchit le champ incident en fonction de la SER. Dans le cas d'une antenne connectée à une charge, le champ réfléchi est composé de deux termes. Un terme, appelé le mode de structure, ne dépend que de la géométrie et des matériaux de l'antenne. Le second terme, appelé le mode d'antenne, ne dépend que la charge connectée à l'antenne [4.16] et donc du coefficient de réflexion Γ_E à l'entrée de l'antenne. La Figure 4.5 illustre ces deux composantes du champ réfléchi dans le cas général d'une antenne connectée à une charge d'impédance Z_L via une ligne de transmission de longueur non négligeable.

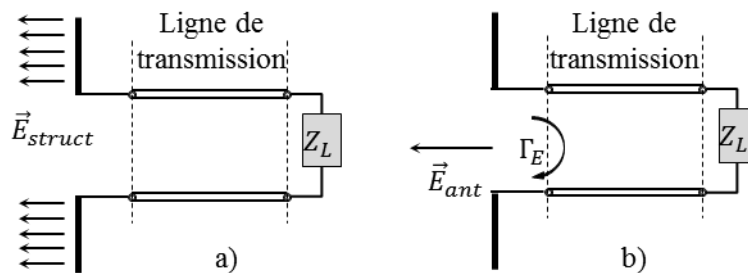


Figure 4.5. Les deux composantes du champ réfléchi. a) Le mode de structure. b) Le mode d'antenne avec un coefficient de réflexion à l'entrée Γ_E quand une charge d'impédance Z_L est connectée à l'antenne via une ligne de transmission.

Ces deux modes sont directement reliés à la définition de la SER totale σ de l'antenne chargée, exprimée par (4.13) [4.16], où G est le gain de l'antenne, λ la longueur d'onde dans le vide, Γ_E^* le coefficient de réflexion conjugué entre l'antenne et la charge, et A_{struct} le coefficient de structure complexe de l'antenne dépendant de la fréquence qui décrit le mode de structure.

$$\sigma = \frac{G^2 \lambda^2}{4\pi} |A_{struct} - \Gamma_E^*|^2 \quad (4.13)$$

Il convient par ailleurs de noter que (4.4) est issue de (4.13) pour le cas approximé de la RFID UHF où $A_{struct} = 1$. Dans un objectif de maximisation de la puissance réfléchiée vers le lecteur MMID, la connaissance précise de A_{struct} permettra de déterminer théoriquement une charge optimale qui maximise le terme $|A_{struct} - \Gamma_E^*|^2$.

3.3. Détermination du coefficient de structure complexe

3.3.1. Etude du coefficient de réflexion

En RFID UHF la ligne de transmission entre la charge (i.e. la puce) et l'antenne n'est pas prise en compte dans la modélisation car la puce est généralement soudée directement à l'antenne ou de longueur très faible comparée à la longueur d'onde [4.24]-[4.25]. En MMID, l'antenne du tag est généralement un réseau d'antennes avec un réseau d'alimentation, d'éventuelles lignes de transmission entre la puce et la structure sont donc utilisées et à prendre compte dans le modèle.

Le modèle classique d'un tag MMID est montré à la Figure 4.6. La charge d'impédance Z_L est connectée à l'antenne à travers une ligne de longueur l , d'impédance caractéristique Z_c et de constante de phase β . La ligne est supposée sans perte. La charge vue à l'entrée de l'antenne Z_E est calculée avec la formule donnée par (4.14).

$$Z_E = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_L \tan \beta l} \quad (4.14)$$

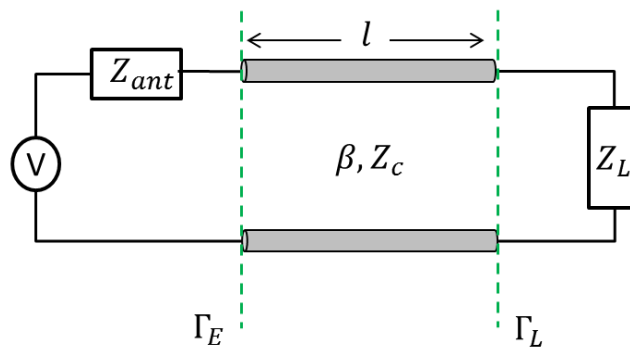


Figure 4.6. Modèle électrique d'un tag MMID: une antenne directive d'impédance Z_{ant} connectée à une charge d'impédance Z_L via une ligne de transmission de longueur l , d'impédance caractéristique Z_c et de constante de phase β .

Finalement, le coefficient de réflexion dans (4.13) est calculé entre l'antenne d'impédance Z_{ant} et Z_E en utilisant (4.15) où Z_{ant}^* est le conjugué de l'impédance de l'antenne.

$$\Gamma_E^* = \frac{Z_E - Z_{ant}^*}{Z_E + Z_{ant}^*} \quad (4.15)$$

3.3.2. Méthode de calcul du coefficient de structure

Le coefficient de structure est calculé à partir de (4.13) en considérant trois charges différentes Z_{L_i} avec leur SER et coefficient de réflexion aux bornes de l'antenne respectivement σ_i et $\Gamma_{E_i}^*$, dont les niveaux sont distinguables les uns des autres, et en introduisant les valeurs complexes de A_{struct} et $\Gamma_{E_i}^*$ dans leur forme cartésienne, i.e. avec $A_{struct} = a + jb$ et $\Gamma_{E_i}^* = x_i + jb_i$. En effet, pour une charge donnée, (4.13) peut être réécrite en équation de cercle (4.16) où a et b sont les inconnues à déterminer.

$$(a - x_i)^2 + (b - y_i)^2 = (4\pi\sigma_i)/(G^2\lambda^2) \quad (4.16)$$

Le gain G , l'impédance de l'antenne Z_{ant} et les SER σ_i sont connus par simulation et/ou mesure tandis que $\Gamma_{E_i}^*$ est calculé à partir des impédances connues en utilisant (4.14) et (4.15). Comme illustré à la Figure 4.7, si deux charges sont considérées la résolution du système correspond à deux intersections de cercles et implique alors deux solutions mathématiques possibles pour A_{struct} alors qu'une seule solution physique existe. La troisième équation permet donc de sélectionner la solution physique.

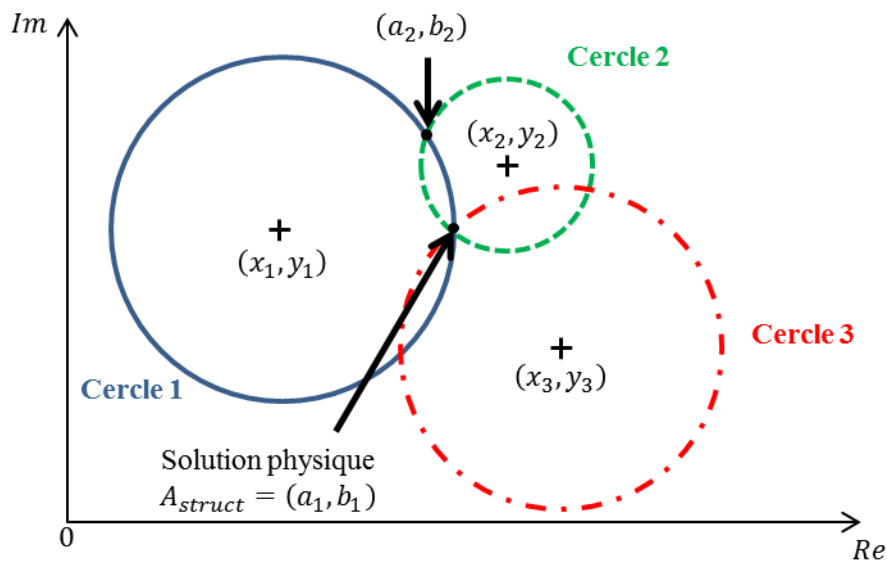


Figure 4.7. Illustration de la détermination de la solution physique de A_{struct} utilisant trois équations.

Puisque les paramètres dans (4.16) sont définis en fonction de la fréquence, l'approche proposée permet donc de déterminer A_{struct} dans la bande de fréquence d'intérêt.

3.3.3. Détermination d'une solution approchée en cas d'insolvabilité du système à cause d'imprécisions sur les paramètres de l'équation

En pratique, à cause d'imprécision sur la simulation des paramètres ou des erreurs de mesure, il est possible que la résolution du système de trois équations n'ait pas de solution possible (i.e. les cercles sont disjoints, même s'ils sont proches). Dans le but de résoudre ce problème (s'il existe), une solution alternative consiste à déterminer une solution approchée (a_{app}, b_{app}) . Comme illustré à la Figure 4.8, (a_{app}, b_{app}) est défini comme étant le point milieu entre les deux points d'intersection p_m et p_n entre les deux cercles m et n et la droite (Δ) reliant les centres des cercles. Cette méthode de calcul approché permet ainsi de minimiser l'erreur moyenne sur A_{struct} .

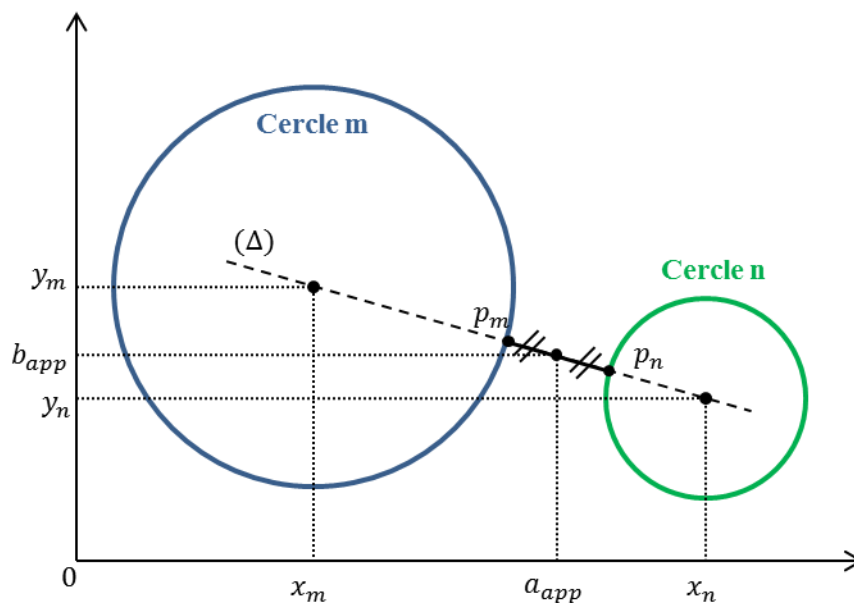


Figure 4.8. Détermination de la solution approchée (a_{app}, b_{app}) lorsque les cercles de centres (x_m, y_m) et (x_n, y_n) n'ont pas de point d'intersection à cause d'erreur de mesure ou de simulation.

La résolution numérique du système (4.16) et le calcul de la solution approchée sont présentés en détail en Annexe 2.

3.4. Application de la méthode

3.4.1. Présentation des antennes sous test et des charges considérées

Afin d'illustrer la méthode proposée, les coefficients de structure de deux antennes différentes sont calculés. La Figure 4.9 présente les AST et les charges considérées dans la méthode. La première AST (Figure 4.9-a)) est l'antenne cornet en bande V polarisée linéairement et d'ouverture $21 \text{ mm} \times 18 \text{ mm}$ utilisée dans le chapitre 2. La seconde AST (Figure 4.9-b)) est une antenne Guide d'Onde à Réseau de fentes (GORF) de surface apparente $26,5 \text{ mm} \times 8,16 \text{ mm}$ qui a été conçue durant la thèse et qui est présentée au chapitre 5. Dans la bande 57-66 GHz, l'antenne cornet a un gain réalisé variant de

20,6 dBi à 21,5 dBi tandis que l'antenne GORF a un gain réalisé compris entre -3,2 dBi et 10,7 dBi. Ces antennes sont choisies pour leurs structures complexes 3D, les connexions en guide d'onde WR15 limitant les pertes de connexion et la couverture d'un large panel de gains (de -3,2 dBi à 21,5 dBi).

Les charges, connectées à l'AST avec un guide WR15 de longueur 25,4 mm (Figure 4.9-c)), sont le Court-Circuit (CC) avec $Z_{cc} = 0 \Omega$, la Charge Adaptée (CA) avec $Z_{ca} = Z_c$ et le Guide Ouvert (GO) avec Z_{go} variant en fonction de la fréquence. Le CC est obtenu en terminant le guide par une plaque métallique (Figure 4.9-d)) tandis que le GO consiste à laisser le guide WR15 ouvert. L'impédance du GO n'est pas infinie (Cf. Chapitre 2) et doit être déterminée par simulation ou mesure. Par exemple, l'impédance simulée à 60 GHz est $Z_{go} = 486 - j200 \Omega$. La valeur d'impédance du GO pour chaque fréquence est donc utilisée dans le calcul.

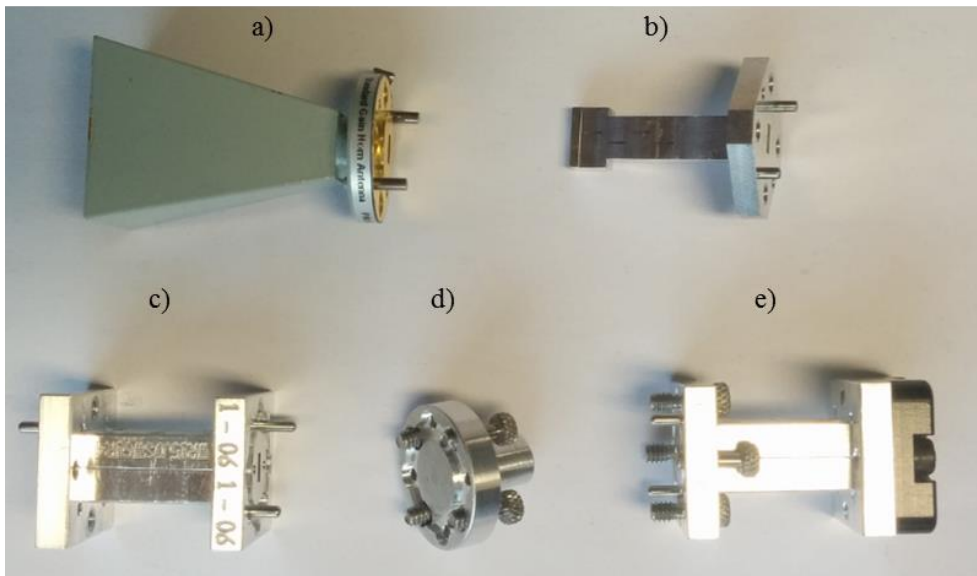


Figure 4.9. Photo des AST et des charges. a) Antenne cornet. b) Antenne GORF. c) Guide d'onde WR15. d) Plaque de court circuit. e) Charge adaptée.

3.4.2. Considérations pratiques pour appliquer la méthode

Le calcul du coefficient de structure complexe des deux AST basé sur la méthode exposée repose sur la connaissance préalable des paramètres des équations présentées précédemment. Dans l'étude qui suit, ces paramètres sont acquis/connus comme suit :

- Les caractéristiques de la ligne de transmission : la longueur l est connue et la constante de phase β est calculée analytiquement.
- Les impédances des charges Z_{cc} , Z_{go} et Z_{ca} : Z_{cc} et Z_{ca} sont connues théoriquement et Z_{go} est obtenue par simulation. Dans d'autres cas, ces charges peuvent également être mesurées. Ici la simulation est utilisée car les charges sont très simples à modéliser et conduisent à des résultats précis.

- Les caractéristiques des antennes : le gain G et l'impédance Z_{ant} sont obtenus par simulation électromagnétique. Afin de valider la méthode lorsque des paramètres simulés et mesurés sont utilisés dans le calcul, les résultats de SER σ_{cc} , σ_{go} et σ_{ca} utilisés pour le calcul de A_{struct} sont d'une part simulés puis d'autre part mesurés. En pratique, la SER d'une antenne chargée est très rarement connue et elle doit donc être déterminée expérimentalement ou par simulation. Il en est de même pour le gain de l'antenne en fonction de la fréquence qui n'est généralement donné que pour les antennes dites de références dont les fabricants fournissent des certifications de ce paramètre. Afin de n'introduire qu'un seul paramètre mesuré (la SER, le paramètre le plus critique à mesurer en bande V), le gain des antennes est simulé.

La mesure de la SER est réalisée à partir de la méthode basée sur l'équation radar présentée au chapitre 2. Les résultats de simulation et de mesure des deux AST sont respectivement présentés dans le chapitre 2 pour le cornet et le chapitre 5 pour l'antenne GORF. Les résultats de simulation et de mesure sont en bon accord pour les deux antennes malgré quelques écarts notables, notamment pour l'antenne cornet. Ces faibles écarts devraient donc conduire à des résultats proches en termes de coefficient de structure. De plus, dans le but d'accorder tous les résultats analytiques, de simulation et de mesure, les paramètres doivent être considérés dans la même bande de fréquence et avec le même pas fréquentiel. Le calcul de A_{struct} est alors réalisé numériquement au moyen d'un code Matlab de 57 GHz à 66 GHz avec un pas fréquentiel de 12,5 MHz en suivant la méthode décrite précédemment, incluant l'algorithme de calcul de solutions approchées.

Il convient de noter que si la ligne de transmission et la charge sont également illuminées par l'onde plane incidente, leurs structures physiques réfléchiront également une partie de l'onde et donc le coefficient de structure calculé prendra en considération ces effets. Il est donc important lors de la caractérisation de l'antenne de toujours présenter la même structure géométrique à l'onde incidente afin d'éviter des erreurs sur le calcul de A_{struct} .

3.4.3. Résultats

Les Figure 4.10 et Figure 4.11 présentent les coefficients de structure complexes des antennes cornet et GORF déterminés avec la méthode. Les coefficients sont décomposés en partie réelle et partie imaginaire.

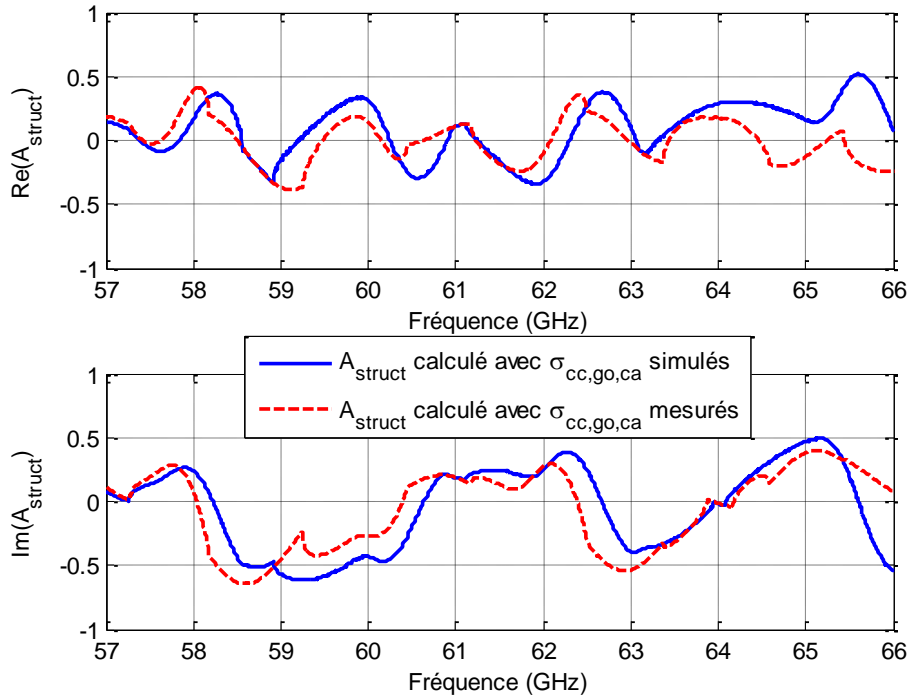


Figure 4.10. A_{struct} de l'antenne cornet déterminé alternativement avec les SER σ_{cc} , σ_{go} et σ_{ca} simulées (trait plein) et mesurées (trait interrompu).

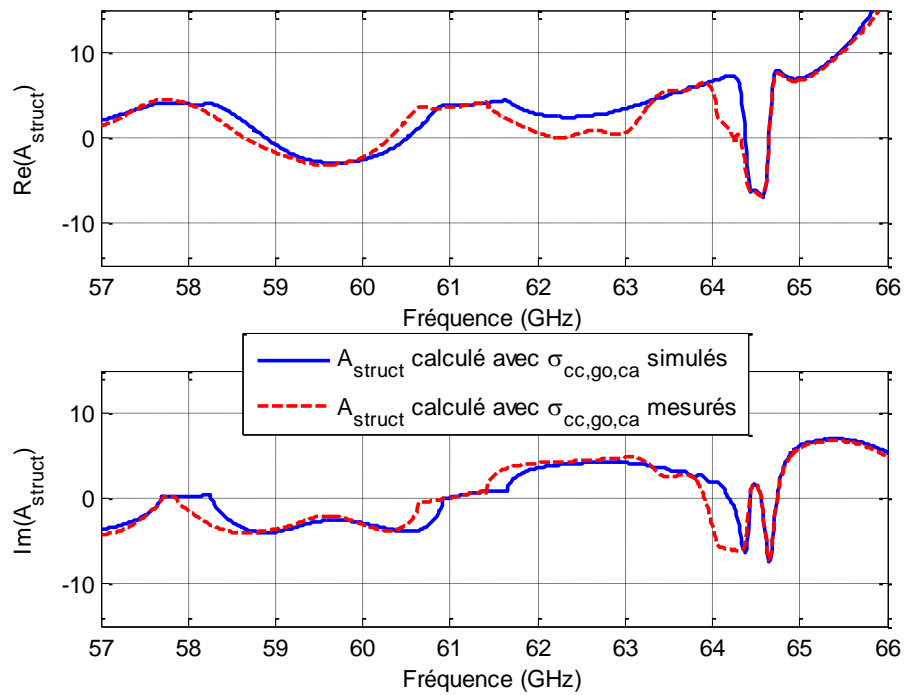


Figure 4.11. A_{struct} de l'antenne GORF déterminé alternativement avec les SER σ_{cc} , σ_{go} et σ_{ca} simulées (trait plein) et mesurées (trait pointillé).

Les résultats des coefficients de structure calculés à partir des SER simulées et mesurées sont en bon accord malgré des écarts constatés entre les SER simulées et les SER mesurées. De plus, entre 63,9 GHz et 64,1 GHz pour le cas de l'antenne cornet, et entre 60,9 GHz et 61,6 GHz pour l'antenne

GORF, l'algorithme de calcul d'une solution approchée est utilisé pour chaque pas fréquentiel et conduit à des résultats tout à fait satisfaisants. Comme attendu, il est clair que l'approximation classique faite en RFID UHF, i.e. $A_{struct} = 1$, n'est pas du tout valable pour les deux AST.

Le coefficient calculé pour chaque AST est alors réinjecté dans (4.13) pour le cas du CC, choisi de manière arbitraire pour illustration, dans le but de comparer le résultat analytique basé sur A_{struct} à la simulation électromagnétique de la SER totale. Les résultats sont présentés à la Figure 4.12.

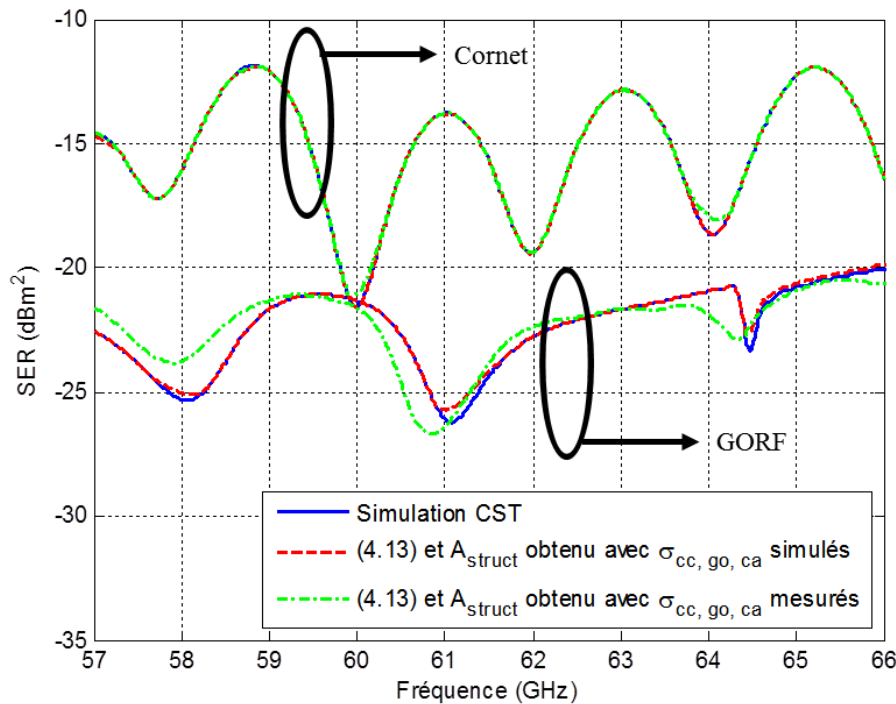


Figure 4.12. Comparaison de la SER des deux AST entre simulation électromagnétique (trait) et (4.13) avec A_{struct} déterminé par les résultats de simulation (trait pointillé) et de mesure (trait pointillé alterné) des SER pour chaque charge.

Les courbes sont en très bon accord, validant la méthode proposée pour les deux antennes MMID considérées. La caractérisation de l'antenne du tag ne requiert que 3 simulations ou mesures de la SER pour 3 charges différentes. La méthode semble donc permettre de déterminer avec une bonne précision le coefficient de structure d'une antenne quelconque.

Une fois le coefficient de structure connu, il est alors possible de calculer très facilement et rapidement la SER pour une impédance de charge quelconque à partir de la formule (4.13). Par exemple, la SER simulée du cornet chargé par un court-circuit avec une longueur de ligne $l = 20 \text{ mm}$ est comparée à la Figure 4.13 avec la SER obtenue analytiquement avec (4.13) et le coefficient A_{struct} présenté à la Figure 4.10. A titre indicatif, le temps de calcul pour obtenir chaque résultat est renseigné.

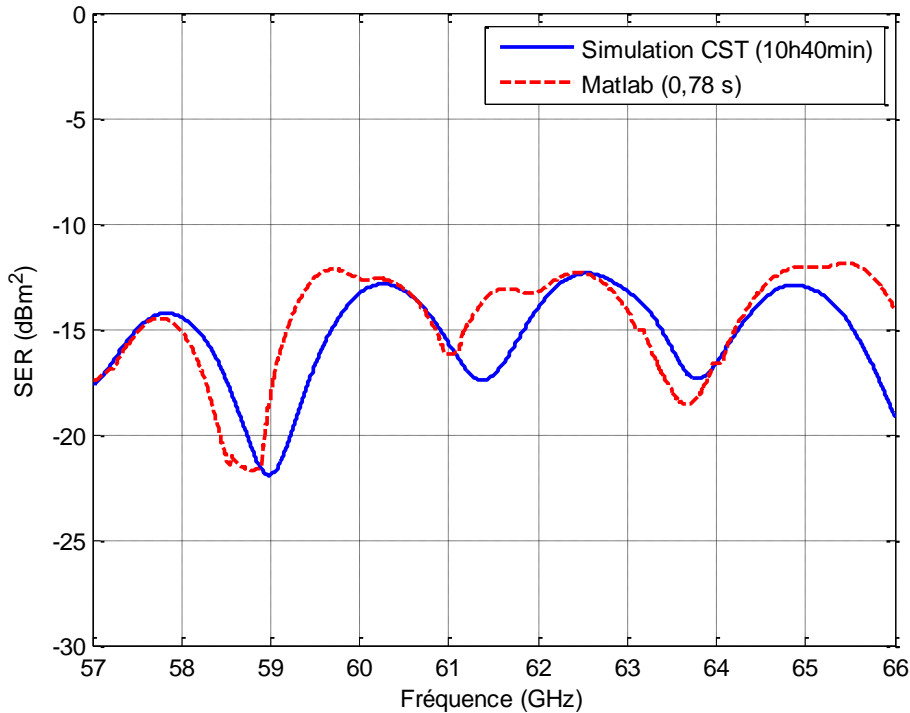


Figure 4.13. Comparaison des SER simulée et calculée analytiquement avec (4.13) pour le cas du cornet chargé par un court-circuit à 20 mm de distance.

Un bon accord est obtenu entre les deux résultats tout en assurant un temps de calcul très faible pour le cas analytique (0,78 s avec Matlab lancé avec un processeur Dual Core 2,53 GHz) par rapport à la simulation 3D sur serveur de calcul (10h40min avec 2 processeurs de 6 cœurs cadencés à 2,5 GHz).

En perspective, la méthode pourrait être utilisée en MMID pour déterminer, pour une antenne de tag donnée, une impédance de la puce MMID permettant de maximiser le terme $|A_{struct} - \Gamma_E^*|^2$. La SER du tag serait alors maximale pour un état. La variation de SER $\Delta\sigma$ ne dépendant que des coefficients de réflexion, le second coefficient de réflexion (lié à l'impédance de commutation) est fixé à l'opposé du premier de sorte à maximiser $\Delta\sigma$. La liaison montante d'un tag passif ou semi-passif serait alors optimale (i.e. à la portée de détection maximale).

4. Conclusion

Ce chapitre s'est attaché d'une part à la conception optimale de tags RFID/MMID et d'autre part à la caractérisation d'un paramètre essentiel de la SER d'une antenne chargée par une impédance.

Dans la première étude, la conception d'un tag passif est considérée théoriquement avec pour objectif d'optimiser simultanément les liaisons montante et descendante contrairement à l'approche classique qui cherche à maximiser la liaison descendante. Cette approche se justifie aujourd'hui en raison des performances accrues en termes d'alimentation des puces qui ne sont plus obligatoirement le facteur limitant la portée de lecture. La méthode proposée est donc plus générale mais nécessite une conception globale et simultanée de la puce et de l'antenne du tag. Cette approche de co-conception tend

à se développer dans le domaine des systèmes électroniques avec de plus en plus de méthodes orientées en ce sens. La méthode proposée est illustrée à partir d'un exemple en RFID UHF. Cette méthode peut être étendue à la MMID et notamment durant la conception du tag avec la technologie AoC. La bande ISM millimétrique permettant d'envisager bien plus de canaux de communication qu'en UHF, la conception d'un tag adapté à toute la bande est néanmoins plus délicate. Les valeurs les plus défavorables des paramètres dans cette bande de conception pourraient être utilisées afin de s'affranchir de la dépendance de la fréquence et d'assurer une portée de lecture minimale.

La seconde étude présente une méthode permettant de calculer le coefficient de structure d'une antenne quelconque dans une bande de fréquence considérée. Le coefficient de structure est en effet un paramètre dépendant de la fréquence qui a une incidence fondamentale sur la SER totale d'une antenne connectée à une charge d'impédance quelconque. La méthode ne requiert seulement que 3 simulations ou mesure de SER en plus de la connaissance des autres paramètres, notamment le gain de l'antenne qui est déterminé lors de la phase de conception de l'antenne. La méthode est validée à travers la caractérisation de deux antennes à travers la bande V. Une bonne corrélation entre SER simulée et SER calculée analytiquement avec le coefficient de structure est obtenue. Si l'intérêt de la méthode est d'ordre général, elle présente un avantage particulier pour la MMID. En effet, à partir de la connaissance du coefficient de structure issu de la méthode présentée, il est possible de trouver les impédances théoriques de commutation du tag qui permettront d'optimiser la liaison montante en maximisant la SER et la Δ SER. Par la suite, une optimisation par simulation électromagnétique autour de la valeur théorique pourrait être réalisée pour plus de précision. D'autre part, cette méthode pourrait être envisagée pour calculer rapidement la SER de l'antenne, dont le coefficient de structure a été calculé avec la méthode, en fonction de n'importe quelle impédance et à travers une bande de fréquence considérée.

Il convient de noter que si les deux méthodes de ce chapitre sont présentées à des fréquences particulières, elles n'en restent pas moins valables pour n'importe quelle bande de fréquence concernée, de la RFID à 400 MHz jusqu'à la MMID.

5. Références

- [4.1] <http://www.impinj.com/products/tag-chips/monza-r6/>
- [4.2] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, « Antenna Design for UHF RFID Tags - A Review and a Practical Application », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no.12, pp. 3870-3876, Dec. 2005.
- [4.3] A. Shameli, A. Safarian, A. Rofougaran, M. Rofougaran, F. De Flaviis, « Power Harvester Design for Passive UHF RFID Tag Using a Voltage Boosting Technique », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 6, pp.1089-1097, Jun. 2007.
- [4.4] G. A. Vera, A. Georgiadis, Y. Duroc, S. Tedjini, « Cooperative Integration of Harvesting Sections for Passive RFID Communication », in *IEEE Int. Microw. Symp. Digest (IMS)*, May 2015.
- [4.5] A. P. Sample, J. Braun, A. Parks, J. R. Smith, « Photovoltaic Enhanced UHF RFID Tag Antennas for Dual Purpose Energy Harvesting », in *Int. Conf. RFID*, pp. 146-153, Apr. 2011.
- [4.6] A. Collado, A. Georgiadis, « Optimal Waveforms for Efficient Wireless Power Transmission », *IEEE Microw. Compon. Lett.*, vol. 24, no. 5, pp. 354-356, May 2014.
- [4.7] P.V. Nikitin, K.V.S. Rao, R.D. Martinez, « Differential RCS of RFID tag », *Electron. Lett.* vol. 43, no. 8, pp 431-432, Apr. 2007.
- [4.8] S. Skali, C. Chantepy, S. Tedjini, « On the measurement of the delta Radar Cross Section (Δ RCS) for UHF tags », in *IEEE Int. Conf. RFID*, pp. 346-351, Apr. 2009.
- [4.9] P. Pursula, T. Vähä-Heikkilä, A. Müller, D. Neculoiu, G. Konstantinidis, A. Oja, J. Tuovinen, « Millimeter-Wave Identification-A New Short-Range Radio System for Low- Power High Data-Rate Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2221-2228, Oct. 2008.
- [4.10] R. Chakraborty, S. Roy and V. Jandhyala, « Revisiting RFID Link Budgets for Technology Scaling - Range Maximization of RFID Tags », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 2, pp.496-503, Feb. 2011.
- [4.11] J.-C. Bolomey, S. Capdevila, L. Jofre, J. Romeu, « Electromagnetic Modeling of RFID-Modulated Scattering Mechanism - Application to Tag Performance Evaluation », *Proc. IEEE*, vol. 98, no. 9, pp. 1555-1569, Sep. 2010.
- [4.12] J.-C. Bolomey, L. Jofre, S. Capdevila, « Reciprocity-based formulation of RFID tag response in arbitrary environments », in *Int. Symp. Antennas Propag. (ISAR)*, pp. 1-4, 2008.
- [4.13] L. W. Mayer, A. L. Scholtz, « Sensitivity and Impedance Measurement on UHF RFID Transponder Chips », in *2nd Int. EURASIP Workshop RFID Technol.*, pp. 1-10, Jul. 2008.
- [4.14] G. Andia Vera, Y. Duroc, S. Tedjini, « RFID Test Platform: Nonlinear Characterization », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 9, pp. 2299-2305, Sep. 2014.

- [4.15] « EPC Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz – 960 MHz version 1.2.0 », EPC Global Class 1 Gen 2, 2008.
- [4.16] C. A. Balanis, « Antenna radar cross section », in « Antenna theory – Analysis and Design », 3rd ed., John Wiley & Sons, pp. 100-104, 2005.
- [4.17] K., Finkenzeller, « Rfid handbook: Fundamentals and applications in contactless smart cards and identification », 2nd ed., John Wiley & Sons, 2003.
- [4.18] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, « Antennas and Propagation in UHF RFID Systems », in IEEE Int. Conf. RFID, pp. 277-288, Apr. 2008.
- [4.19] Y.-S. Chen, S.-Y. Chen, H.-J. Li, « A Novel Dual-Antenna Structure for UHF RFID Tags », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 11, pp. 3950-3960, Nov. 2011.
- [4.20] R. Colella, L. Tarricone, L. Catarinucci, « SPARTACUS: Self-Powered Augmented RFID Tag for Autonomous Computing and Ubiquitous Sensing », IEEE. Trans. Antennas Propag., vol. 63, no. 5, pp. 2272-2281, May 2015.
- [4.21] T. Kiuru, P. Pursula, J. Rajamaki, T. Vaha-Heikkila, « A 60-GHz Semipassive MMID Transponder for Backscattering Communications », in IEEE Int. Microw. Symp. Digest (IMS), Jun. 2013.
- [4.22] P. Pursula, F. Donzelli, « Transponders for millimeter wave identification », in IEEE-APS Topical Conf. Antennas Propag. Wireless Commun. (APWC), pp. 1221-1224, Sep. 2011.
- [4.23] S. Shrestha, M. D. Balachandran, M. Agarwal, L.H. Zou, K. Varahramyan, « A method to measure radar cross section parameters of antennas », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 56, no. 11, pp. 3494-3500, Nov. 2008.
- [4.24] K. Penttila, M. Keskilammi, L. Sydanheimo, M. Kivikoski, « Radar cross-section analysis for passive rfid system », IEEE Proc.-Microw. Antennas Propag., vol. 153, no. 1, pp. 103-109, Feb. 2006.
- [4.25] C.-C. Yen, A. E. Gutierrez, D. Veeramani, D. Weide, « Radar cross-section analysis of backscattering rfid tags », IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 6, pp. 279-281, Jun. 2007.

Chapitre 5 – Conception et évaluation des performances d'un tag passif en guide d'onde WR15

Ce chapitre présente la démarche de conception d'une antenne basée sur le guide d'onde WR15 pour des tags MMID passifs avec ou sans batterie. Dans un premier temps, la conception et la caractérisation d'une antenne guide d'onde à réseau de fente est présentée. L'antenne à structure 3D est alors exploitée pour démontrer d'une part ses avantages pour la rétro-modulation et d'autre part sa possible utilisation en tant que capteur passif de pression et d'humidité dans la bande ISM 57-66 GHz.

Sommaire

1. CONCEPTION DE L'ANTENNE GUIDE D'ONDE A RESEAU DE FENTE	147
1.1. PRESENTATION GENERALE	147
1.2. PROCEDE DE FABRICATION DE L'ANTENNE	149
1.3. MECANIQUE DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE GORF BASEE SUR GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE	150
1.4. CONCEPTION ET USINAGE DU PROTOTYPE.....	153
1.4.1. <i>Choix du métal</i>	153
1.4.2. <i>Schéma de l'antenne</i>	155
1.4.3. <i>Contraintes mécaniques</i>	155
1.4.4. <i>Etude de conception du prototype d'antenne</i>	156
2. CARACTERISATION DE L'ANTENNE	158
2.1. INFLUENCE DES CONTRAINTES GEOMETRIQUES SUR LES PROPRIETES DE L'ANTENNE	158
2.2. CARACTERISATION DE L'ANTENNE	161
2.2.1. <i>Adaptation d'impédance</i>	161
2.2.2. <i>Diagramme de rayonnement</i>	162
2.2.3. <i>Surface équivalente radar</i>	165
2.2.4. <i>Bilan de la caractérisation</i>	170
3. PORTEE THEORIQUE DE LECTURE ET DE LA RETRO-MODULATION	171
4. COMMUNICATION MMID PAR RETRO-MODULATION EN UTILISANT L'ANTENNE GORF	174
4.1. ETUDES PRELIMINAIRES DE LA RETRODIFFUSION DU TAG	174
4.1.1. <i>Caractérisation du détecteur</i>	174
4.1.2. <i>Etude de la commutation d'impédance du tag</i>	175
4.2. VALIDATION EXPERIMENTALE DU PROTOTYPE DE TAG MMID PASSIF	177
4.2.1. <i>Configuration du tag en commutation d'impédance</i>	177
4.2.2. <i>Etude des signaux échangés durant la liaison descendante</i>	178
4.3. BILAN.....	180
5. ETUDE DE FONCTIONS DE CAPTEUR EXPLOITANT LA GEOMETRIE DE L'ANTENNE	180
5.1. CAPTEUR DE PRESSION	180
5.1.1. <i>Etat de l'art des capteurs de pression en bande millimétrique</i>	180
5.1.2. <i>Adaptation de l'antenne GORF en tag-capteur de pression passif</i>	181
5.1.3. <i>Caractérisation du tag-capteur de pression</i>	182
5.1.3.1. <i>Etude de la variation de la SER en fonction de la position du court-circuit</i>	182
5.1.3.2. <i>Choix de la fréquence d'interrogation</i>	185
5.1.3.3. <i>Etude de la linéarité du capteur de pression</i>	187

5.1.4.	<i>Etude théorique du capteur de pression basé sur l’antenne GORF avec membrane métallique.....</i>	188
5.1.5.	<i>Conclusion de l’étude.....</i>	190
5.2.	CAPTEUR D’HUMIDITE.....	191
5.2.1.	<i>Etat de l’art et introduction au Kapton.....</i>	191
5.2.2.	<i>Etude préliminaire par simulation électromagnétique.....</i>	193
5.2.2.1.	Modélisation du tag-capteur d’humidité basé sur l’antenne GORF.....	193
5.2.2.2.	Etude de l’influence de l’épaisseur du Kapton sur le coefficient de réflexion.....	194
5.2.2.3.	Etude de l’influence d’un gap d’air entre le film de Kapton et l’antenne sur le coefficient de réflexion.....	194
5.2.2.4.	Effets de la variation de permittivité du Kapton sur les propriétés de l’antenne.....	195
5.2.3.	<i>Expérimentation du tag-capteur passif.....</i>	197
5.2.3.1.	Evolution du coefficient de réflexion en fonction du taux d’humidité relative.....	197
5.2.3.2.	Analyse de l’hystérésis des paramètres variables du capteur.....	200
6.	CONCLUSION.....	202
7.	REFERENCES.....	204

1. Conception de l'antenne guide d'onde à réseau de fente

1.1. Présentation générale

Les antennes Guide d'Onde à Réseau de Fentes (GORF) sont des antennes importantes dans les télécommunications sans fil de type radar ou réseau point-à-point [5.1]. Les GORF sont largement utilisés pour leurs faibles pertes (pas de diélectrique), leur gain élevé, leur solidité mécanique et leur compatibilité avec les puissances élevées. Ce type d'antenne permet d'obtenir une polarisation aussi bien linéaire [5.1] que circulaire [5.2]. De plus, les GORF présentent également un autre atout : la mise en réseaux des fentes se fait très facilement, sans nécessiter l'utilisation de réseaux d'alimentation complexes comme ceux des réseaux d'antennes planaires. Ces performances sont prometteuses pour les communications MMID dans la bande 57-66 GHz où des antennes à haute efficacité et forte directivité sont requises pour compenser les pertes de propagation. De plus, l'antenne GORF est par nature très résonante et présente donc une SER élevée par rapport à sa surface physique. Cette caractéristique est très importante pour la rétro-modulation des tags MMID. En contrepartie, cette caractéristique limite la bande passante et il sera difficile de couvrir toute la bande V.

Les guides d'onde intégrés sur substrat (SIW) ont été introduits comme alternative aux GORF. En effet, ceux-ci présentent une structure planaire, de bonnes performances et un faible coût de réalisation [5.3]-[5.4]. Un exemple d'antenne SIW est présenté à la Figure 5.1-a) [5.4]. Ce type d'antennes a notamment été proposé dans le but de tirer profit d'un maximum d'avantages des GORF sans avoir la contrainte d'encombrement. Cependant, les antennes SIW souffrent de pertes diélectriques [5.5] malgré les progrès faits dans la réalisation de substrats à faibles pertes [5.6]. Des efficacités de rayonnement de l'ordre de 80 % sont généralement obtenues. Dans [5.7], les auteurs proposent d'ajouter une couche d'air sous la partie rayonnante afin de réduire les pertes diélectriques d'environ 3 dB. L'antenne fonctionne à 59 GHz et présente une surface de 45 mm × 45 mm et un gain de 20,4 dBi. Certains travaux proposent de coupler les fentes au guide d'onde à travers un système multicouches utilisant des cavités résonantes entre le guide et les fentes dans le but d'augmenter le gain de l'antenne. Cependant, ces antennes SIW multicouches (Figure 5.1-b) [5.8] peuvent présenter des pertes additionnelles dues à la superposition de substrats (gap d'air, mauvais alignement). Dans certaines applications où l'antenne devrait être connectée à un guide d'onde, une transition guide d'onde vers SIW serait nécessaire, ajoutant des pertes supplémentaires de l'ordre de 0,5 dB même si des études tendent à les réduire [5.9].

La conception d'antenne GORF en bande millimétrique a été présentée récemment dans la littérature. Dans [5.10], une antenne GORF a été conçue à 300 GHz. L'antenne est basée sur l'utilisation de SU-8, une résine polymère photosensible, sous forme de wafer sur lequel une couche d'argent est déposée pour créer les structures métalliques de l'antenne (Figure 5.1-c)). Quatre couches sont

nécessaires et ont été assemblées. A cause de la faible épaisseur de dépôt d’argent et de sa rugosité, la conductivité de la couche de métal baisse de 51 %. Il en résulte des pertes supplémentaires élevées. Au final, un faible gain de 5 dBi est obtenu contre 15 dBi théoriques pour une antenne GORF à 8 fentes [5.1]. Dans [5.11], une antenne fonctionnant dans la bande W (75-110 GHz) est réalisée à partir de l’usinage par fraisage de plusieurs couches qui sont par la suite assemblées entre-elles. Un réseau de 12×20 fentes permet d’obtenir un gain de 28,3 dBi avec une efficacité maximale de 42 %. Comme évoqué précédemment, les superpositions de multiples couches pour former les antennes entraînent des pertes additionnelles comme le montrent [5.10] et [5.11]. Ces procédés de fabrication ne semblent pas être assez matures pour permettre d’obtenir une antenne GORF à haute efficacité utilisable en MMID. Une autre technique de fabrication d’antennes GORF a été reportée dans [5.12]. L’antenne, fonctionnant dans la bande W, est fabriquée par électroformage. Cette technique consiste à réaliser un dépôt électrolytique de métal sur un mandrin ayant la forme de l’objet à fabriquer qui sera par la suite retiré. De bonnes performances à 95 GHz sont obtenues avec une efficacité de rayonnement de 82 % et un gain réalisé maximal de 27 dBi pour 64 fentes en réseau. Cette technique présente l’avantage de reproduire au micromètre près la forme du mandrin et permet donc une production en série fidèle et à bas coût.

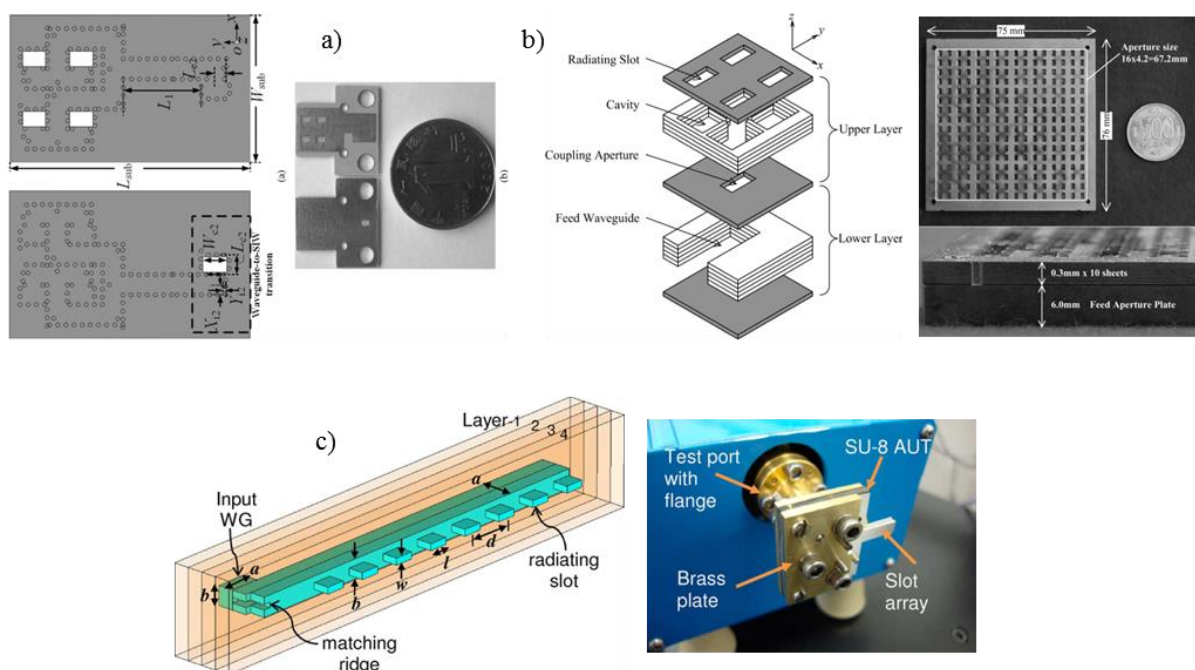


Figure 5.1. Antennes à fentes réalisées en bande millimétrique. a) Antenne SIW à 60 GHz basée sur 2 couches de substrat faible coût (Roger RO3006) [5.4]. b) Antenne SIW à 60 GHz basée sur des guides d’onde creux via une superposition de couches de substrat [5.8]. c) Antenne GORF à 300 GHz basée sur 4 couches de Su-8 [5.10].

Les progrès faits en micromécanique permettent désormais d’envisager de fabriquer des antennes GORF à partir d’un bloc unique de métal avec une précision de l’ordre de quelques dizaines de micromètres, comparable aux procédés de gravure d’antennes sur substrat. Le prototype réalisé durant la thèse, basé sur un guide d’onde rectangulaire WR15, permet d’explorer l’utilisation conjointe de

l'Électroérosion à Fil (EF) et du fraisage pour fabriquer l'antenne en un seul bloc de métal. Ce type d'antenne évite donc l'utilisation de diélectriques et de multiples couches à assembler pour former l'antenne, permettant d'obtenir une antenne compacte à forte directivité et avec de très faibles pertes tout en étant facilement reproductible.

1.2. Procédé de fabrication de l'antenne

La gravure de l'antenne à fente se fait à partir d'un bloc unique de métal, aluminium ou cuivre notamment, permettant d'obtenir une structure très robuste mécaniquement et dont les pertes sont réduites par rapport à des structures assemblées de plusieurs blocs. Deux types de gravures mécaniques sont utilisés conjointement : la gravure par EF et par fraisage. Un exemple d'EF de pièces mécaniques et un schéma explicatif de cette technique de gravure sont donnés à la Figure 5.2. L'EF est une méthode d'usinage sans contact entre l'outil et la pièce. Elle est notamment utilisée pour la fabrication de pièces d'horlogerie (Figure 5.2-b)). Un générateur de courant envoie des impulsions électriques entre un fil fin (l'électrode reliée à la borne positive) et la pièce (reliée à la masse du générateur). Ces décharges induisent des étincelles de très haute intensité et température, venant éclater le métal à sa surface. La géométrie à découper est alors obtenue en déplaçant le fil à l'intérieur du métal (Figure 5.2-c)). La pièce et le fil sont immergés dans un diélectrique (huile ou eau dé-ionisée) afin de réguler la température, assurant par ailleurs une meilleure longévité du fil. Ce diélectrique, circulant en haute pression aux abords du fil, permet également d'évacuer les particules de métal qui ont été éclatées. Le diélectrique est d'ailleurs filtré en permanence tout au long du procédé de gravure. Enfin, la présence du diélectrique entre le fil et la pièce permet de favoriser les étincelles par rapport à l'air en augmentant le champ disruptif du milieu (champ électrique dit « de claquage » du diélectrique). A titre d'exemple, le champ disruptif de l'air sec est d'environ 3000 kV/m contre 15000 kV/m pour l'huile siliconée. L'EF permet donc de graver sans effort tout type de matériau conducteur quelle que soit leur dureté, car il n'y a pas de contact physique entre l'outil et la pièce, avec une très bonne précision, jusqu'à 5 μm pour certaines machines [5.13]. Néanmoins, l'EF présente deux inconvénients importants à souligner : la lenteur de la gravure (de l'ordre de quelques millimètres par minute) et la détérioration rapide du fil de découpe. Il convient de noter que pour usiner des cavités dans le métal, l'EF par enfonçage peut être utilisée. Au lieu de découper le métal avec un fil traversant, une sonde est alors enfoncée dans la matière.

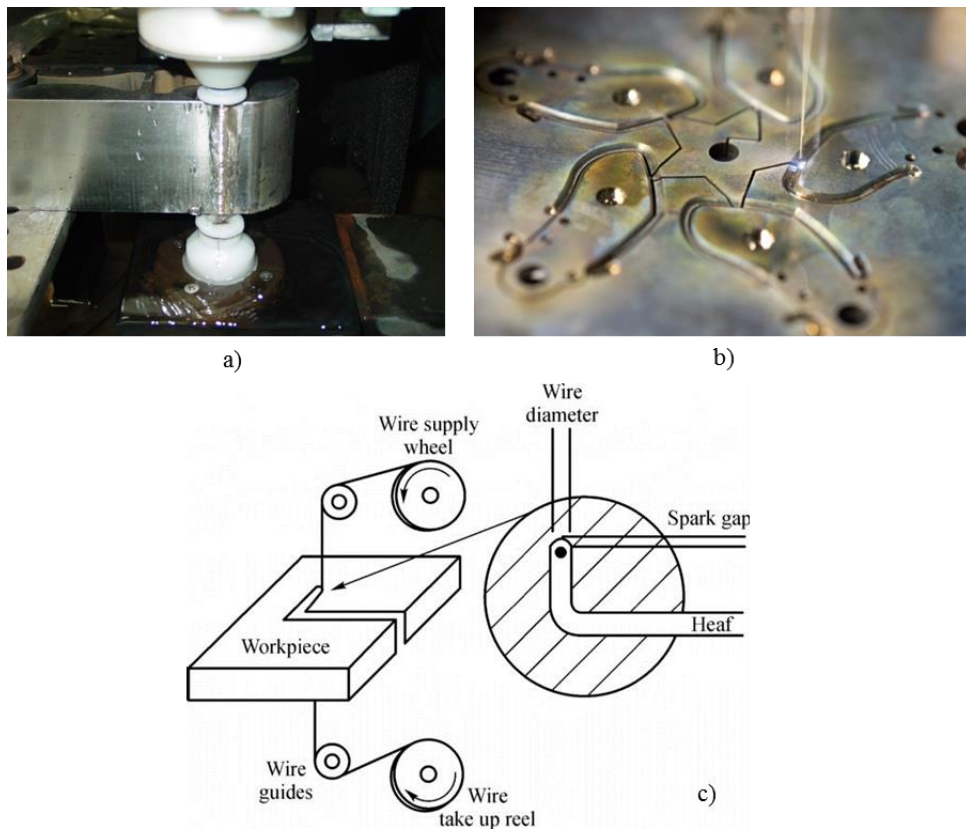


Figure 5.2. Présentation de la gravure par EF. a) Photo d'une gravure de pièce mécanique. b) Photo sans diélectrique (pour illustration) de la gravure d'une pièce d'horlogerie. c) Schéma de principe de l'EF [5.14].

Le fraisage est une méthode de gravure beaucoup plus connue où un outil abrasif (la fraise) va venir retirer de la matière par frottement sur la pièce à graver. La fraise est montée sur un axe rotatif tournant très rapidement. Les précisions de gravure sont de l'ordre de quelques dizaines de micromètres. La combinaison de l'EF et du fraisage en micromécanique permet donc d'envisager l'usinage d'antenne GORF à 60 GHz grâce à une précision d'usinage de 20 μm , équivalente à une gravure d'antenne sur substrat. L'électroérosion par enfonçage aurait également pu être utilisée pour l'usinage des fentes, mais le fraisage est plus rapide et présente une précision équivalente.

1.3. Mécanique de rayonnement de l'antenne GORF basée sur guide d'onde rectangulaire

Les antennes GORF sont basées sur les guides d'onde 3D généralement de section rectangulaire [5.1] mais aussi cylindrique [5.15]. Dans le cas des applications MMID, les guides rectangulaires sont choisis pour leur géométrie plane compatible avec des placements de tags sur des objets à identifier. Le cas des guides cylindriques n'est donc pas étudié. L'onde se propage à l'intérieur du guide selon des modes de propagation Transverse Electrique (TE) ou Transverse Magnétique (TM) [5.16]. En-dessous d'une fréquence de coupure qui lui est propre, un mode donné ne peut pas se propager (le mode est dit « évanescent »). La fréquence de coupure d'un mode, qu'il soit TE ou TM, est définie en fonction des

dimensions de la section du guide. Ainsi, pour un guide rectangulaire de section $a \times b$, les fréquences de coupure basses des modes TE et TM d'indices m et n sont identiques et sont données par (5.1).

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (5.1)$$

Chaque indice m et n identifie le nombre de demi-période dans chaque axe de la section du guide comme le montre la Figure 5.3 pour les modes TE_{10} , TE_{20} et TM_{11} . Dans le cas des modes TE, m et n peuvent être nuls mais pas simultanément tandis que dans le cas des modes TM m et n sont nécessairement non-nuls.

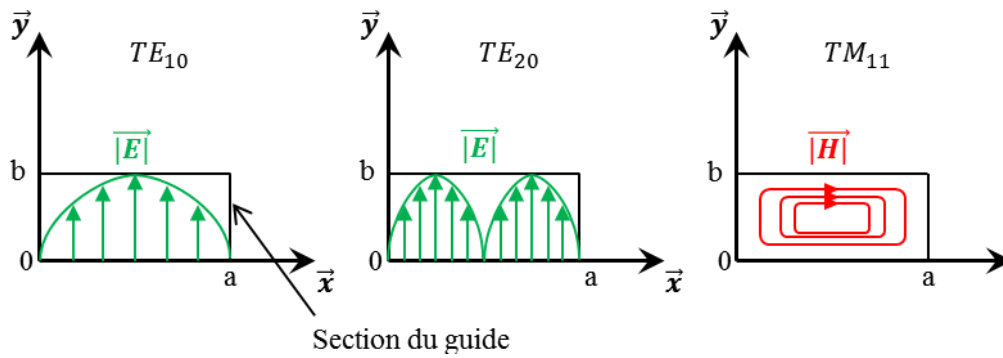


Figure 5.3. Répartition de champ pour différents modes de propagation dans un guide d'onde rectangulaire.

Pour assurer une transmission optimale, seul le mode fondamental est désiré. Dans le cas des guides d'onde rectangulaires standards où $a > b$, il s'agit du mode TE_{10} . Cette condition impose de fixer la hauteur du guide b inférieure à $a/2$ afin d'éviter l'apparition du mode TE_{01} . En effet, il a été démontré dans [5.17] que des distorsions de phase apparaissent lorsque plusieurs modes co-existent dans le guide. Par exemple, pour le guide d'onde standard WR15 (50-75 GHz), $a = 3,76 \text{ mm}$ et $b = 1,88 \text{ mm}$. La distribution de champ du mode TE_{10} est présentée à la Figure 5.4.

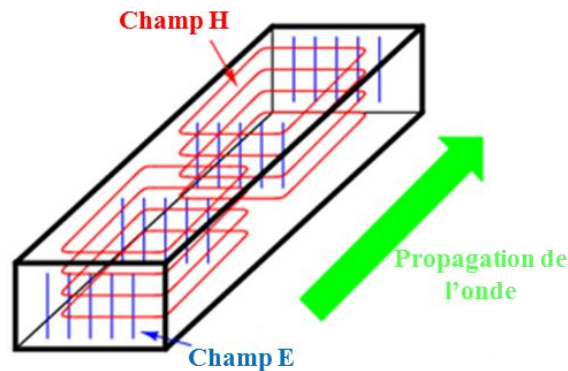


Figure 5.4. Répartition du champ électromagnétique du mode de propagation TE_{10} .

Le fonctionnement d’une antenne GORF est basé sur un phénomène d’onde stationnaire obtenu en ajoutant un court-circuit ajouté en bout de guide. Ainsi pour une fréquence donnée, les positions des maximums de champ sont fixes et connues. Le positionnement du court-circuit et l’emplacement des ventres et des nœuds du champ dépendent de la longueur d’onde guidée λ_g définie par (5.2) :

$$\lambda_{g\ mn} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c\ mn}}{f}\right)^2}}, \quad (5.2)$$

où $f_{c\ mn}$ est la fréquence de coupure du mode, f est la fréquence de l’onde et λ_0 est la longueur d’onde dans le vide.

Afin d’obtenir une interférence constructive à partir du court-circuit (réflexion en phase de l’onde au bout du guide), celui-ci doit être placé à un multiple impair de $\lambda_g/4$ du dernier ventre (généralement la distance est fixée au plus court à $\lambda_g/4$). Au final, la distribution du champ électrique de l’onde stationnaire obtenue dans le guide d’onde rectangulaire est donnée à la Figure 5.5.

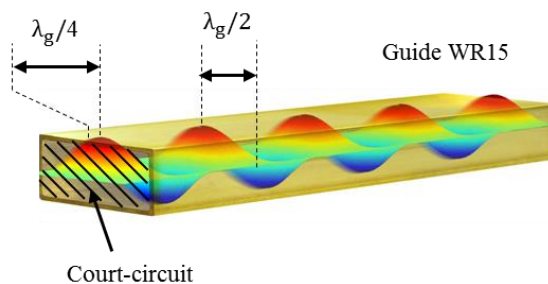


Figure 5.5. Champ stationnaire dans le guide d’onde rectangulaire.

Le rayonnement à partir des fentes est basé, comme pour les cavités résonantes à fente étudiées précédemment, sur le principe de Babinet. Diverses géométries de fentes ont été étudiées dans [5.2], avec leurs placements associés, dépendant des exigences de conception (polarisation linéaire ou circulaire, taille du guide, etc.). Les fentes sont placées aux maximums de courant, orthogonalement aux lignes de courant, comme le montre la Figure 5.6. L’offset par rapport au centre de la face permet de gérer l’alimentation des fentes ainsi que le niveau d’adaptation. Les fentes sont placées de manière alternée de part et d’autre du centre du guide. En effet, les maximums du champ stationnaire dans le guide espacés de $\lambda_g/2$ sont en opposition de phase, l’alternance symétrique des fentes par rapport au centre du guide permet ainsi de maintenir une alimentation en phase [5.1]. Un rayonnement maximal dans la direction normale à la face rayonnante est alors garanti. Il convient de noter que le court-circuit peut également être placé à un multiple impair de $\lambda_g/4$ de la dernière fente, de même que les fentes peuvent être séparées de plusieurs demi-longueurs d’onde guidées.

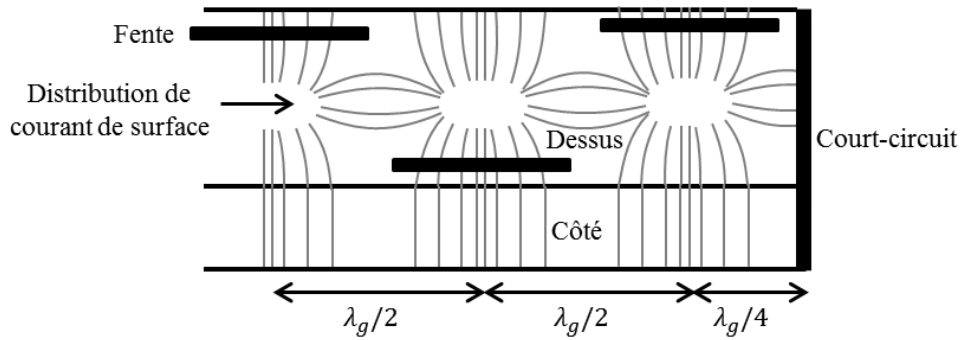


Figure 5.6. Placement des fentes sur le guide.

Par la suite, l’objectif est de concevoir une antenne de tag MMID réaliste en termes de gain et de dimensions par rapport au tag RFID UHF passif mis à l’échelle millimétrique. L’antenne à développer doit être de faible dimensions ($30\text{ mm} \times 30\text{ mm}$ maximum) et posséder un gain réalisé d’au moins 10 dBi. Des portées de lecture de l’ordre du mètre sont alors atteignables (Cf. Chapitre 1). La fente longitudinale est choisie car elle présente plusieurs avantages. D’une part elle a une directivité élevée de 6 dBi quasi-omnidirectionnelle dans un plan et une polarisation linéaire [5.2]. D’autre part, sa géométrie est compatible avec la technique de gravure. Au final, l’antenne est basée sur le guide WR15 de section $3,76\text{ mm} \times 1,88\text{ mm}$ avec une géométrie développée en accord avec les contraintes mécaniques de la gravure.

D’un point de vue conception, les paramètres déterminants et leurs impacts associés sont :

- Longueur de la fente : fréquence de résonance.
- Largeur de la fente : principalement la bande passante mais aussi la fréquence de résonance.
- Offset des fentes : adaptation d’impédance et efficacité de rayonnement.

1.4. Conception et usinage du prototype

1.4.1. Choix du métal

Deux métaux sont candidats pour la conception de cette antenne : le cuivre et l’aluminium. Les seules pertes, hors pertes par réflexion, dans un guide d’onde rempli d’air sont les pertes de conduction dans le métal, notées α et exprimées en Np/m. Ces pertes dépendent de la conduction du métal σ induisant une résistance de surface du métal R_s donnée par (5.3), avec μ la perméabilité du matériau égale à $4\pi \cdot 10^{-17}\text{ H/m}$ dans le cas des métaux.

$$R_s = \sqrt{\frac{\mu\pi f}{\sigma}} \quad (5.3)$$

A partir de (5.3), les pertes de conduction du mode TE_{10} d’un guide d’onde rectangulaire de section $a \times b$ et de fréquence de coupure $f_{c_{TE_{10}}}$ sont définies par (5.4), avec η l’impédance du vide.

$$\alpha = \frac{R_s}{\eta b \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE10}}}{f}\right)^2}} \left(1 + \left(\frac{2b}{a}\right) \left(\frac{f_{c_{TE10}}}{f}\right)^2 \right) \quad (5.4)$$

Au final, l'atténuation α peut être exprimée en dB/m à partir de (5.5).

$$\alpha_{(dB/m)} = 20 \log(e^\alpha) = 8,686 \cdot \alpha_{(dB)} \quad (5.5)$$

Les pertes de conduction $\alpha_{(dB/m)}$ dans le guide WR15 sont tracées à la Figure 5.7 en fonction de la fréquence pour toute la bande V pour le cuivre de conductivité $\sigma_{Cu} = 59,6 \cdot 10^6 S/m$ et pour l'aluminium de conductivité $\sigma_{Al} = 37,7 \cdot 10^6 S/m$.

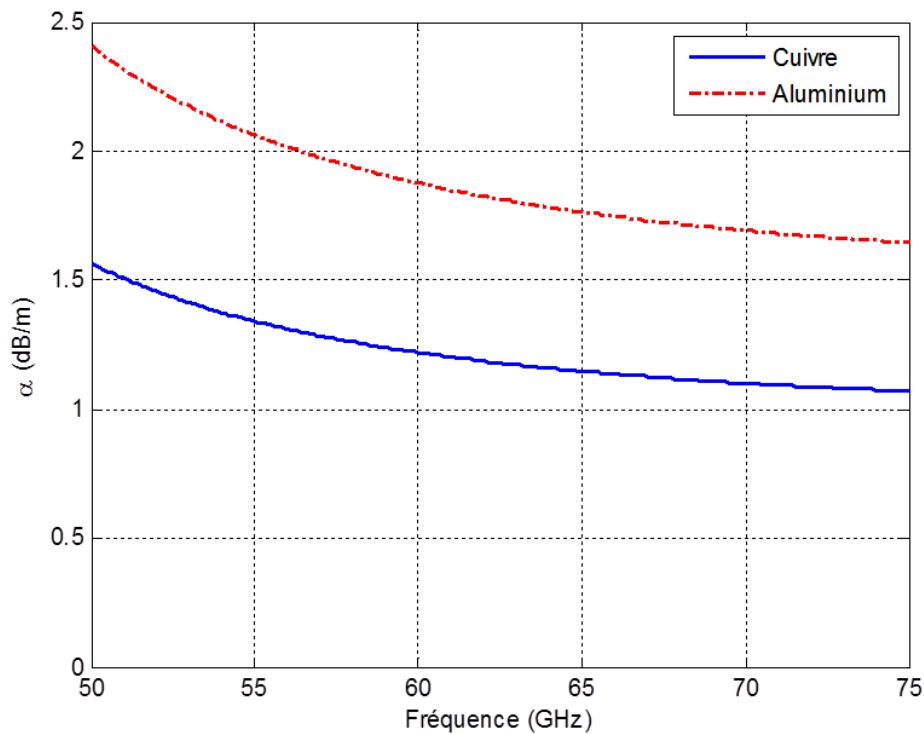


Figure 5.7. Pertes de conduction dans le guide d'onde WR15 en fonction du métal utilisé.

A la fréquence de 60 GHz, $\alpha = 1,219 dB/m$ pour le cuivre et $\alpha = 1,875 dB/m$ pour l'aluminium. Dans un guide de 30 mm de long cela représente respectivement 0,037 dB et 0,056 dB. Dans le but de réaliser une antenne au coût le plus faible possible, les différences d'atténuation de la propagation guidée étant très faibles, l'aluminium est retenu pour la fabrication de l'antenne.

1.4.2. Schéma de l'antenne

La fréquence de résonance est fixée à 60 GHz. La longueur d'onde guidée dans le guide WR15 est donc de 6,69 mm, déterminée à partir de (5.2) avec $f_{c_{10}} = 39,894 \text{ GHz}$. Pour une longueur de guide inférieure à 30 mm, en considérant des fentes de longueur $\lambda_0/2$ et d'après la section 1.3, jusqu'à 8 fentes peuvent être mises en réseau. Néanmoins, il est démontré par la suite que les contraintes dues à l'usinage de la pièce et à la proximité de la bride d'interconnexion limitent à 4 le nombre de fentes pouvant être usinées. Ce nombre de fentes reste suffisant pour obtenir une directivité théorique de 12 dBi satisfaisant le cahier des charges (6 dBi pour la fente seule et 6 dB de plus car le nombre d'éléments rayonnants est multiplié par 4).

Deux types d'alimentation de l'antenne sont possibles : soit l'antenne est directement connectée en guide d'onde WR15, impliquant d'ajouter une bride d'interconnexion à la structure de l'antenne ; soit l'antenne est connectée à sa source via un câble coaxial, comme dans [5.2], au moyen d'une transition WR15-Coax. Afin de pouvoir exploiter le principe de capteur de pression présenté au chapitre 3 via la structure 3D de l'antenne GORF, une connectique WR15 est utilisée. Le schéma du prototype, incluant la bride d'interconnexion, est présenté à la Figure 5.8 avec L et W respectivement la longueur et la largeur de la fente, d_{off} l'offset de la fente par rapport au milieu de la paroi du guide, d_{cc} la distance entre le centre de la dernière fente et le court-circuit terminant le guide, L_{esp} la longueur séparant deux fentes consécutives centre à centre et d_{bride} la distance entre le centre de la dernière fente et la bride d'interconnexion. Par la suite, le repère orthonormé utilisé pour référencer les plans est celui présenté à la Figure 5.8.

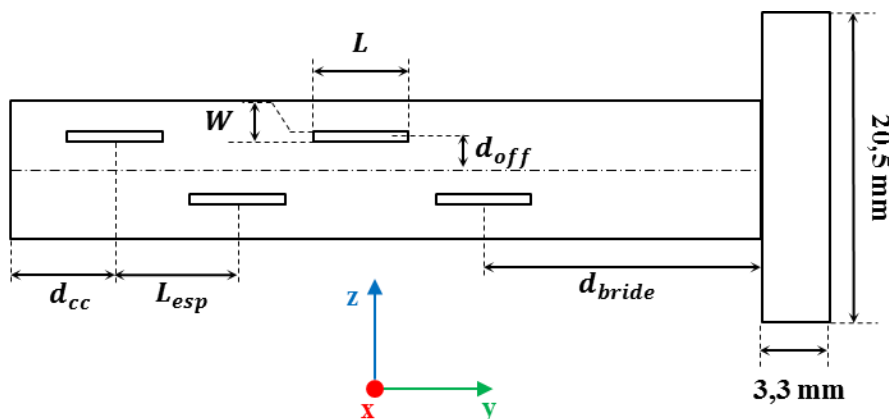


Figure 5.8. Schéma de l'antenne GORF réalisée.

1.4.3. Contraintes mécaniques

L'usinage de l'antenne est divisé en deux parties distinctes. Le guide d'onde et la bride sont usinés par EF tandis que les fentes sont usinées par passages successifs de la fraise. A partir du schéma Figure 5.8, les contraintes mécaniques de l'usinage par EF et fraisage ont été prises en compte dans le

modèle de simulation. Afin d'assurer une bonne tenue mécanique lors du fraisage, les parois du guide sans fente ont une épaisseur fixée à 1 mm. La paroi avec les fentes doit être d'épaisseur négligeable devant la longueur d'onde autrement la bande passante de l'antenne serait fortement dégradée [5.18]. De fortes contraintes verticales s'appliquent sur la surface à graver durant le fraisage nécessitant une épaisseur minimale de 0,3 mm. L'épaisseur de cette paroi est donc fixée à la limite afin d'assurer la contrainte mécanique durant l'usinage et tout en ayant une faible épaisseur. Une autre contrainte à prendre en compte est l'arrondi présent au bout des fentes usinées par la fraise. En effet, l'outil étant de section cylindrique, les extrémités auront donc des angles arrondis. Il a été démontré que cet arrondi modifiait l'impédance de la fente et donc la résonance de l'antenne [5.1]. La fraise la plus petite ayant pour diamètre 160 μm , la largeur de fente W minimale est fixée cette valeur.

L'EF étant une technique traversante, le court-circuit du guide doit être ajouté par la suite. La procédure consiste à venir fixer une plaque de métal en bout de guide, nécessitant un système de fixation à vis. La fin du guide doit donc être élargie pour pouvoir y visser la plaque de court-circuit. Contrairement aux antennes multicouches où l'alignement des couches peut impacter les performances de l'antenne, aucun alignement du court-circuit n'est requis. En effet, les dimensions de la plaque sont celles de la section du guide plus l'épaisseur des parois élargies. Un décalage latéral de quelques microns ne laissera donc aucune ouverture. De plus, il a été démontré par la mesure du prototype que même un léger desserrage de la plaque ne modifiait pas l'adaptation d'impédance.

1.4.4. Etude de conception du prototype d'antenne

A partir du placement théorique des fentes issu des formules analytiques [5.1]-[5.19], la structure a été simulée et optimisée pour résonner à 60 GHz. Pour plus de clarté dans ce manuscrit, les études paramétriques intermédiaires de l'antenne ne sont pas présentées.

La structure finale de l'antenne tenant compte des contraintes mécaniques présentées en section 1.1.4.3 est présentée à la Figure 5.9. La Figure 5.9-a) présente le modèle utilisé pour la simulation sous CST tandis que la Figure 5.9-b) présente le prototype réalisé à côté d'une pièce de monnaie et d'absorbants millimétriques. La vue éclatée de l'antenne présentée à la Figure 5.9-c) permet d'identifier facilement les éléments qui ont été ajoutés au modèle afin de tenir compte des contraintes mécaniques.

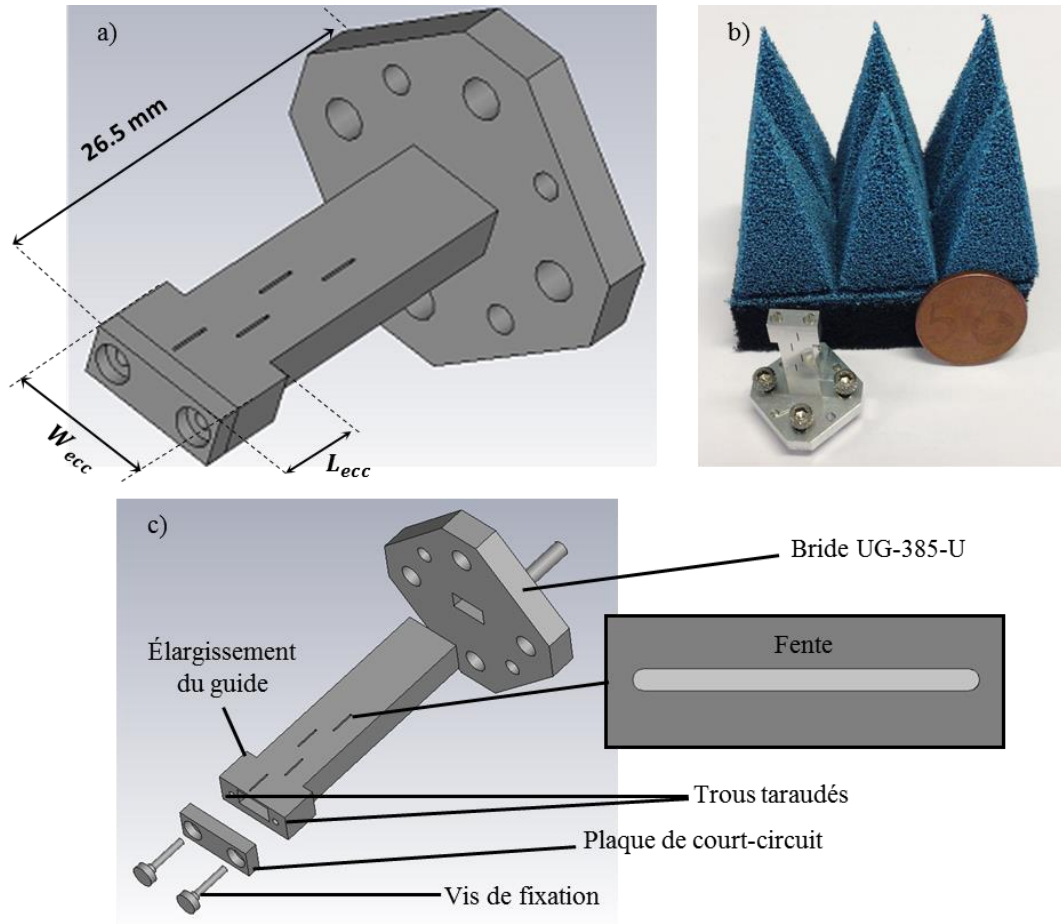


Figure 5.9. Prototype réalisé de l'antenne GORF. a) Modèle CST. b) Prototype fabriqué. c) Vue éclatée de l'antenne présentant les éléments modifiés/ajoutés suite aux contraintes mécaniques d'usinage.

L'antenne est alors optimisée selon la longueur de la fente et l'offset par rapport au milieu du guide. Les valeurs optimisées des paramètres utilisés pour l'usinage sont résumées dans le Tableau 5.1. La précision d'usinage étant de $\pm 20 \mu\text{m}$, les dimensions ont été arrondies au centième de millimètre. Au final, le prototype fabriqué (hors bride) mesure $26,5 \text{ mm} \times 8,16 \text{ mm} \times 3,18 \text{ mm}$. Les résultats de la caractérisation sont présentés dans la section suivante. Il convient de noter que la largeur de fente optimale, initialement déterminée, était de $150 \mu\text{m}$.

Tableau 5.1. Dimensions de l'antenne optimisées sous CST comparées à celles du prototype fabriqué.

Paramètres	Prototype fabriqué
Distance court-circuit d_{cc}	1,68 ($0,25 \cdot \lambda_g$)
Longueur de fente L	2,48 mm ($0,496 \cdot \lambda_0$)
Largeur de fente W	0,16 mm ($0,032 \cdot \lambda_0$)
Offset d_{off}	0,68 mm ($0,1 \cdot \lambda_g$)
Espacement fentes L_{esp}	3,35 mm ($0,5 \cdot \lambda_g$)
Distance bride d_{bride}	13,40 mm ($2 \cdot \lambda_g$)
Longueur élargissement L_{ecc}	3,80 mm
Largeur élargissement W_{ecc}	8,16 mm

2. Caractérisation de l'antenne

2.1. Influence des contraintes géométriques sur les propriétés de l'antenne

Le choix de la distance entre la bride et la première fente ainsi que l'incidence des contraintes géométriques dues à l'usinage sont présentées dans cette section. Durant la simulation, la forte influence de divers paramètres sur la résonance et le rayonnement de l'antenne a été constatée. Le prototype fabriqué est connecté directement en sortie de guide d'onde après une calibration SOL, permettant de mesurer le coefficient de réflexion. Comme le montre la Figure 5.10, la fréquence de résonance de l'antenne mesurée est décalée vers les basses fréquences par rapport à la simulation. La fréquence de résonance initiale est simulée à 60,2 GHz alors que la mesure est 58,7 GHz, induisant un décalage de 1,5 GHz (2,5%).

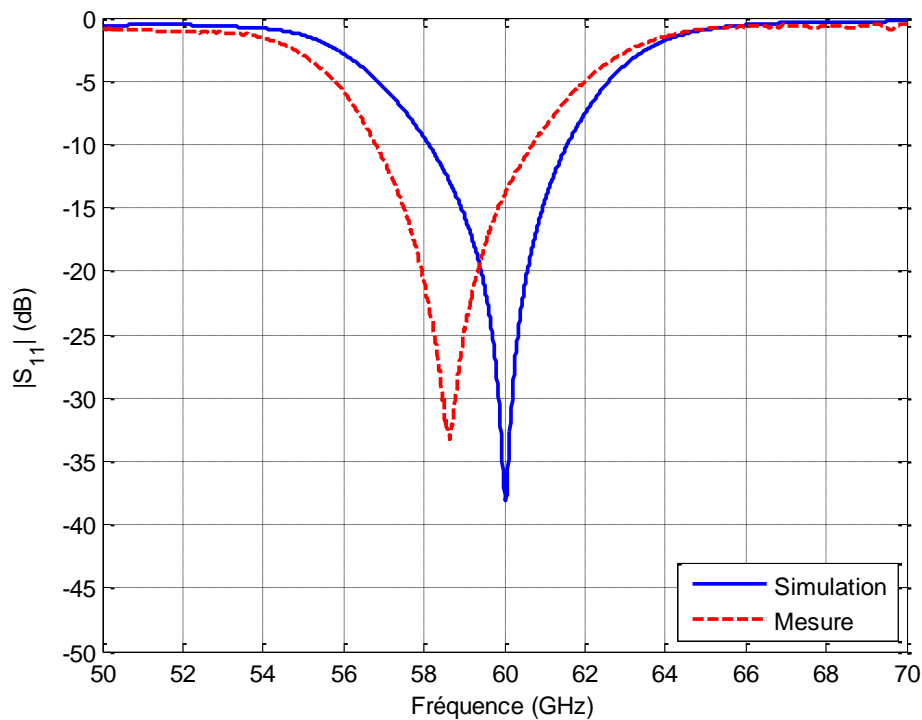


Figure 5.10. Coefficient de réflexion de l'antenne mesuré comparé à la simulation.

La Figure 5.11 montre le coefficient de réflexion de l'antenne lorsque la longueur et la largeur des fentes varient de $\pm 20 \mu\text{m}$.

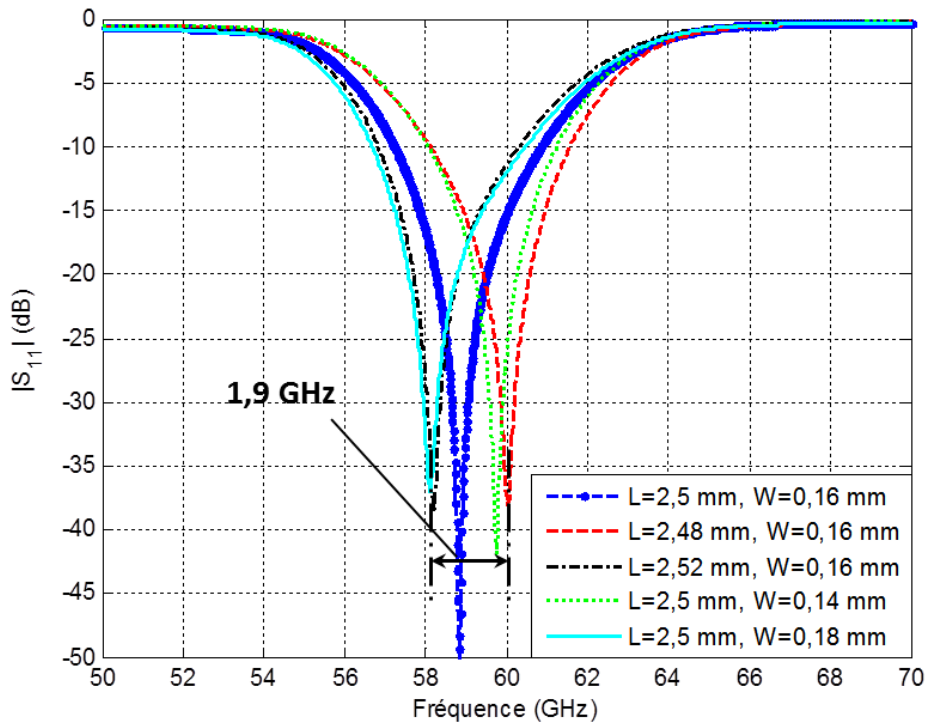


Figure 5.11. Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes longueurs et largeurs de fente.

La fréquence de résonance varie de 1,91 GHz entre 58,11 GHz à 60,02 GHz. La fréquence mesurée à la Figure 5.10 se trouve bien dans cet intervalle d'incertitude. Cet écart est supposé dû à l'usinage qui a entraîné un allongement de la fente. Le niveau d'adaptation est aussi affecté par la longueur des fentes. Il est dégradé de 13 dB dans le pire cas.

Le niveau d'adaptation de l'antenne est aussi affecté par d'autres paramètres comme l'élargissement en bout de guide pour fixer le court-circuit, l'arrondi des fentes et la présence de la bride d'interconnexion. L'impact de ces paramètres sur les performances de l'antenne a été évalué pendant la phase de conception et est résumé à la Figure 5.12. L'objectif est de voir si le modèle CST pouvait être simplifié ou si des précautions particulières sur la géométrie de l'antenne doivent être prises. Le modèle final correspond au modèle retenu qui inclue tous les paramètres et dont la position de la bride a été optimisée pour ne pas impacter l'adaptation et le rayonnement de l'antenne.

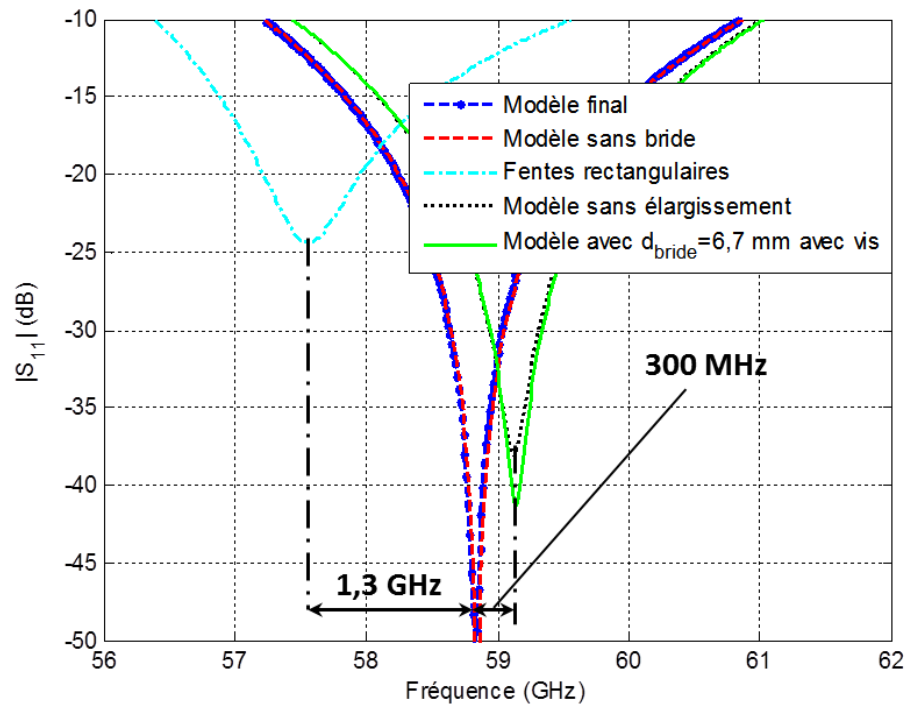


Figure 5.12. Variations du coefficient de réflexion de l'antenne GORF selon la configuration géométrique considérée dans la modélisation CST.

Une première étude est réalisée avec le modèle final intégrant ou non la bride ainsi que les têtes de vis de fixation de la bride. L'objectif est de trouver le placement de la bride permettant d'obtenir un résultat identique au modèle final sans bride. La bride est initialement placée à 6,7 mm de la première fente, mais la proximité et la présence de la vis au-dessus de la partie rayonnante perturbent l'adaptation de l'antenne. Les fentes devant être placées à des multiples de $\lambda_g/2$ de la source, la bride est éloignée à $d_{bride} = 13,4 \text{ mm}$, soit deux longueurs d'onde guidées. Ce placement équivaut alors à l'antenne sans bride comme le montre la Figure 5.12.

Les résultats de simulation de l'antenne avec les fentes aux bouts rectangulaires et arrondis sont également comparés. Un décalage de 1,3 GHz dans la fréquence de résonance ainsi qu'une dégradation de l'adaptation de 25 dB sont obtenus lorsque le modèle utilise des fentes rectangulaires par rapport au cas réel de la fente au bout arrondi (Figure 5.9-c)). Il est donc indispensable d'inclure dans la modélisation l'arrondi des fentes.

Enfin, une comparaison est faite entre l'antenne avec l'élargissement pour fixer le court-circuit et sans cet élargissement. La prise en compte de cet élargissement est là aussi indispensable dans la conception, autrement la résonance est décalée de 300 MHz avec une perte d'adaptation non négligeable de 10 dB.

Ces contraintes de réalisation ont également une incidence sur la directivité de l'antenne. La Figure 5.13 montre la directivité à la fréquence de résonance de 58,82 GHz pour les mêmes configurations de l'antenne que la Figure 5.12. Les plans E et H correspondent respectivement aux plans (xOz) et (xOy) de la Figure 5.8. La directivité dans l'axe principal de rayonnement et l'efficacité de

rayonnement sont peu impactées. La directivité de 11,5 dBi du prototype final est diminuée de 0,5 dB au maximum et l'efficacité de rayonnement varie entre 95 % et 96 %. Cependant, la bride et la fixation du court-circuit ont un effet non-négligeable sur les lobes secondaires dans le plan H. Pour des applications où le niveau de lobe secondaire est critique, la position de la bride et l'élargissement du guide peuvent avoir un effet significatif sur les performances attendues.

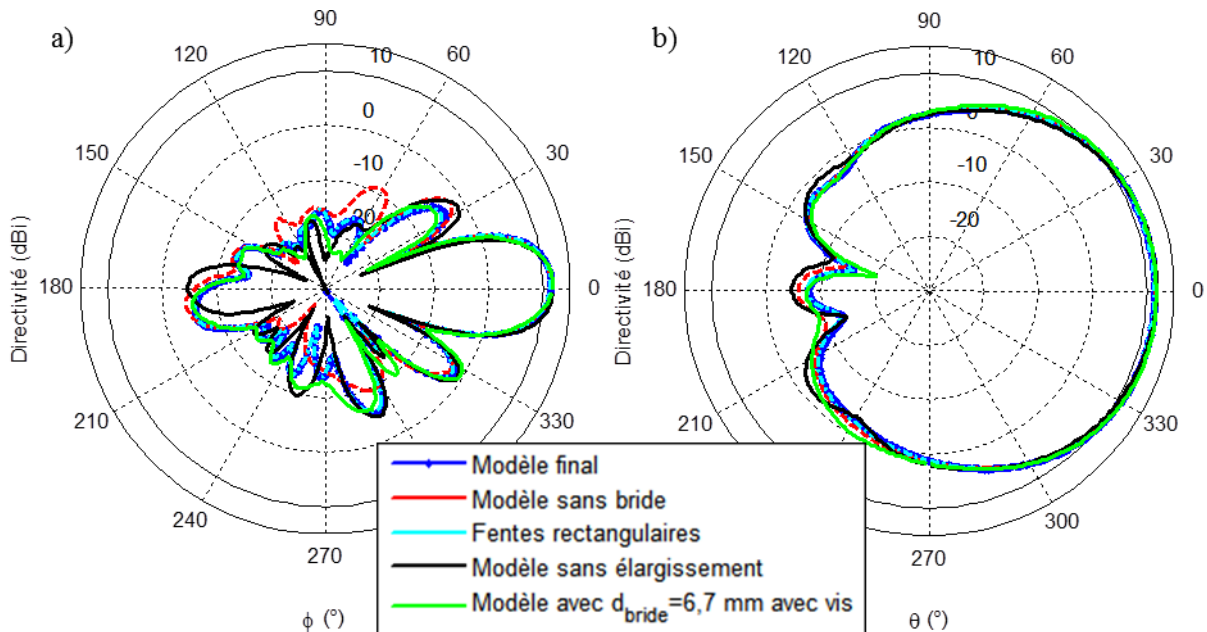


Figure 5.13. Impact des contraintes géométriques sur la directivité de l'antenne à la fréquence de résonance de 58,82 GHz. a) Plan E. b) Plan H.

La conception de l'antenne finale présentée Figure 5.9 inclut donc les contraintes mécaniques, permettant de maximiser les performances de l'antenne en termes d'adaptation, de directivité et d'efficacité de rayonnement.

2.2. Caractérisation de l'antenne

Les mesures présentées dans cette section sont réalisées en chambre anéchoïque avec le PNA et les deux extensions millimétriques présentés au chapitre 2. Une calibration SOLT est réalisée en sortie des guides d'ondes. Dans la suite, les données de simulations sont obtenues en considérant le modèle avec une longueur de fente $L = 2,5$ mm.

2.2.1. Adaptation d'impédance

Le coefficient de réflexion de l'antenne est mesuré avec un pas fréquentiel de 12,5 MHz et est comparé à la simulation à la Figure 5.14.

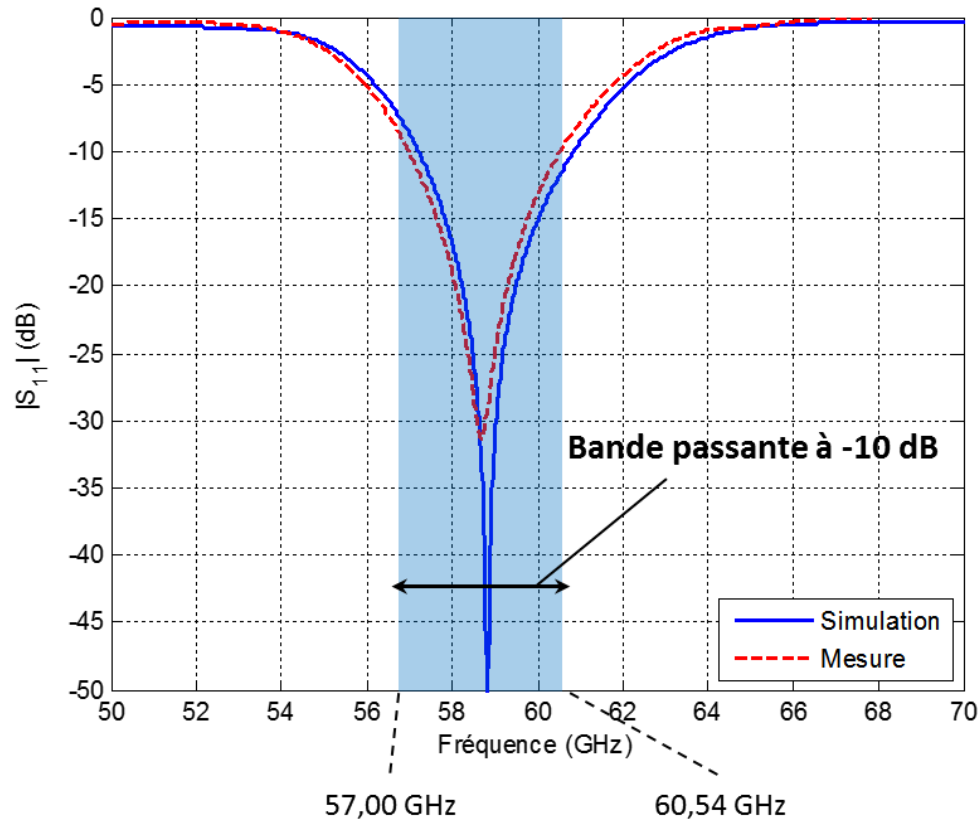


Figure 5.14. Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne GORF comparé à la simulation pour une longueur de fente de 2,50 mm.

Un très bon accord entre simulation et mesure permet de valider le modèle modifié qui tient compte de la longueur réelle des fentes. Une bande passante du $|S_{11}|$ à -10 dB de 3,54 GHz est obtenue avec une résonance mesurée à 58,7 GHz.

2.2.2. Diagramme de rayonnement

Le montage permettant la mesure du diagramme de rayonnement est présenté à la Figure 5.15. Le cornet de référence est connecté au port 1 du PNA. L'antenne GORF est déportée sur un plateau tournant au moyen d'une transition WR15-1,85 mm reliant l'antenne et un câble coaxial de 50 cm. L'alignement est réalisé au moyen d'un double faisceau laser (horizontal et vertical). Une distance de 60 cm sépare les deux antennes.

La Figure 5.16 présente la mesure du gain réalisé de 50 GHz à 70 GHz dans la direction principale de rayonnement (θ, ϕ)=(0°, 0°). La mesure a été réalisée dans les deux plans (E et H) avec la méthode de mesure sans référence présentée au chapitre 2. Des résultats identiques ayant été obtenus, le résultat présenté est celui dans le plan E.

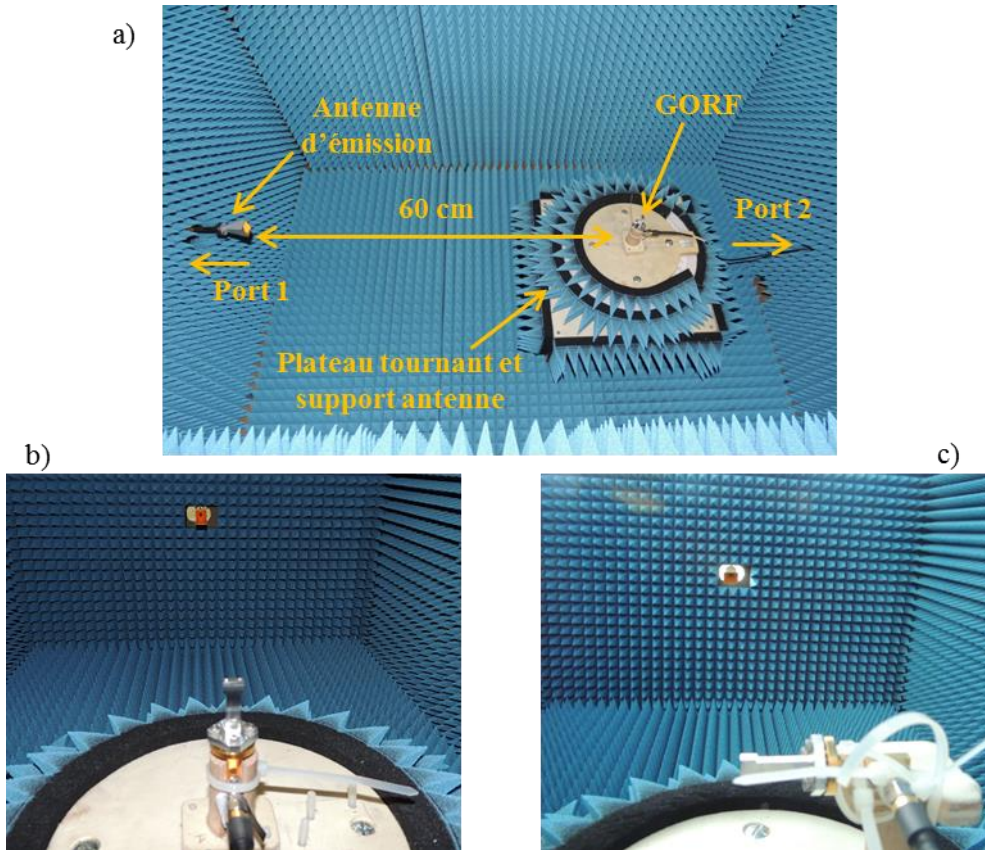


Figure 5.15. Configuration de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne GORF. a) Vue globale de l'antenne GORF durant la mesure du gain. b) Configuration des antennes de la mesure dans le plan E. c) Configuration des antennes de la mesure dans le plan H.

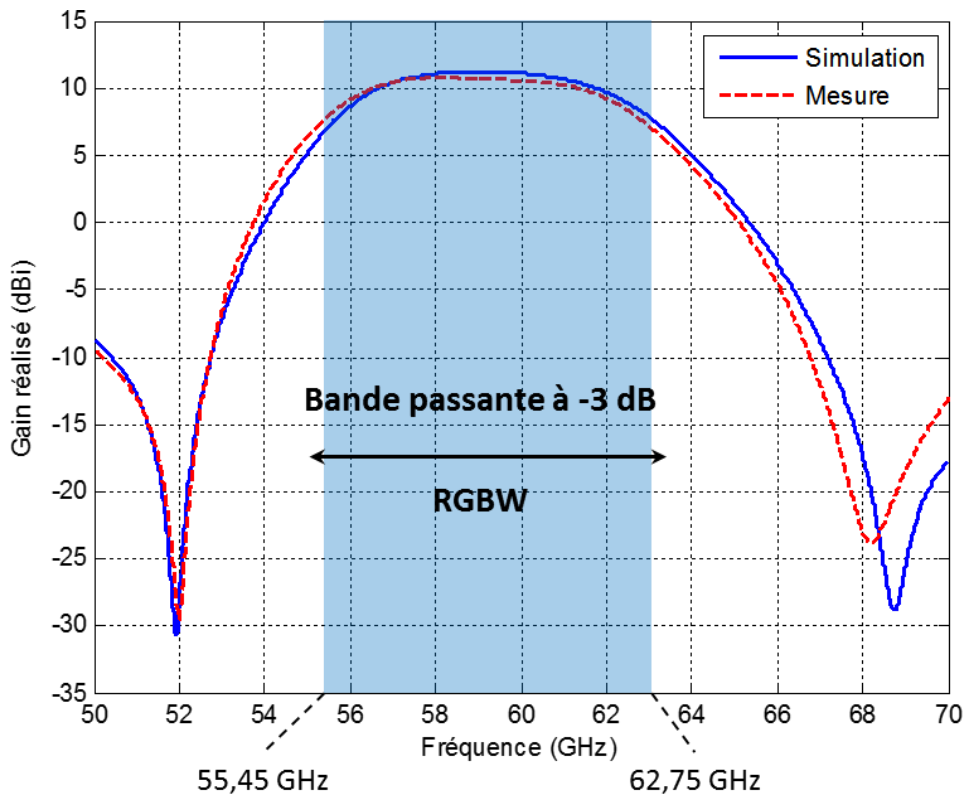


Figure 5.16. Gain réalisé de l'antenne GORF mesuré dans le plan E dans la direction principale de rayonnement.

Un gain réalisé de 10,7 dB est obtenu à la fréquence de résonance. Le gain réalisé maximal est de 10,8 dBi à 58,11 GHz. Une efficacité totale simulée de 95 % à 58,8 GHz est obtenue, tout en tenant compte des pertes de conduction. Dans la bande passante de $|S_{11}|$ à -10 dB de 3,54 GHz, l'antenne présente une efficacité totale simulée d'au minimum 85 %. Ce type d'antenne est donc valide pour la conception d'antenne à très haute efficacité pour la bande 57-66 GHz. Pour comparaison, les antennes SIW présentent généralement des efficacités maximales de l'ordre de 80 % à la résonance. La Figure 5.17 montre le gain réalisé à 60 GHz dans le plan E et dans le plan H.

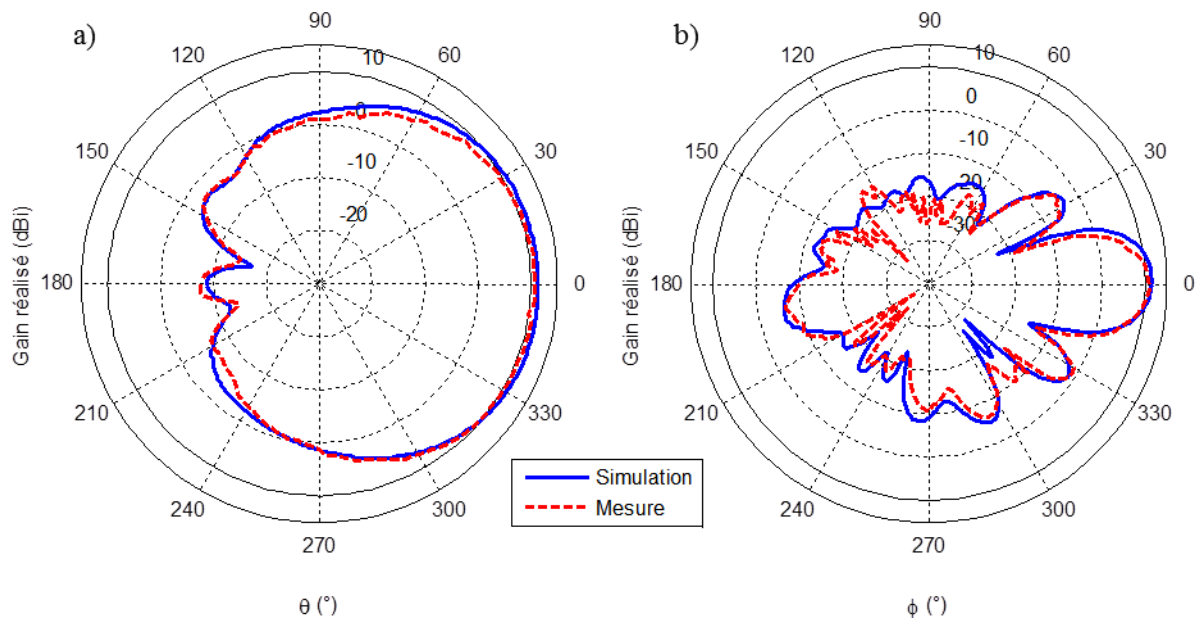


Figure 5.17. Diagramme de rayonnement (gain réalisé) de l'antenne GORF. a) Plan E. b) Plan H.

Les données de mesure sont en très bon accord avec la simulation. Les variations entre simulation et mesure dans le plan H autour de $\phi = 90^\circ$ s'expliquent par la configuration du support de l'antenne. En effet, dans ces plages angulaires le câble coaxial se situe entre l'antenne d'émission et l'antenne GORF comme le montre la Figure 5.18.

L'antenne présente une très bonne ouverture angulaire de 106° dans le plan E et une faible ouverture de 17° dans le plan H. L'ouverture angulaire dans le plan E permet d'envisager d'utiliser cette antenne à la fois comme antenne de lecteur MMID pour couvrir une large zone de lecture dans un plan et comme antenne de tag. La sélectivité du plan H peut également être utile dans le cas d'applications de localisation.

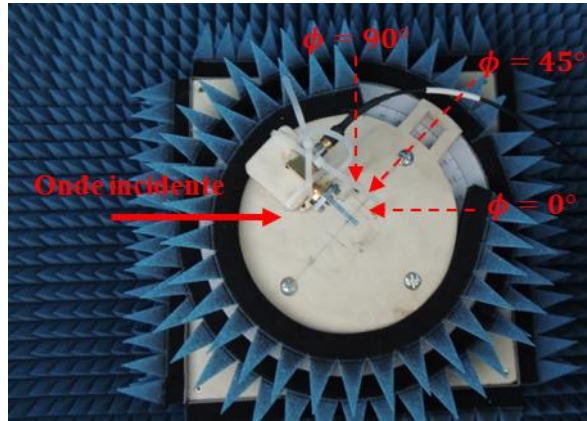


Figure 5.18. Configuration de mesure dans le plan H lorsque la transition coax-WR15 gêne la transmission à l'antenne autour de $\phi = -90^\circ$ et $\phi = +90^\circ$.

2.2.3. Surface équivalente radar

La mesure de la SER de l'antenne est réalisée avec le banc de mesure et la méthode basée sur l'équation radar présentés au chapitre 2. Afin d'étudier l'antenne en tant que potentiel tag MMID, trois charges rencontrées classiquement dans la théorie de la RFID UHF [5.20] sont utilisées : le Court-Circuit (CC), le Guide Ouvert (GO) et la Charge Adaptée (CA). Il s'agit de la même étude que celle présentée au chapitre 2 pour la caractérisation du cornet de référence. La méthode de mesure utilisée est celle basée sur l'équation radar (Cf. Méthode 1 dans le chapitre 2). Les trois configurations d'antenne (CC, GO et CA) sont présentées à la Figure 5.19. Afin d'obtenir un maximum de SER à la résonance, le CC doit être placé à un multiple impair de $\lambda_g/4$. Un espaceur de 1,6 mm, fourni dans le kit de calibration, est utilisé entre la bride d'interconnexion de l'antenne GORF et la plaque de CC. Idéalement, l'espaceur devrait être de 1,61 mm pour assurer un phénomène d'onde stationnaire optimal dans le guide. Néanmoins ces deux espacements sont proches et ne devraient pas impacter significativement la SER de l'antenne. Dans les trois configurations, la SER à incidence normale est simulée et mesurée afin de comparer les résultats.



Figure 5.19. Antenne GORF et les différentes charges appliquées pour la caractérisation de la SER. a) Court-circuit avec espaceur. b) Guide ouvert. c) Charge adaptée.

La Figure 5.20 présente la mesure dans le domaine temporel des réflexions des trois cas étudiés. Les différentes réflexions sont clairement identifiées. Un premier constat permet de noter que le pic de

réflexion dû au mode de structure de l'antenne n'a pas la même amplitude selon la configuration de charge étudiée. La configuration avec CA présente en effet un mode de structure 4 dB au-dessus de la configuration GO et 6 dB au-dessus de la configuration CC. Ces décalages sont dus au fait que la structure géométrique de l'ensemble antenne et charge n'est pas la même pour chaque cas (Cf. Figure 5.19).

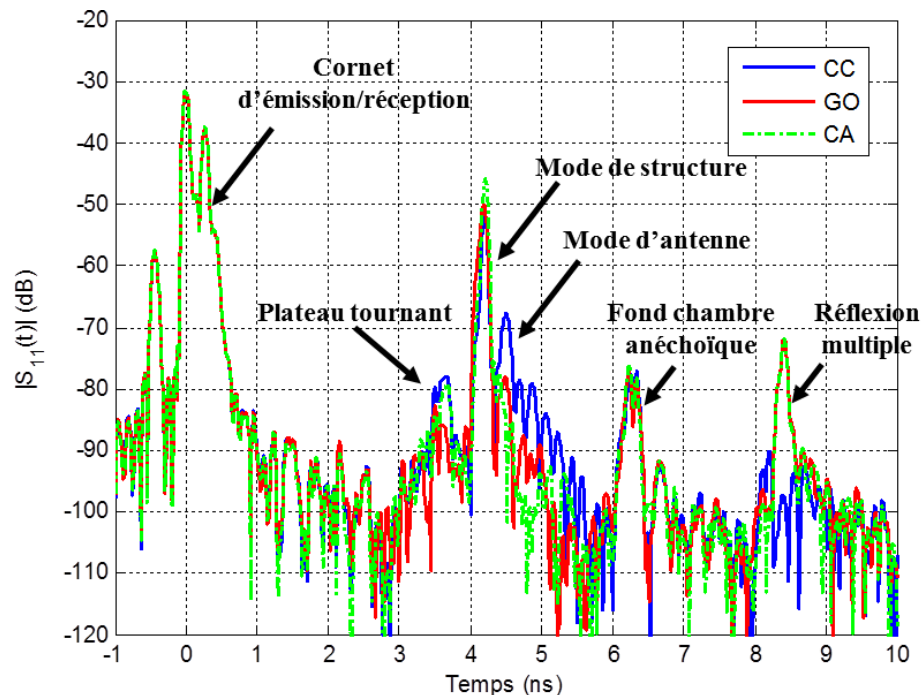


Figure 5.20. Coefficient de réflexion dans le domaine temporel durant la mesure de la SER.

Par ailleurs, la direction principale du diagramme de SER est légèrement inclinée de 4° vers la tête du guide d'onde dans les trois cas comme le montre par exemple la SER simulée avec le court-circuit présentée à la Figure 5.21. A la Figure 5.21-b), un écart de 1,6 dB entre la SER à incidence normale ($\varphi = 90^\circ$) et la SER maximale ($\varphi = 86^\circ$) est constaté, soit une variation de 10 cm^2 environ. L'écart d'amplitude du pic de réflexion du mode de structure peut donc également dû à un positionnement non-identique entre chaque cas mesuré.

La largeur de fenêtre du fenêtrage temporel est fixée à 1,737 ns, entre 3,813 ns et 5,55 ns. Cette largeur temporelle est déterminée en prenant la plus grande réponse temporelle de la cible : le cas du court-circuit. Les résultats de mesure et de simulation de la SER de l'antenne en court-circuit, exprimés en dBm^2 pour plus de clarté, sont comparés à la Figure 5.22.

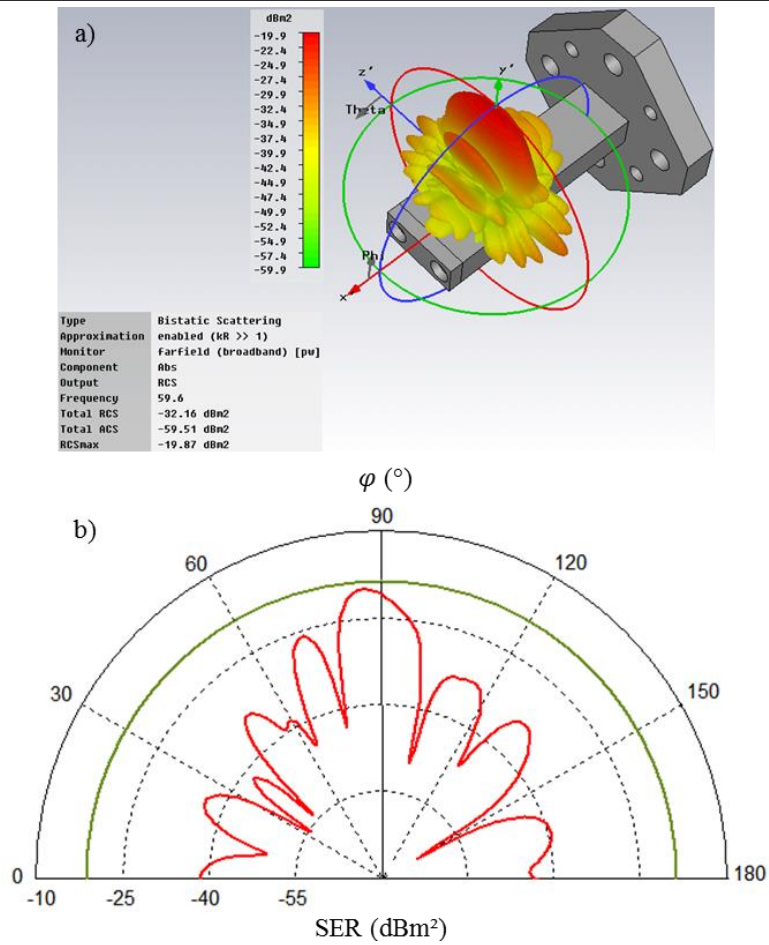


Figure 5.21. SER simulée à 59,6 GHz de l'antenne GORF connectée au CC. a) Diagramme 3D. b) SER plan H.

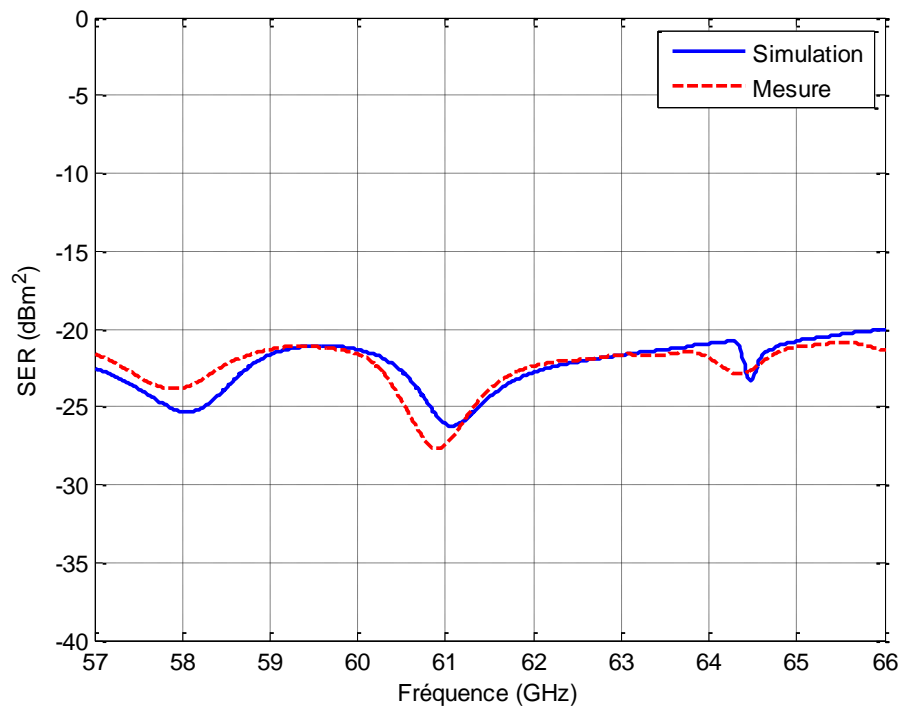


Figure 5.22. SER de l'antenne GORF terminée par un court-circuit.

La SER autour de la résonance de l'antenne est bien maximale à 59,5 GHz. Les antirésonances à 58 GHz et 61 GHz sont dues au phénomène de l'onde stationnaire dans le guide qui est annulé à ces fréquences à cause d'interférences destructives aux bornes du CC. La SER de l'antenne en GO est présentée à la Figure 5.23.

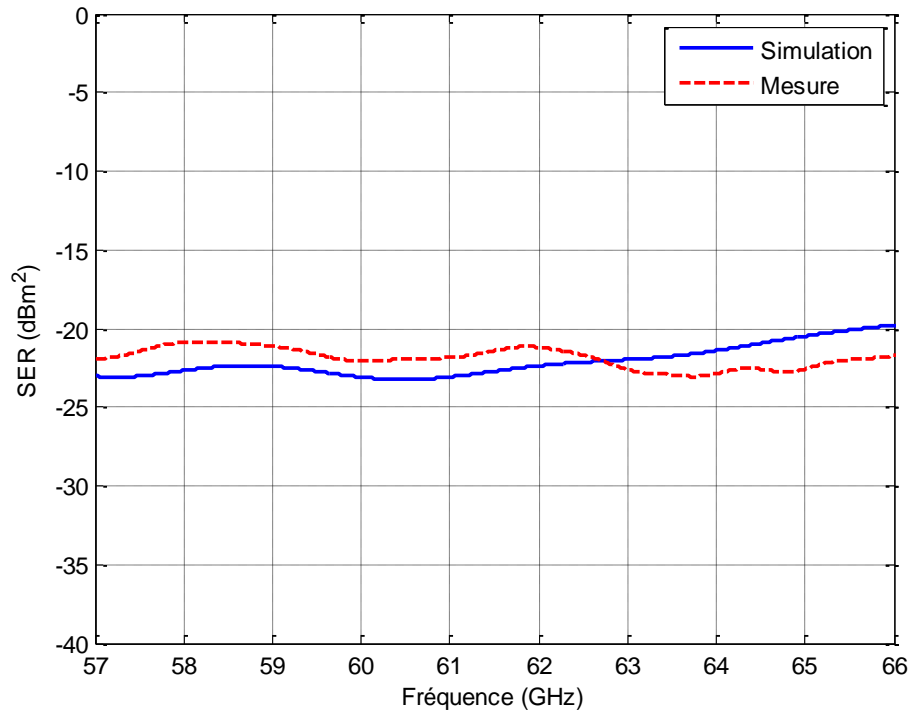


Figure 5.23. SER de l'antenne GORF terminée par un guide ouvert.

Un écart en amplitude des courbes est obtenu, jusqu'à 1,8 dB à 58 GHz. La bride est pourtant prise en compte dans la simulation, de même que les ergots d'alignement. Un écart de 0,5 dB est obtenu par simulation pour 1° d'inclinaison dans le cas du GO. Un écart moyen de 1 dB est obtenu, correspondant à 2° d'inclinaison. Cet écart est donc dû à un mauvais positionnement de l'antenne.

Enfin, la SER avec une CA connectée à l'antenne est présentée à la Figure 5.24. De très bons accords entre simulation et mesure sont obtenus, validant à la fois l'utilisation des guides d'onde en tant qu'antenne de tag MMID et la méthode de mesure. La SER à la résonance est maximale dans le cas du court-circuit et minimale pour le cas de la charge adaptée. Dans le cas de la charge adaptée, la réflexion à ses bornes étant théoriquement nulle, la SER obtenue à la Figure 5.24 est celle du mode de structure, comme attendu en théorie [5.20].

La SER différentielle, ΔSER , c'est-à-dire la différence de SER obtenue en faisant varier la charge de l'antenne est présentée à la Figure 5.25 pour les couples CC-CA, CC-GO et CA-GO. Cette étude permet d'évaluer la variation de SER lorsque la puce commute entre deux charges. La SER différentielle est calculée entre deux configurations de charges différentes selon (5.6), avec $\sigma_{1,2}$ les SER respectives de chaque configuration.

$$\Delta SER = |\sigma_1 - \sigma_2| \tag{5.6}$$

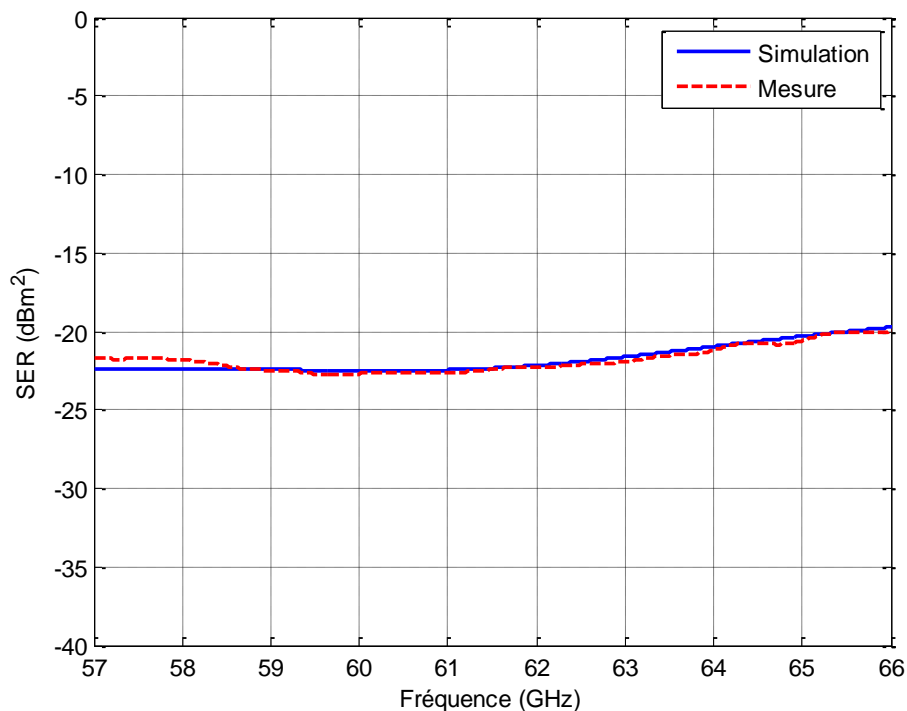


Figure 5.24. SER de l'antenne GORF terminée par une charge adaptée.

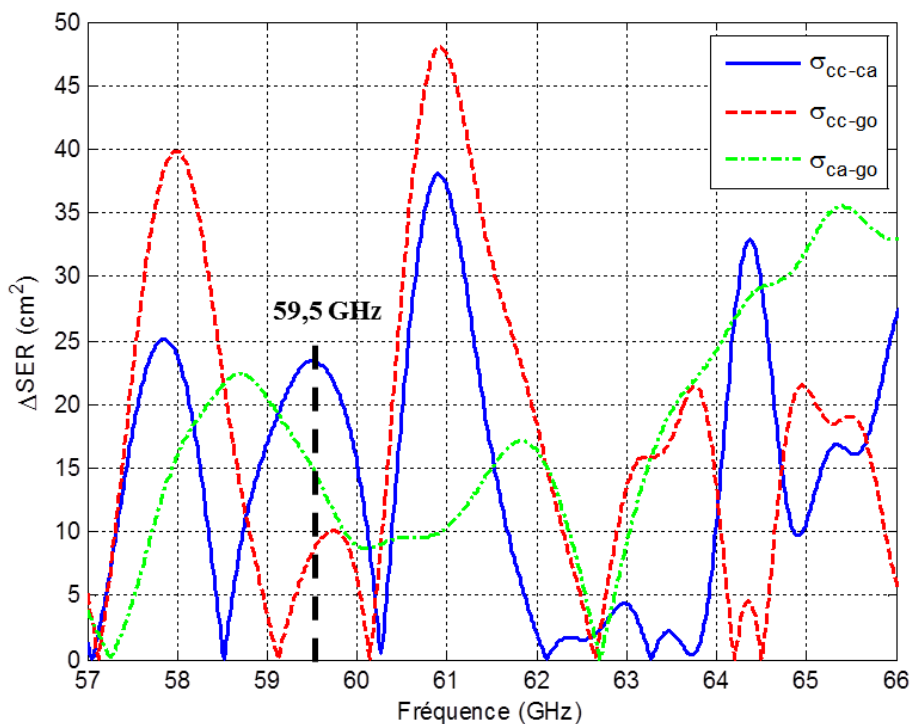


Figure 5.25. ΔSER de l'antenne GORF entre les différentes configurations.

Les maximums à 58 GHz et 61 GHz sont dus au fait que la SER en CC est minimale (antirésonances, Cf. Figure 5.22) de 5 dB à 7 dB par rapport aux GO et CA. Théoriquement, en RFID UHF c'est la Δ SER entre court-circuit et guide ouvert qui présente la meilleure performance à la fréquence de résonance de l'antenne [5.21]. Trois maximums de Δ SER dans la bande passante de l'antenne sont identifiés. La Δ SER la plus élevée est de 48 cm² à 60,93 GHz. Les autres maximums correspondent aux fréquences de 59,5 GHz (23,4 cm²) et de 58 GHz (38,9 cm²).

Le tag doit fonctionner à fréquence constante en réception et en rétro-modulation. La télé-alimentation du tag étant le principal facteur limitant de la portée de lecture, la fréquence de fonctionnement doit être fixée pour obtenir le maximum de gain. Les gains réalisés mesurés sont : 10,78 dBi à 58 GHz, 10,64 dBi à 59,5 GHz et 10,25 dBi à 60,93 GHz. De plus, c'est à 59,5 GHz que la SER simulée est maximale, tout cas confondu, avec 78 cm² dans le cas du CC, contre 58 cm² à 58 GHz et 66 cm² à 60,93 GHz. La fréquence de 59,5 GHz est donc choisie car elle correspond à 0,1 dB près au gain réalisé maximal et à des niveaux de SER/ Δ SER permettant une détection optimale de la réponse du tag.

La norme ISO 18000-6 impose en RFID UHF que la Δ SER du tag passif soit d'au moins 50 cm² lorsque la puissance transmise à la puce est 1,2 fois la puissance d'activation [5.22]. La Δ SER obtenue à 59,5 GHz est donc, relativement à la longueur d'onde et à la surface de l'antenne du tag, d'un ordre de grandeur tout à fait acceptable. En effet, l'antenne GORF présente une surface apparente de 2,2 cm² tandis qu'un tag standard UHF possède une antenne de surface de l'ordre de 20 cm². La Δ SER est seulement deux fois inférieure à la limite UHF malgré que l'antenne du tag soit 10 fois plus petite en surface qu'un tag UHF.

2.2.4. Bilan de la caractérisation

Les résultats de la caractérisation sont en excellent accord avec la simulation, validant ainsi la conception et la méthode de fabrication utilisée. Les résultats de la caractérisation sont résumés dans le Tableau 5.2, avec f_0 la fréquence de résonance, BP la bande passante de l'antenne ($|S_{11}| < -10$ dB), D la directivité et GR le gain réalisé à f_0 , BPGR la bande passante du gain réalisé à -3 dB et OAGR l'ouverture angulaire du gain réalisé à -3 dB.

Tableau 5.2. Résumé des caractéristiques de l'antenne GORF.

Adaptation	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BP (GHz)
Simulation	58,80	-50,3	3,63
Mesure	58,70	-31,3	3,54
Rayonnement	D / GR (dBi)	BPGR (GHz)	OAGR (°) Plan E / Plan H
Simulation	11,5 / 11,2	7,0	103 / 23
Mesure	- / 10,7	7,3	106 / 17
SER à 59,5 GHz	CC (cm ²)	GO (cm ²)	CA (cm ²)
Simulation	77,6	59,3	56,6
Mesure	76,9	68,7	53,6
ΔSER à 59,5 GHz	CC/GO (cm ²)	CC/CA (cm ²)	CA/CO (cm ²)
Simulation	24,0	21,0	3,0
Mesure	8,3	23,4	15,1

3. Portée théorique de lecture et de la rétro-modulation

La portée de lecture théorique de la communication MMID passive est étudiée à partir de la caractérisation de l'antenne précédente grâce à des bilans de liaison. Les paramètres du lecteur sont une puissance d'émission de 40 dBm EIRP et une sensibilité P_{sens} de -65 dBm. Le montage est en mono-statique avec l'antenne cornet présentée au chapitre 2 de gain 20,6 dBi à 21,5 dBi dans la bande 57-66 GHz. Les paramètres du tag (gain de l'antenne et Δ SER) sont issus des mesures présentées précédemment. La puissance d'activation P_{seuil} de la puce est fixée à -22 dBm, correspondant aux meilleures puces RFID UHF actuellement sur le marché. Ces performances sont jugées plausibles à 60 GHz car un récent travail [5.23] a proposé un circuit redresseur à 60 GHz permettant d'obtenir les quelques dizaines de microwatts requis pour alimenter une puce RFID avec seulement -20 dBm de puissance en entrée. Les puissances reçues par le lecteur $\Delta P_{lecteur}$ et par le tag P_{tag} sont calculées à partir de l'équation de Friis simplifiée, en supposant que :

- Les antennes du lecteur et du tag sont parfaitement alignées.
- Les antennes du lecteur et du tag sont adaptées en polarisation.
- La puce est parfaitement couplée à l'antenne du tag (i.e. la transmission de puissance entre l'antenne du tag et la puce MMID est supposée totale).

Bien entendu, dans un cas réel la puce ne sera pas parfaitement couplée à son antenne et des pertes viendront baisser la portée de lecture de la liaison descendante. Les puissances sont tracées en fonction de la fréquence pour des distances de 1, 2 et 3 mètres à la Figure 5.26.

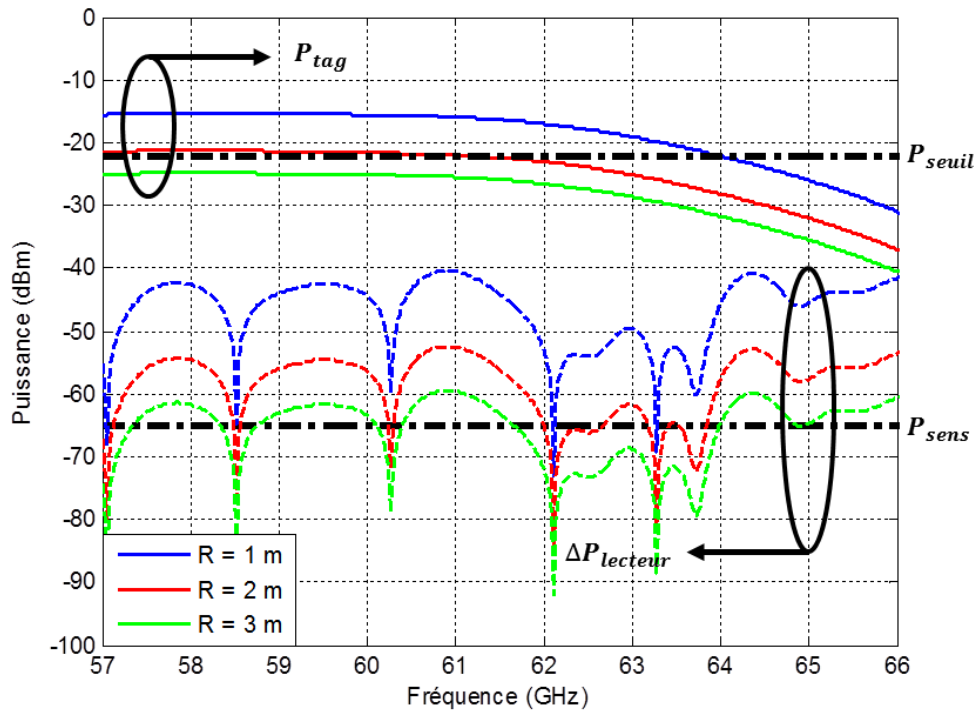


Figure 5.26. Bilan théorique des puissances reçues lors de la communication MMID à partir des paramètres mesurés du tag. Liaison descendante (trait plein). Liaison montante (trait pointillé).

Ces bilans de liaison permettent de constater que la liaison descendante limite la portée de lecture. Une estimation de la portée de lecture en fonction de la sensibilité de la puce et du lecteur est présentée à la Figure 5.27 au moyen d'un bilan de puissance, cette fois-ci à la fréquence fixe de 59,5 GHz et en fonction de la distance séparant les antennes.

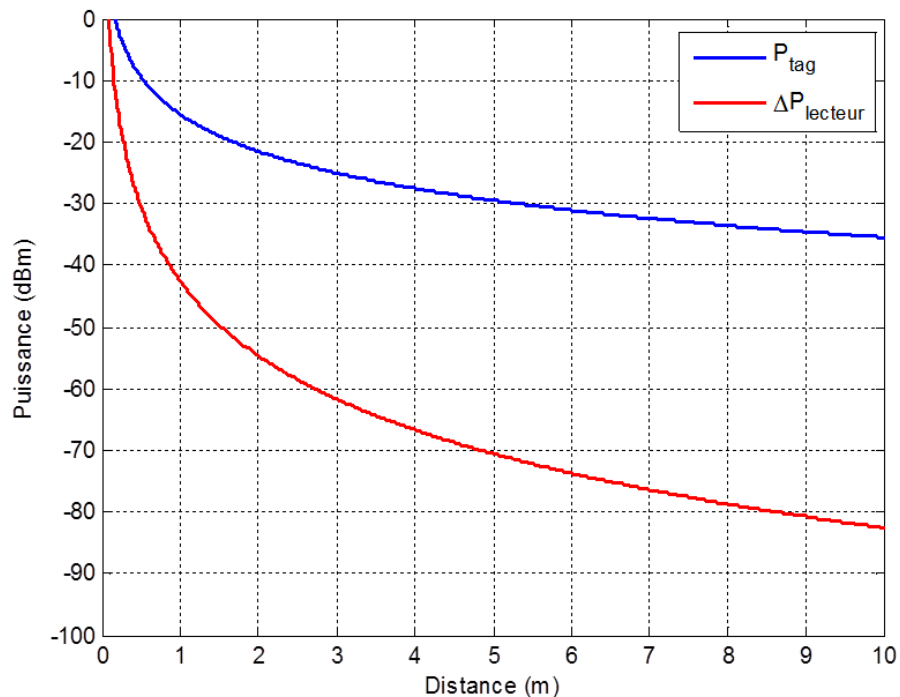


Figure 5.27. Bilan de puissance théorique de la communication MMID à 59,5 GHz.

En considérant une puissance d'activation de la puce de -22 dBm, la portée théorique maximale du tag est à 2,1 mètres. Comme pour la RFID UHF, la constante amélioration de la sensibilité de la puce permet d'estimer que le tag aura une portée limitée par sa Δ SER en considérant une sensibilité du lecteur de -65 dBm et lorsque les puces MMID auront atteint une sensibilité de l'ordre de -25 dBm.

Une autre analyse intéressante est conduite cette fois-ci à partir des données simulées du tag à 59,5 GHz. La portée de lecture en liaison descendante est exprimée à partir du diagramme de rayonnement du gain réalisé simulé de l'antenne GORF tracé dans un plan en fonction des angles θ et φ , décrivant ainsi la « zone de lecture » du tag selon la distance. Cette portée est tracée à la Figure 5.28.

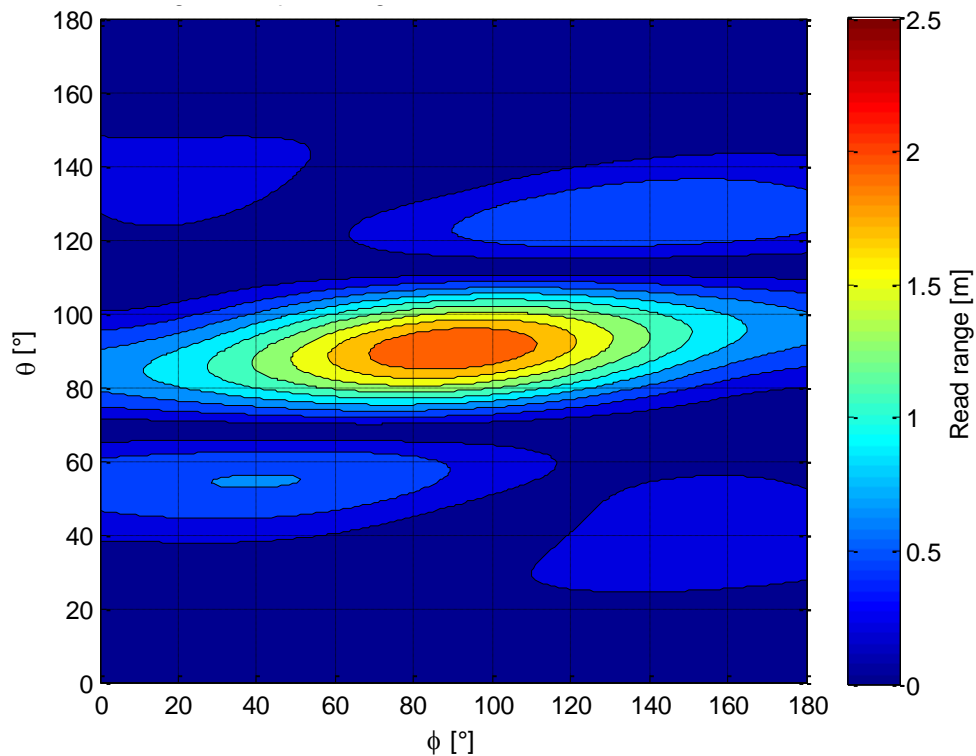


Figure 5.28. Portée de lecture du tag MMID en fonction de l'angle de lecture.

Cette analyse permet de constater que le tag peut être lu au-delà de 2 m dans une zone de $40^\circ \times 20^\circ$ environ. Cette zone de lecture représente une surface de $73 \text{ cm} \times 35 \text{ cm}$. Ce type de tag présente donc des performances intéressantes pour des applications où une couverture angulaire dans un plan reste requise, tout en permettant d'assurer une portée de lecture donnée même si le tag est incliné par rapport à la position optimale.

4. Communication MMID par rétro-modulation en utilisant l’antenne GORF

L’objectif de cette section est d’étudier les liaisons montante et descendante du tag basé sur l’antenne GORF. Tout d’abord le récepteur est étudié. Par la suite, le circuit modulant la charge est présenté. Enfin, le système complet est présenté et testé en analysant la communication par rétro-modulation en temps réel sur le VNA.

4.1. Etudes préliminaires de la rétrodiffusion du tag

La réception est obtenue en connectant l’antenne GORF à un détecteur à diode en WR15 FinLine Detector 950V [5.24]. Le fonctionnement du détecteur est le suivant : le signal RF entrant est redressé au moyen d’une diode permettant d’obtenir une tension continue en sortie, proportionnelle à la puissance entrante.

4.1.1. Caractérisation du détecteur

L’objectif est de mesurer le coefficient de réflexion en entrée et la tension de sortie en fonction de la puissance d’entrée du détecteur. Il a été constaté qu’en fonction de la charge appliquée en sortie, le coefficient de réflexion du détecteur variait et que la tension de sortie diminuait fortement lorsque l’impédance de sortie diminuait. La tension de sortie est donc mesurée avec un voltmètre d’impédance d’entrée 10 M Ω . La puissance en entrée est contrôlée en intercalant un atténuateur variable entre la sortie du module VDI et l’entrée du détecteur. La Figure 5.29 montre la tension de sortie mesurée en fonction de la puissance appliquée en entrée pour des fréquences entre 55 GHz et 75 GHz. La réponse théorique extraite de la datasheet est aussi présentée.

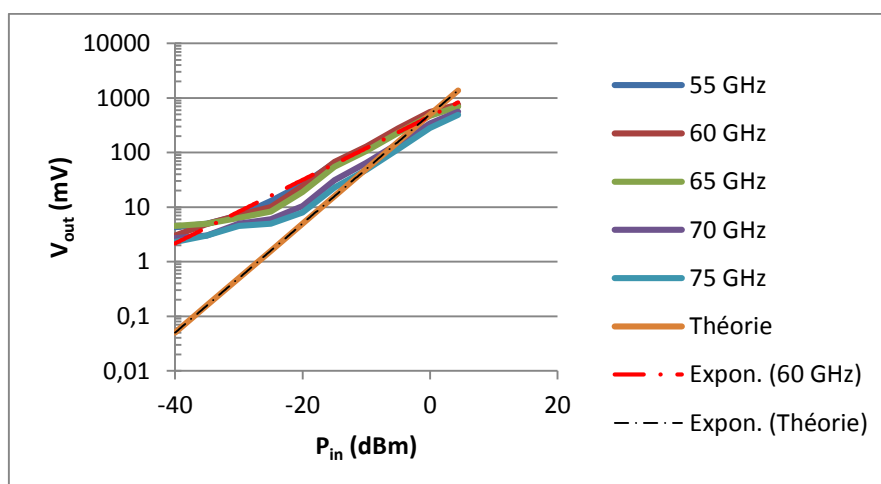


Figure 5.29. Tension de sortie V_{out} en fonction de la puissance à l’entrée du détecteur P_{in} pour différentes fréquences et comparée à la courbe théorique fournie par la datasheet [5.24].

Les courbes de mesures en décibel ont été approchées par une loi exponentielle $V_{out} = 460,41 \cdot e^{0,13 \cdot P_{in}}$, donnant une sensibilité de 460 mV/mW proche des 500 mV/mW donnée dans la datasheet. Le détecteur est donc moins sensible qu'annoncé dans la datasheet, ce qui se traduit sur la Figure 5.29 par une pente moins prononcée par rapport à la théorie. Une bonne linéarité est obtenue entre -30 dBm et 5 dBm quelle que soit la fréquence dans la bande V. En-dessous d'un seuil de -35 dBm environ la tension de sortie ne varie presque plus et reste comprise entre 1 mV et 5 mV.

L'antenne GORF est connectée au détecteur et placée à 60 cm de l'antenne d'émission du VNA qui émet une onde continue de 5 dBm à 60 GHz. Une illustration de la configuration de mesure est présentée à la Figure 5.30-a). La tension de sortie a été mesurée à 1,1 mV afin de comparer avec la caractérisation présentée Figure 5.29. Un bilan de puissance théorique pour cette configuration de mesure donne une tension de sortie de 0,9 mV avec une sensibilité de 460 mV/mW. Les tensions théorique et mesurée étant très proches, le détecteur permet d'évaluer la puissance transmise au tag. De plus, il permet de réaliser la rétro-modulation comme présenté dans la section suivante.

4.1.2. Etude de la commutation d'impédance du tag

La variation de l'adaptation d'impédance du détecteur en fonction de la charge connectée en sortie de diode est exploitée pour réaliser une commutation de charge. Une étude avec des charges CC, CO et CA est réalisée en mesurant directement la SER du tag afin de déterminer une configuration qui maximise la ΔSER . La mesure de SER est faite en appliquant la méthode de l'équation radar en plaçant le tag à 60 cm de l'antenne d'émission/réception. Le tag (antenne GORF + détecteur) chargé par une charge adaptée en sortie du détecteur est présenté à la Figure 5.30-b).

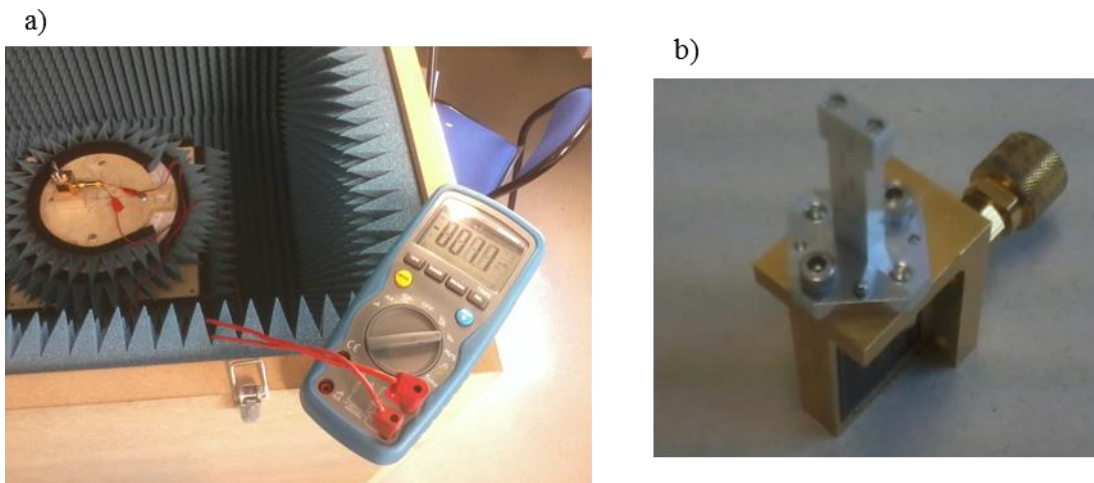


Figure 5.30. Configuration de mesure. a) Mesure de la tension de sortie. b) Tag chargé par une CA.

Les résultats de la caractérisation de la SER sont donnés à la Figure 5.31. Le plus grand écart entre deux états est obtenu en considérant le court-circuit et le circuit ouvert. A partir de ces résultats la ΔSER entre chaque cas est tracée à la Figure 5.32.

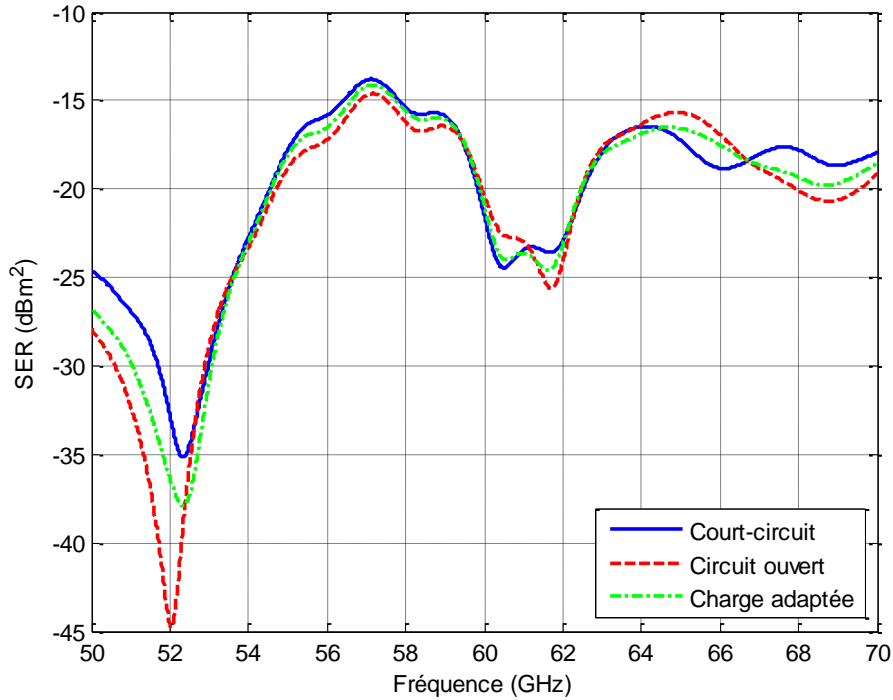


Figure 5.31. SER du tag en fonction des différentes charges appliquées en sortie du détecteur.

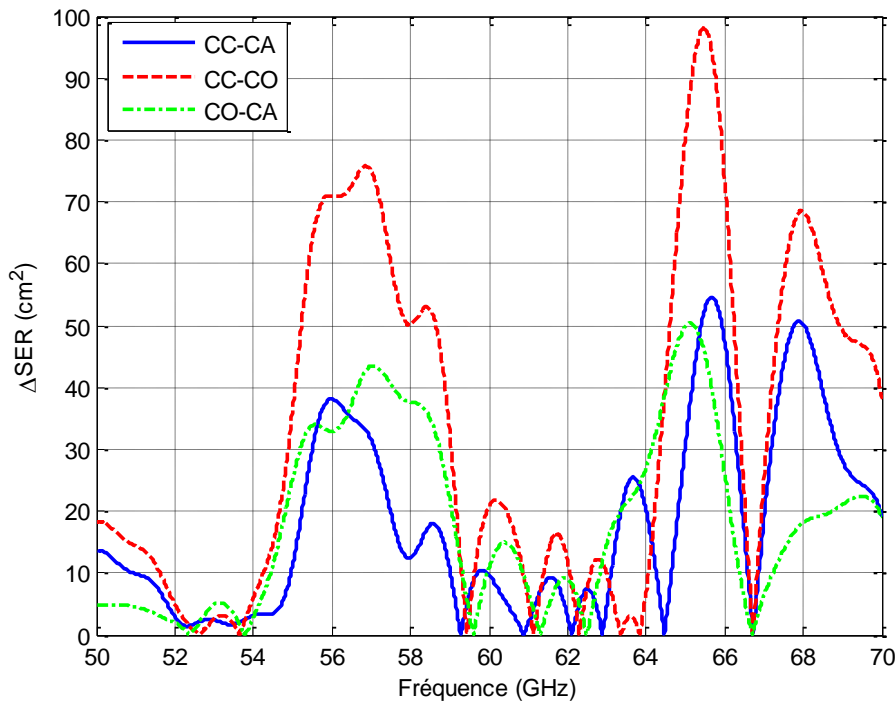


Figure 5.32. ΔSER du tag entre deux charges différentes.

La plus forte valeur de la ΔSER dans la bande passante de l'antenne est de $75,8 \text{ cm}^2$ à $56,9 \text{ GHz}$. Cette fréquence est donc choisie pour l'interrogation du tag. De plus, elle correspond à un gain réalisé d'environ $10,5 \text{ dBi}$ de l'antenne GORF, permettant donc de conserver une bonne portée en liaison descendante.

4.2. Validation expérimentale du prototype de tag MMID passif

4.2.1. Configuration du tag en commutation d'impédance

La commutation est réalisée avec un microcontrôleur Arduino Uno [5.25] contrôlant un relais, connecté en sortie du détecteur. Lorsque le relais est ouvert, la sortie du détecteur est en circuit ouvert. Lorsque le relais est fermé, la sortie du détecteur est en court-circuit. Un schéma bloc est présenté à la Figure 5.33-a). Le VNA est configuré pour émettre une onde continue à $56,9 \text{ GHz}$ tandis que le coefficient de réflexion est mesuré dans le domaine temporel. Le S_{11} permet de déduire la puissance retournée par le tag à l'analyseur et donc le signal rétrodiffusé par le tag. Le tag est placé à une distance de 20 cm de l'antenne cornet d'émission/réception. Une photo de la configuration de mesure est présentée à la Figure 5.33-b).

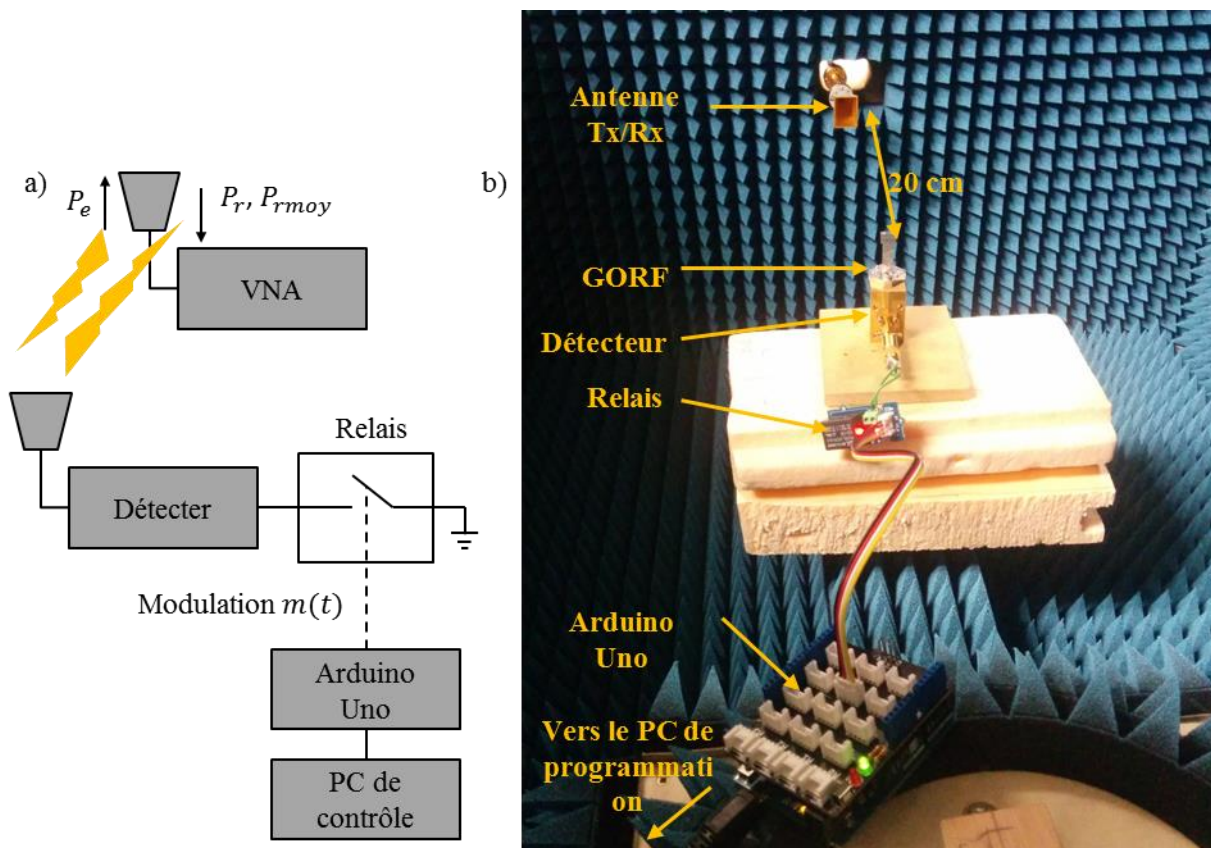


Figure 5.33. Configuration de la mesure de la rétro-modulation du tag. a) Schéma bloc du tag composé de l'antenne GORF et du détecteur connecté à un relais commutant entre court-circuit et circuit ouvert. La commutation du relais est gérée par un microcontrôleur Arduino Uno dont la machine d'état est programmée à partir d'un PC. b) Photo du montage.

4.2.2. *Etude des signaux échangés durant la liaison descendante*

Deux modulateurs $m(t)$ sont utilisés au niveau de la bande de base du tag : un signal carré de rapport cyclique $\frac{1}{2}$ et de fréquence 0,5 Hz et ce même signal mais à une fréquence de 2 Hz. La fréquence du modulateur est principalement limitée à cause de la dynamique du VNA. La puissance reçue par le lecteur P_r est présentée à la Figure 5.34 pour les deux modulateurs. Pour simuler la démodulation de la réponse du tag, un seuil de décision est fixé à la puissance moyenne du signal reçu $P_{r\text{moyen}}$. Il s'agit donc d'une démodulation numérique réalisée avec Matlab. Néanmoins, cela permet de donner un premier ordre de grandeurs des signaux échangés en MMID avec le tag à base d'antenne GORF.

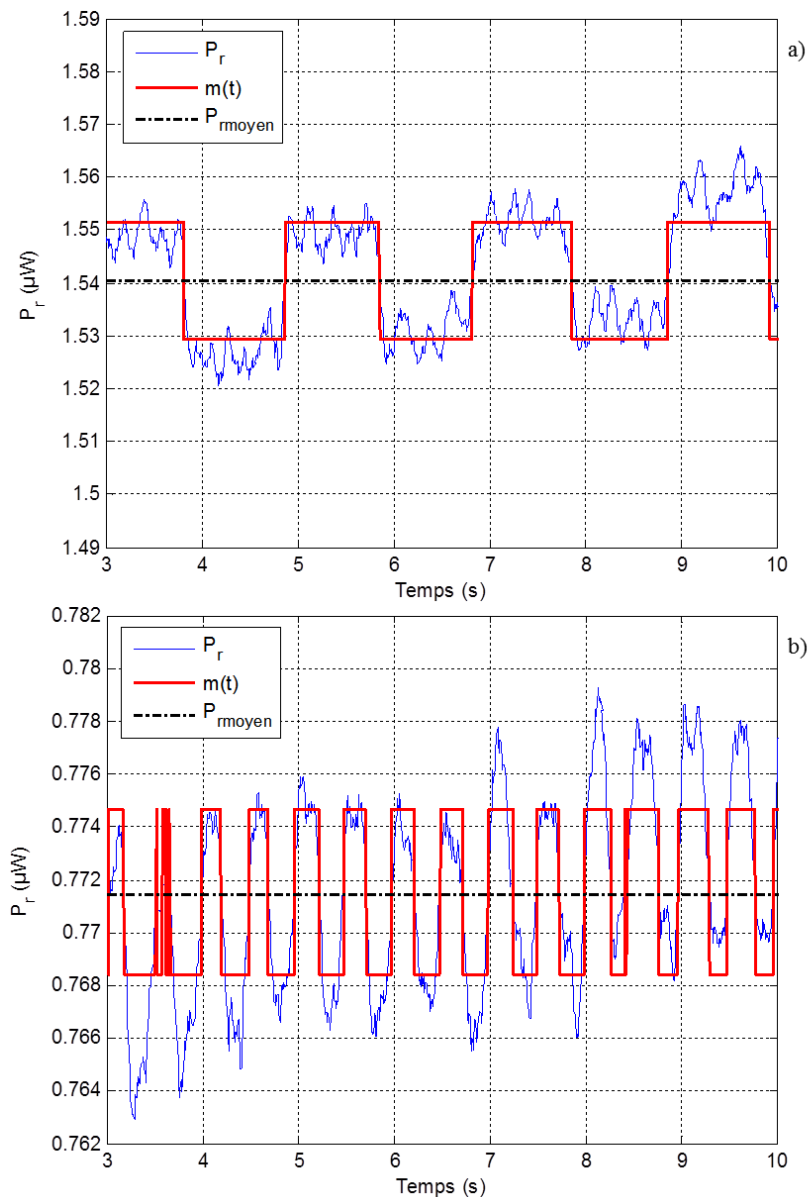


Figure 5.34. Puissance reçue par le VNA suite à la rétro-modulation du tag MMID. a) Modulation de 0,5 Hz. b) Modulation de 2 Hz.

Bien que la fréquence du modulant soit très limitée, les résultats sont satisfaisants et démontrent qu'une communication par rétrodiffusion dans la bande V est réalisable. Il est possible de remonter à la SER du tag en fonction du temps pour chaque fréquence de la modulation. Les résultats de la mesure de la SER moyenne pour chaque état sont présentés à la Figure 5.35. La SER totale comprend également la présence du support, du bloc du détecteur, etc. Les SER moyennes des deux cas sont alors légèrement différentes l'une de l'autre à cause du repositionnement de l'antenne sur son support.

Une ΔSER de $0,5 \text{ cm}^2$ est obtenue avec la modulation à $0,5 \text{ Hz}$ tandis qu'une ΔSER de $0,2 \text{ cm}^2$ est obtenue avec la modulation à 2 Hz . En comparaison, la ΔSER obtenue avec les charges statiques est de 70 cm^2 . L'efficacité de la modulation basée sur le relais est donc moins efficace qu'en théorie. Les valeurs mesurées pour les deux fréquences de modulation restent toutefois très proches et permettent de valider le concept global. Plusieurs phénomènes peuvent expliquer ces écarts. Tout d'abord, les niveaux de SER sont différents à cause d'une erreur de positionnement suite au déplacement de l'antenne du tag entre les mesures. Pour rappel, 1° de rotation par rapport à l'axe principal de rétrodiffusion fait varier la SER de $2,5 \text{ cm}^2$. Par ailleurs, en regardant la Figure 5.34-b) il apparaît que l'état haut du signal à 2 Hz n'a pas le temps de s'établir par rapport au cas à $0,5 \text{ Hz}$. La SER moyenne tracée à la Figure 5.35 est donc impactée par la fréquence du modulant.

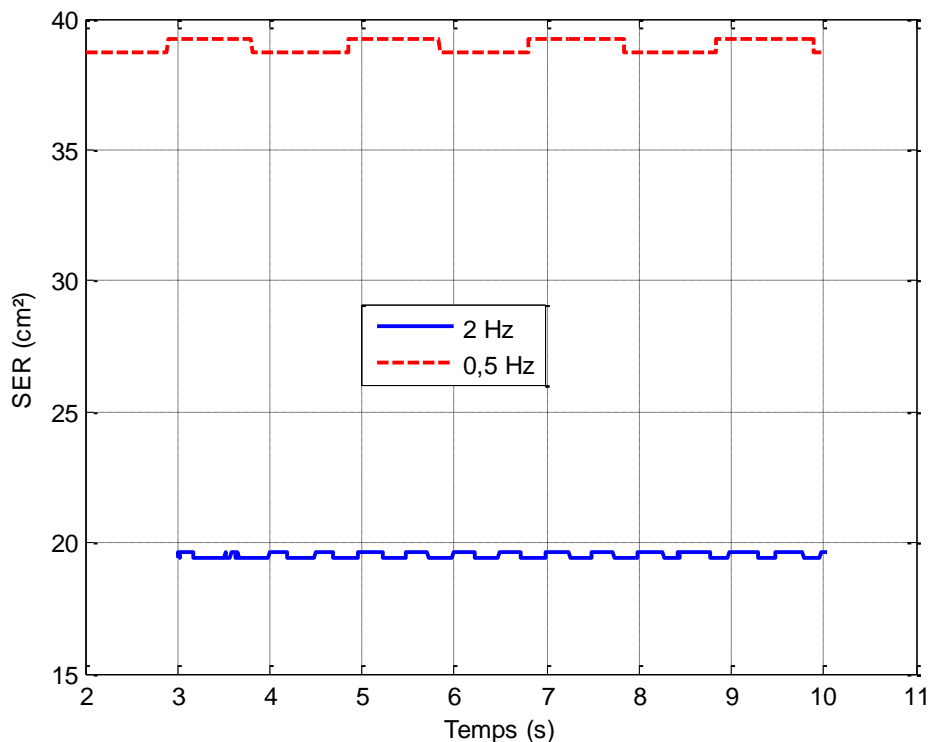


Figure 5.35. SER du tag pour les deux mesures réalisées (fréquence de modulation de $0,5 \text{ Hz}$ et 2 Hz).

4.3. Bilan

Il a été démontré à travers cette étude que le tag à base d'antenne GORF pouvait être identifié à 20 cm de distance en transmettant un signal en bande de base de quelques Hertz permettant de donner une preuve de concept de la MMID passive. Néanmoins, les performances en pratique en termes de portée de lecture et de débit sont faibles, principalement parce que le tag est formé de plusieurs composants qui ne sont adaptés à la RF. Une conception de l'antenne avec la puce MMID connectée soit par soudure, soit selon un couplage électromagnétique comme au chapitre 3, permettrait d'améliorer les performances et d'intégrer toutes les fonctions du tag sur un même composant.

5. Etude de fonctions de capteur exploitant la géométrie de l'antenne

5.1. Capteur de pression

5.1.1. Etat de l'art des capteurs de pression en bande millimétrique

Dans la thèse [5.26], un capteur passif de pression à transduction électromagnétique est réalisé en salle blanche et caractérisé. Le prototype fonctionnant à 39,3 GHz est basé sur une cellule de pression dont la membrane de 50 μm en silicium est placée au-dessus d'un résonateur planaire. Lorsqu'une pression est appliquée sur la membrane, sa déformation vient modifier la distribution du champ du résonateur, faisant varier sa fréquence de résonance. Une sensibilité de 370 MHz/bar de pression est obtenue. Le capteur, de dimensions 5,8 mm \times 3,8 mm \times 1,4 mm, est présenté à la Figure 5.36.

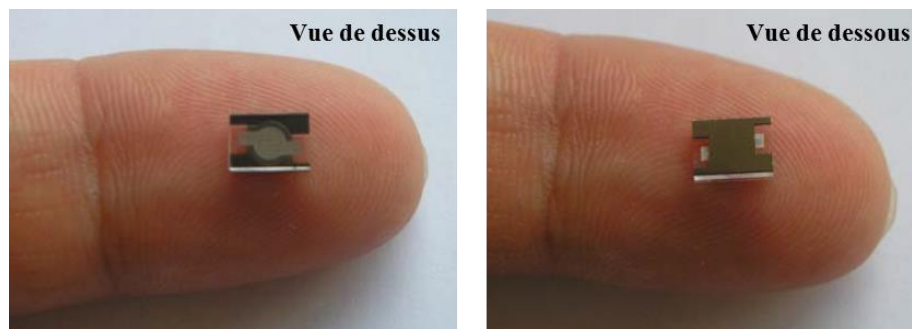


Figure 5.36. Capteur de pression à membrane basé sur un résonateur planaire à 39,3 GHz et une membrane en Silicium [5.26].

A partir de ce capteur, une autre thèse a été conduite dans [5.27] afin de développer un radar permettant de lire l'information de pression codée dans la variation de la SER d'une antenne connectée au capteur à membrane. Le schéma de communication et la variation de SER obtenue sont montrés à la Figure 5.37-a).

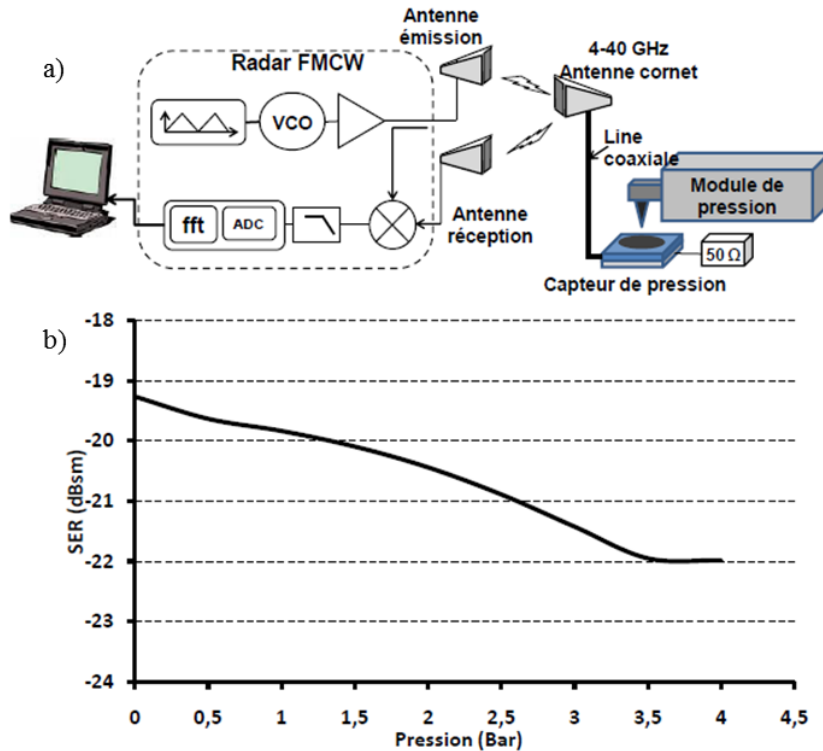


Figure 5.37. Résultat de la mesure du capteur de pression interrogé par un radar FMCW [5.27]. a) Schéma illustrant la configuration de mesure. b) Variation de la SER du capteur (antenne cornet + capteur à membrane) en fonction de la pression appliquée sur la membrane.

L'antenne cornet utilisée comme antenne du capteur présente un gain de 15 dBi à 39 GHz. Au final, une variation de la SER de 60 cm² est obtenue de manière linéaire entre 0 bar et 3,5 bars de pression (Figure 5.37-b)). Ce capteur de pression a donc une sensibilité de 17 cm²/bar. Il convient de noter que pour une variation de pression due à un son, la déflexion de la membrane du capteur est de quelques micromètres.

5.1.2. Adaptation de l'antenne GORF en tag-capteur de pression passif

Un des facteurs limitant du capteur de pression basé sur la cavité à fente millimétrique présentée au chapitre 3 est sa faible SER. En se basant sur les mêmes principes de fonctionnement, à savoir une membrane métallique (court-circuit) terminant le guide d'onde de l'antenne GORF, la SER du tag-capteur varie en fonction de la déflexion de la membrane.

La mesure est effectuée en connectant à l'antenne GORF un Court-Circuit Coulissant (CCC) en tant que membrane. Le CCC permet un déplacement de la membrane de 0 à 5,7 mm par pas de 10 μm. La position du court-circuit dans le guide est notée d_z . La graduation $d_z = 0$ correspond à une position initiale $d_{z0} = 10,5 \text{ mm}$. Le prototype de capteur de pression MMID est présenté à la Figure 5.38.



Figure 5.38. Capteur MMID formé par l'antenne GORF et le CCC.

5.1.3. Caractérisation du tag-capteur de pression

5.1.3.1. Etude de la variation de la SER en fonction de la position du court-circuit

Une première série de mesure de la SER en fonction de d_z est conduite en faisant varier la position du court-circuit entre 0 mm et 5,7 mm par pas de 500 μm . La SER est mesurée à partir de la méthode basée sur l'équation radar selon une configuration mono-statique. Le banc de mesure et le support sont présentés à la Figure 5.39. L'antenne d'émission/réception et l'antenne GORF sont placées à 62 cm l'une de l'autre.

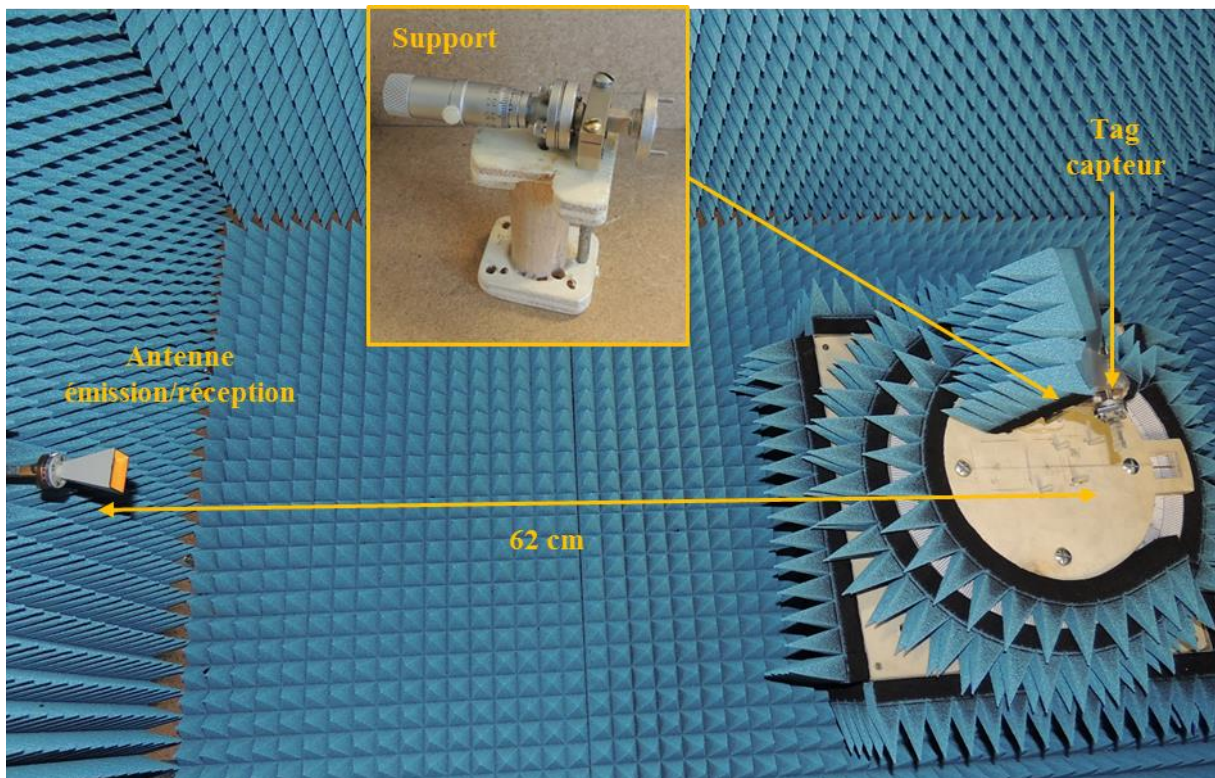


Figure 5.39. Montage mono-statique pour réaliser la mesure de la SER du tag capteur en fonction de la position du CCC.

La mesure de SER étant très sensible au positionnement, le S_{11} dans le domaine temporel de la position initiale est affiché sur l'écran de l'analyseur. Cette méthode permet de s'assurer que l'antenne GORF reste à la même position à chaque fois que la molette est tournée en vérifiant que le pic de

réflexion du mode de structure reste de même amplitude et à la même distance temporelle de la source. Un fenêtrage temporel de 1,2 ns est utilisé afin de ne récupérer que la réponse du tag. La mesure du coefficient de réflexion dans le domaine temporel puis fréquentiel pour les différents pas d_z est présentée à la Figure 5.40.

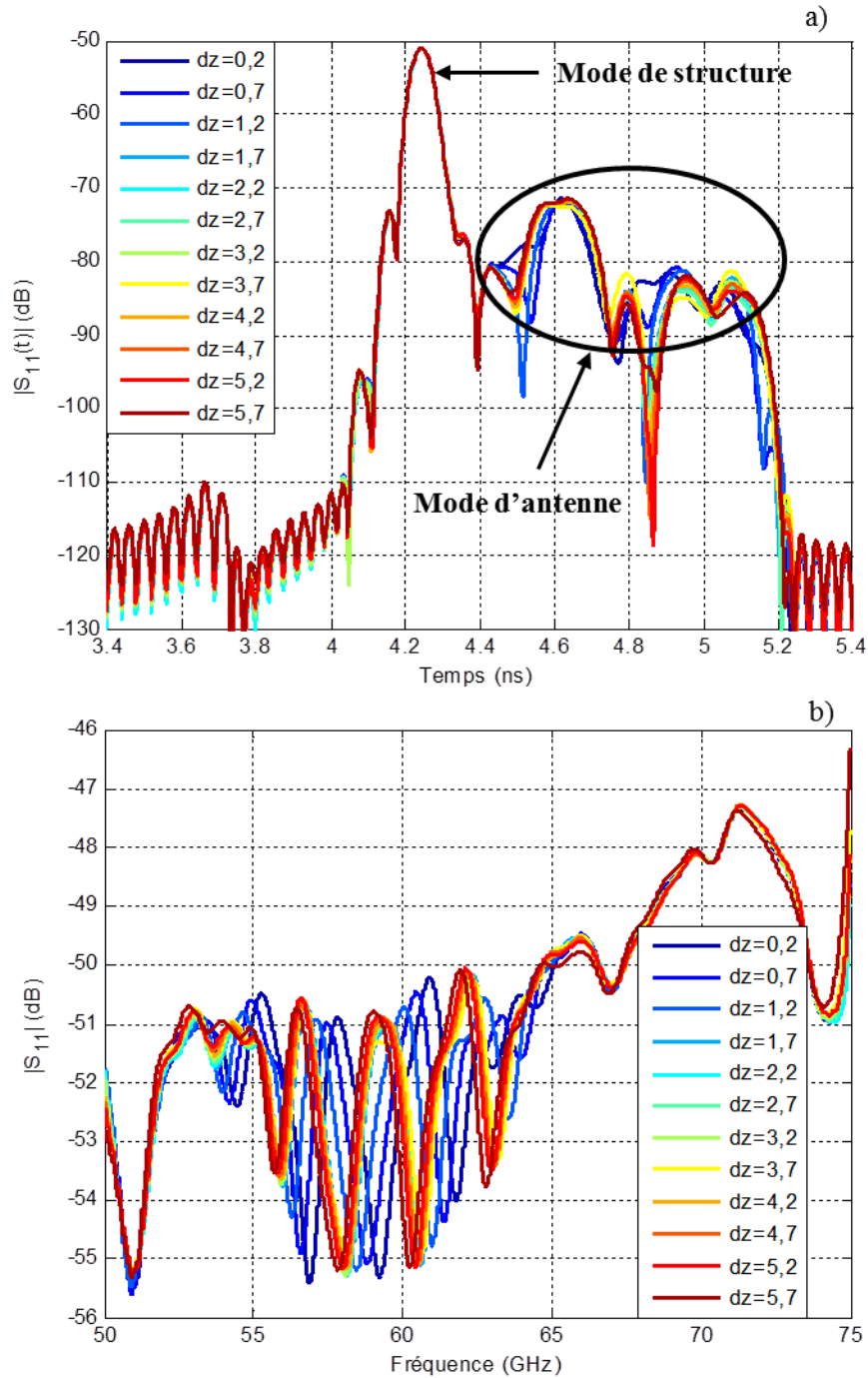


Figure 5.40. Résultat de mesure du coefficient de réflexion dans le domaine temporel pour différentes positions du court-circuit dans le guide. a) Dans le domaine temporel. b) Dans le domaine fréquentiel.

Cette étape permet de valider la théorie du capteur : le mode structure positionné à $t = 4,244$ ns est bien indépendant de la position du CC tandis que le mode d'antenne change avec celle-ci. En passant dans le domaine fréquentiel, la SER est calculée et présentée à la Figure 5.41.

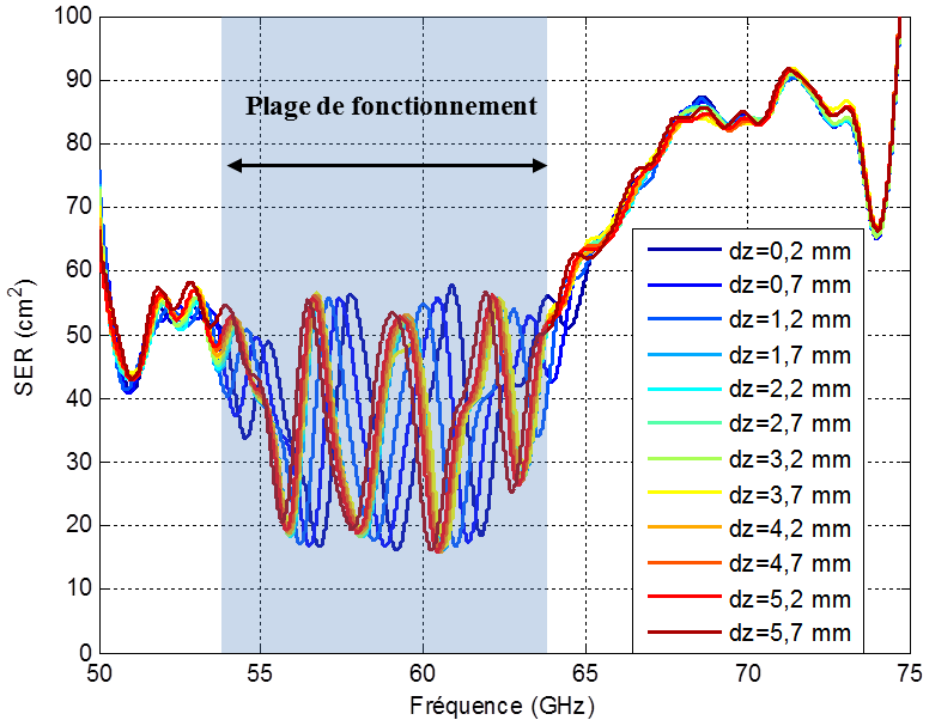


Figure 5.41. SER du tag capteur en fonction de la position du court-circuit dans le guide.

La plage de fonctionnement du capteur s'étend environ de 53,5 GHz à 63,5 GHz, plage pour laquelle la SER pour chaque position du CCC peut être distinguée des autres positions. En dehors, le mode structure est dominant et les variations du mode d'antenne sont alors négligeables. Comme attendu en théorie, la fréquence de résonance de l'antenne est décalée avec la position du court-circuit. La longueur d'onde guidée dans le WR15 varie entre 9,8 mm à 50 GHz et 4,7 mm à 75 GHz, la course du court-circuit de 5,7 mm ne peut couvrir qu'une longueur d'onde pour des fréquences au-dessus de 66 GHz (longueur d'onde guidée de 5,68 mm). Le décalage de fréquence de résonance n'est pas linéaire à cause de la variation de l'impédance ramenée du court-circuit Z_{cc} qui est de type tangentielle comme le montre (5.7), où Z_{WR15} est l'impédance du guide WR15, β la constante de phase et $d_{z0} + d_z$ la distance totale entre l'antenne et le CCC.

$$Z_{cc} = jZ_{WR15} \tan(\beta(d_{z0} + d_z)) \quad (5.7)$$

Malgré l'attention particulière lors de la mesure, les deux lobes secondaires du mode de structure varient en amplitude avec pour écart maximum 1,3 dB à 4,34 ns, pouvant conduire à quelques centimètres carrés de variation dans la SER. De plus, en analysant la Figure 5.40-a), le fenêtrage

temporel pourrait introduire également des erreurs pour les premiers pas dz (courbes bleues) car la coupure n'est pas faite au niveau du minimum de réflexion.

5.1.3.2. Choix de la fréquence d'interrogation

L'objectif de l'étude étant de valider le concept de capteur de pression, la fréquence d'interrogation pour laquelle la sensibilité est maximale est recherchée. Pour chaque fréquence, l'écart entre SER minimale et SER maximale pour toute position du CCC confondue est tracée à la Figure 5.42.

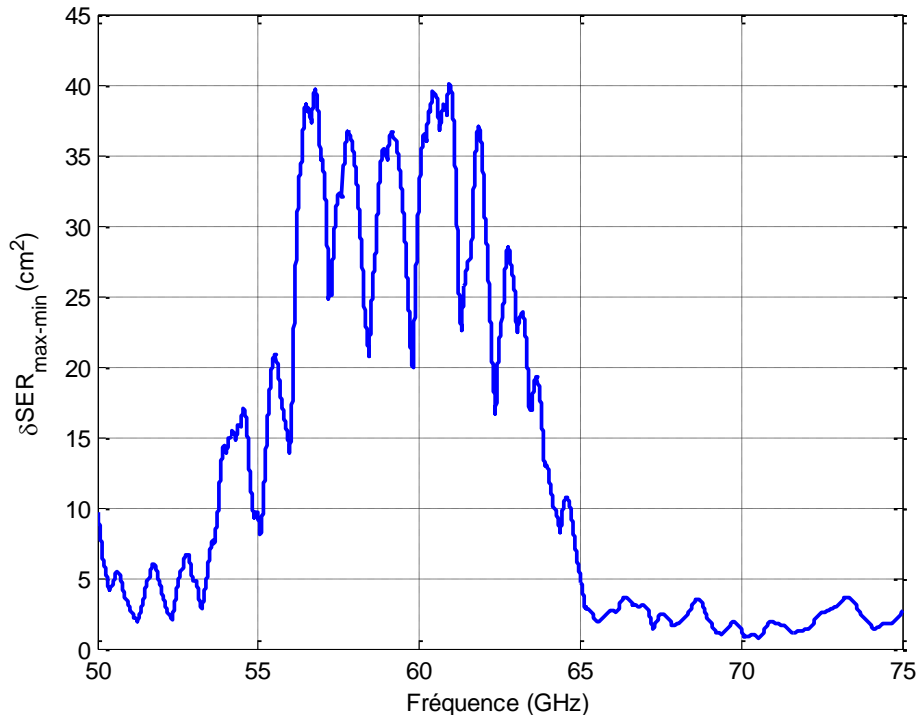


Figure 5.42. Tracé de l'écart entre SER minimale et maximale du capteur MMID.

Des maximums de ΔSER de 40 cm^2 sont obtenus, ce qui correspond avec la ΔSER entre la résonance à $59,5 \text{ GHz}$ (SER de 78 cm^2) et l'antirésonance à 58 GHz (SER de 41 cm^2) de l'antenne GORF terminée par un CC (Cf. Figure 5.22). La plage fréquentielle utilisable du capteur apparaît donc clairement.

A partir de ces résultats, la SER du tag-capteur est tracée à la Figure 5.43 pour les différentes fréquences potentielles f_0 . Un compromis apparaît entre un niveau de SER moyen et une variation de SER en fonction de d_z élevée (sensibilité du capteur). Par exemple, à $56,7 \text{ GHz}$, le niveau de SER moyen est maximal entre $d_z = 1,5 \text{ mm}$ et $d_z = 5,2 \text{ mm}$ (environ 56 cm^2), mais la sensibilité est faible avec seulement $0,32 \text{ cm}^2/\text{mm}$ de déplacement du CCC. Cette fréquence de fonctionnement n'est donc pas intéressante car même si le niveau de SER est élevé, la variation de puissance est trop faible pour être détectée par le lecteur.

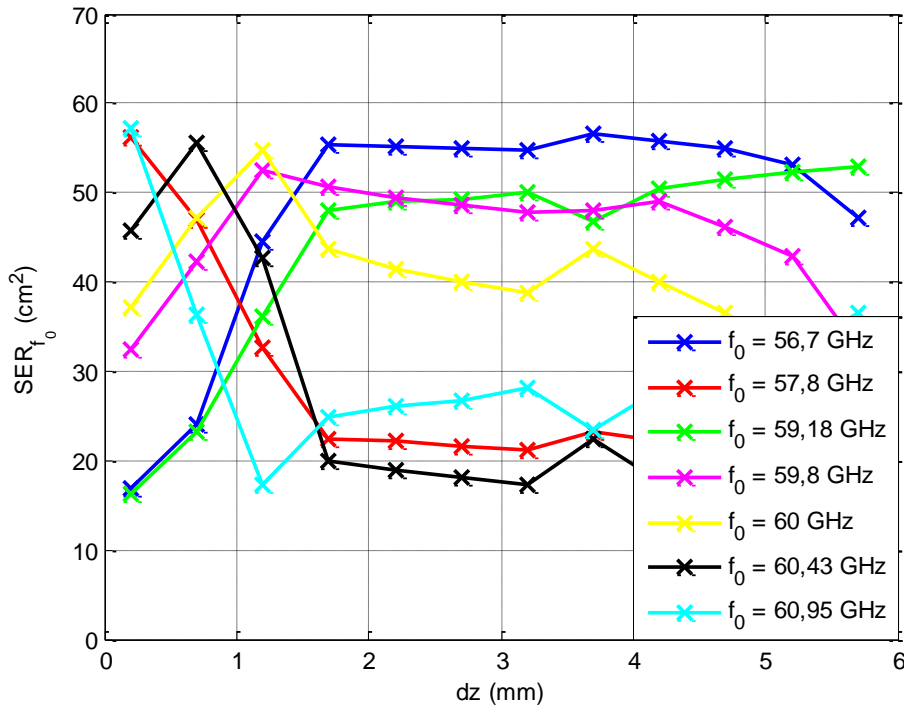


Figure 5.43. SER du tag-captteur interrogé à différentes fréquences f_0 .

Une autre caractéristique importante est la SER minimale σ_{min} à détecter dans la plage de fonctionnement du capteur. En effet, σ_{min} est directement reliée à la portée maximale de lecture R_{max} qui est donnée par (5.8) :

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{G_{tx/rx}^2 \lambda^2 \sigma_{min}}{(4\pi)^3 \left(\frac{P_{bmin}}{P_e}\right)}}, \quad (5.8)$$

avec $G_{tx/rx}$ le gain d'émission/réception du lecteur (montage mono-statique, ou bi-statique avec le même gain), P_{bmin} la puissance minimale détectable par le lecteur et P_e la puissance d'émission.

La plage de fonctionnement optimale pour chaque fréquence peut être déterminée comme étant la plage de variation de d_z pour laquelle la variation de SER $\Delta\sigma$ est linéaire. Dans cette plage, la portée de lecture est calculée théoriquement à partir de (5.8) avec une configuration standard d'un lecteur MMID : $G_{tx/rx} = 20 \text{ dB}$, $P_e = 20 \text{ dBm}$ pour obtenir une puissance EIRP crête de 40 dBm et $P_{bmin} = -65 \text{ dBm}$. La sensibilité est également calculée pour chaque fréquence comme étant la variation de la SER en fonction du déplacement du CCC. Les différentes données sont résumées dans le Tableau 5.3 pour chaque fréquence d'interrogation considérée.

Tableau 5.3. Récapitulatif de la caractérisation du prototype de tag-captteur de pression.

Fréquence	Plage optimale [5.mm]	σ_{min}	R_{max}	Sensibilité
56,7 GHz	$d_z \in [1,7 ; 3,2]$	54,8 cm ²	4,0 m	0,3 cm ² /mm
57,8 GHz	$d_z \in [0,2 ; 1,7]$	22,5 cm ²	3,1 m	33,7 cm ² /mm
59,18 GHz	$d_z \in [0,2 ; 1,7]$	16,2 cm ²	2,9 m	31,8 cm ² /mm
59,8 GHz	$d_z \in [1,2 ; 3,2]$	47,8 cm ²	3,7 m	4,6 cm ² /mm
60 GHz	$d_z \in [1,7 ; 3,2]$	38,9 cm ²	3,5 m	4,8 cm ² /mm
60,43 GHz	$d_z \in [1,7 ; 3,2]$	17,3 cm ²	2,9 m	2,7 cm ² /mm
60,95 GHz	$d_z \in [1,7 ; 3,2]$	24,9 cm ²	3,1 m	3,3 cm ² /mm

La fréquence la plus appropriée pour interroger le capteur semble être 57,8 GHz pour laquelle la sensibilité du capteur est la plus importante avec une variation de 33,7 cm²/mm tout en ayant une portée de détection de la SER minimale de l'ordre de 3,1 m.

5.1.3.3. Etude de la linéarité du capteur de pression

Afin de s'assurer de la linéarité de la variation de la SER en fonction de d_z , la SER est mesurée avec cette fois-ci un pas de 10 μm entre $d_z = 2,6 \text{ mm}$ et $d_z = 2,8 \text{ mm}$. Cette plage est choisie d'une part car elle correspond à toutes les fréquences à une sensibilité linéaire et d'autre part pour tester le capteur dans une plage de sensibilité plus critique à mesurer car plus faible que pour les autres d_z . La Figure 5.44 présente les résultats de mesure pour 3 fréquences représentant trois niveaux de SER différents. Les courbes sont quasi-linéaires et valident ainsi le concept précédent.

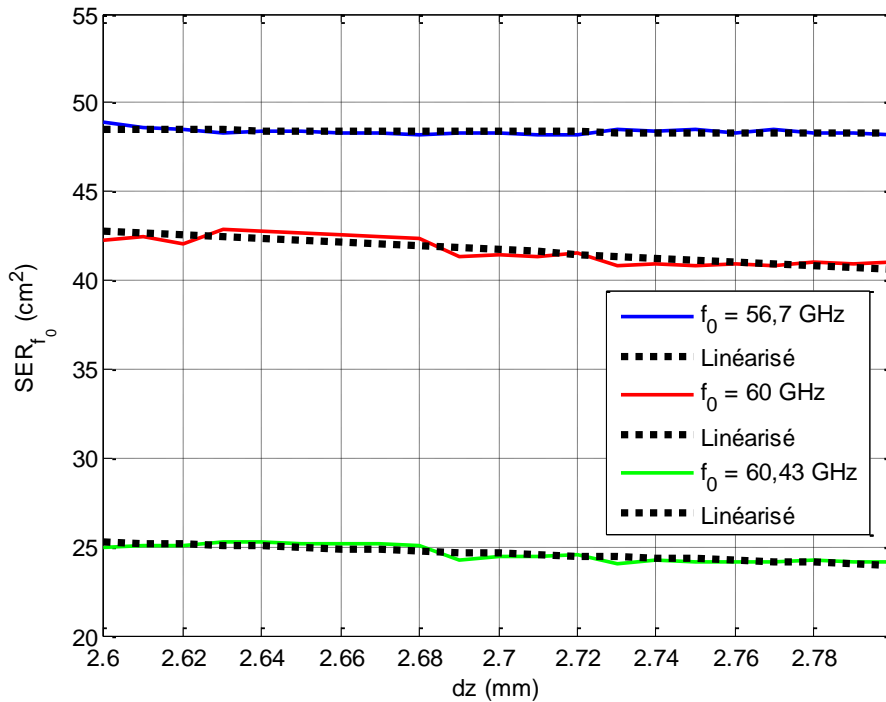


Figure 5.44. SER du tag-captteur pour $d_z \in [2,6 ; 2,8]$.

5.1.4. Etude théorique du capteur de pression basé sur l'antenne GORF avec membrane métallique

A partir des résultats précédents, le tag-capteur peut être envisagé pour être utilisé en capteur de pression en remplaçant le court-circuit coulissant par une fine membrane métallique. Par la suite, la pression appliquée fera référence à la différence entre la pression atmosphérique et la pression exercée à l'extérieure de la membrane (par une onde sonore ou une sortie d'air par exemple).

Afin de relier les performances du capteur de pression MMID présenté précédemment à celles du capteur [5.26], une étude théorique est réalisée. L'antenne GORF est considérée comme terminée à une extrémité par une fine membrane métallique. La surface de la membrane pouvant être déformée est alors celle de la section du guide d'onde WR15, soit $3,76 \text{ mm} \times 1,88 \text{ mm}$. La déflexion d'une membrane métallique dépend, pour une même pression, de l'élasticité du matériau considéré, reliée à son module de Young. Dans un premier temps, deux métaux sont étudiés : le cuivre, de module de Young $124 \cdot 10^9 \text{ N/m}^2$, et l'aluminium, de module de Young $69 \cdot 10^9 \text{ N/m}^2$. Le cuivre est donc moins déformable que l'aluminium car il présente un plus grand coefficient d'élasticité. La déflexion maximale W_{max} au centre d'une membrane rectangulaire sous une pression uniformément répartie p (en N/m^2) peut être approchée par (5.9) [5.28]. La membrane de module de Young E et d'épaisseur t est considérée fixée par ses 4 côtés à un support de dimension $a \times b$ et. Cette équation est valable pour des faibles déflexions par rapport à l'épaisseur de la membrane (i.e. $W_{max} \ll t$).

$$W_{max} = \frac{0,0284pb^4}{Et^3} \quad (5.9)$$

La Figure 5.45 compare les déflexions maximales de la membrane à 1 bar de pression en fonction de son épaisseur t pour les cas du cuivre et de l'aluminium. Afin de choisir l'épaisseur de la membrane la plus optimale (i.e. permettant la meilleure déformation), tout en respectant le domaine de validité de (5.9), un facteur 10 est choisi sur la condition $W_{max} \ll t$. Il apparaît clairement que l'aluminium permet d'envisager de meilleures performances que le cuivre. Une épaisseur de $50 \mu\text{m}$ est choisie, permettant d'obtenir une déflexion maximale sous la contrainte $W_{max} < 10 \cdot t$.

La déflexion maximale de la membrane de $50 \mu\text{m}$ est tracée en fonction de la pression appliquée à la Figure 5.46.

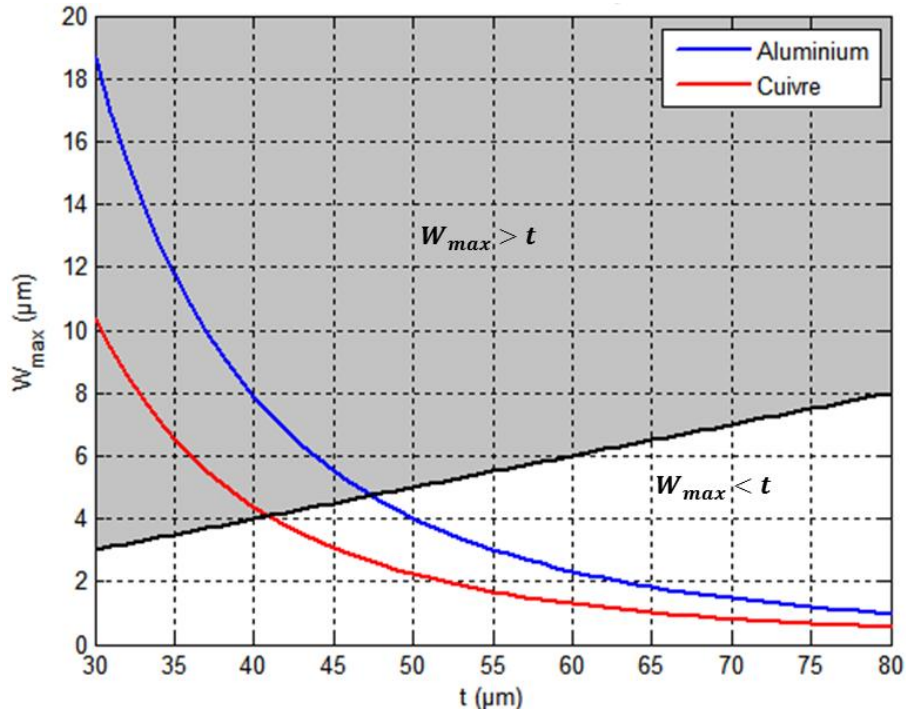


Figure 5.45. Déflexion maximale de la membrane de 3,76 mm × 1,88 mm pour 1 bar de pression répartie uniformément en fonction de l'épaisseur t de la membrane.

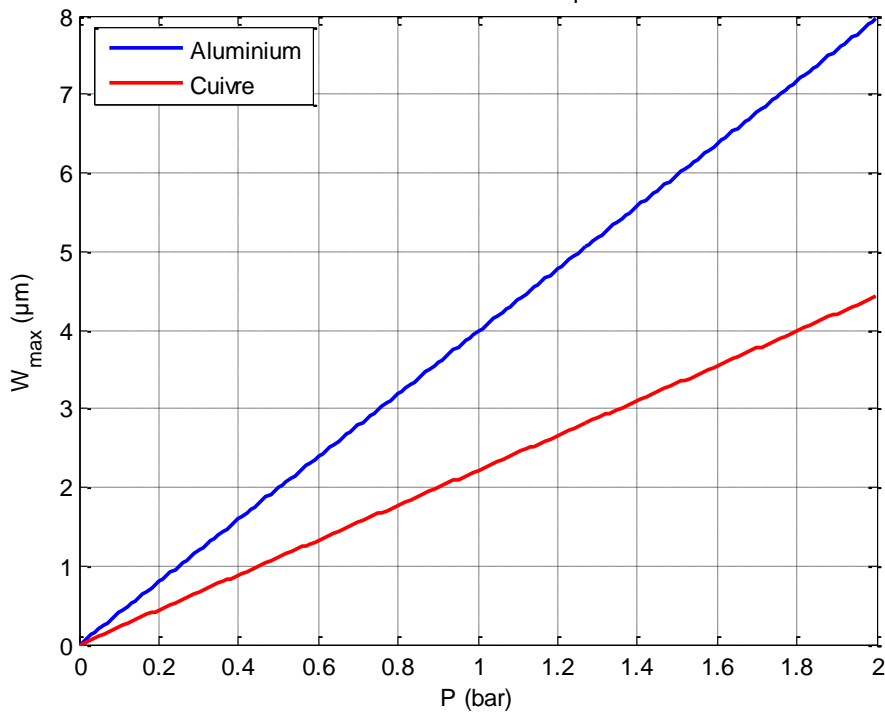


Figure 5.46. Déflexion de la membrane de 50 μm d'épaisseur en fonction de la pression uniformément appliquée.

La sensibilité du tag capteur de pression MMID testé avec le CCC est estimée à environ 33,7 cm^2/mm autour d'une SER « au repos » de 40 cm^2 à 57,8 GHz. La variation de SER en fonction de la pression est alors calculée à partir de la déflexion introduite à la Figure 5.46. Les résultats sont présentés à la Figure 5.47.

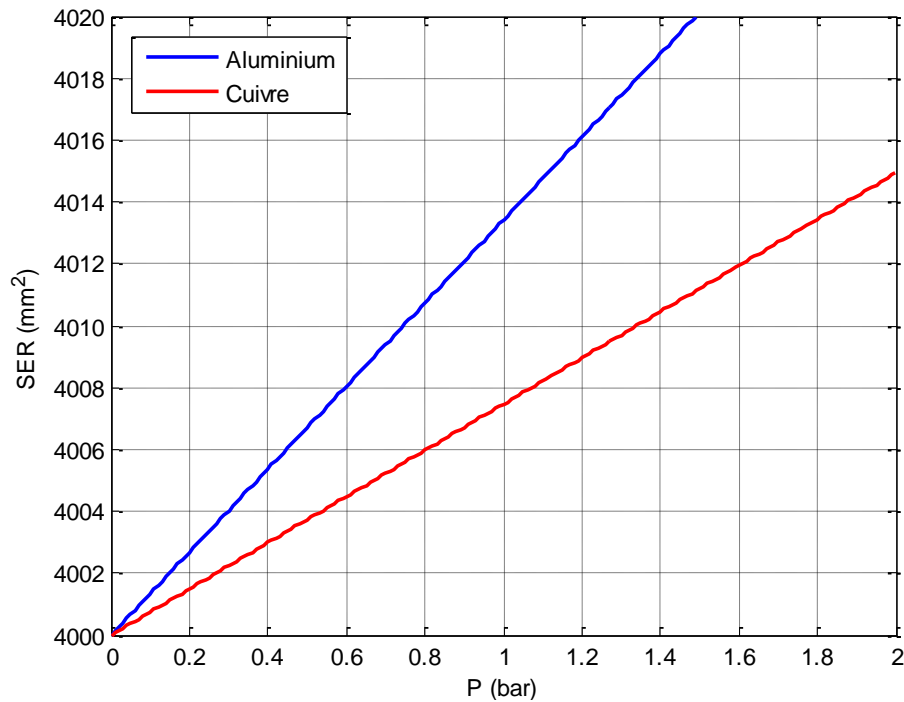


Figure 5.47. Variation théorique de la SER du tag-captteur MMID en fonction de la pression appliquée à l'extérieur de la membrane.

Une variation de SER de 13 mm²/bar de pression est obtenue. Les performances théoriques du capteur MMID sont environ 100 fois plus faibles que le capteur présenté dans [5.27] (17 cm²/bar). Néanmoins, le tag-captteur MMID proposé est basé sur une antenne plus compacte que l'antenne cornet dans [5.27] et n'a pas recours à la micro-électronique. Le principe de fonctionnement du Theremine est utilisable à 57,8 GHz avec une portée de détection estimée à 66 cm pour détecter 1 mm² de variation de SER (soit pour une pression de 0,1 bar) en considérant un lecteur en configuration mono-statique de puissance d'émission 25 dBm, avec une antenne de gain 20 dB et une sensibilité de -65 dBm.

5.1.5. Conclusion de l'étude

En conclusion, le principe de tag-captteur de pression passif est validé à travers cette étude. En supposant que le tag-captteur soit fabriqué à partir de l'antenne GORF sans la bride, en ajoutant simplement la membrane en fin de guide, les dimensions finales sont de l'ordre de 3 cm × 0,8 cm. La cavité cylindrique à fente à 2,6 GHz présente des dimensions de 7,5 cm × 3,27 cm. Le capteur à 57,8 GHz permet donc de diviser la surface apparente par 10 tout en conservant une sensibilité de 33,7 cm²/mm assez proche des 55,25 cm²/mm obtenus avec la cavité à 2,6 GHz. Le compromis entre la taille du capteur et sa sensibilité a donc été nettement amélioré. Le prototype à base de l'antenne GORF permet également d'augmenter la sensibilité de la cavité à fente à 60 GHz (Cf. Chapitre 3) par un facteur 1,5. Le niveau moyen de SER est aussi significativement augmenté (par 44), passant de 90 mm² pour la cavité à environ 40 cm² pour l'antenne GORF, améliorant donc la portée de lecture par un facteur 2,6.

Néanmoins, si l'effet est bien constaté, la conception d'un capteur robuste, fiable et commercialisable est encore loin d'être atteinte.

5.2. Capteur d'humidité

5.2.1. Etat de l'art et introduction au Kapton

L'objectif de cette section est d'étudier la faisabilité d'un capteur d'humidité passif basé sur l'antenne GORF. Certains travaux de recherche utilisent directement un capteur d'humidité connecté au tag RFID. Par exemple, dans [5.29] un tag RFID UHF composé de deux antennes est utilisé. Une antenne est adaptée à la bande UHF européenne et permet la communication RFID. L'autre antenne, adaptée à la seconde harmonique du tag, est connectée à un condensateur dont la capacité varie avec le taux d'humidité. La puissance retournée au lecteur dépend alors du taux d'humidité. Ce type de solution permet d'obtenir de bonnes performances, 35% de variation de la puissance reçue par le lecteur sur la plage 20-80 % d'Humidité Relative (HR), tout en étant détectable jusqu'à 7 m. Cependant, ce tag-capteur fait appel à des composants discrets, impliquant des soudures et des assemblages particuliers qui ne sont pas envisageables en bande V.

D'autres travaux présentent des tags RFID passifs ou sans puce auxquels une fonction de capteur d'humidité est ajoutée [5.30]-[5.31]-[5.32] en déposant sur l'antenne une couche de diélectrique dont les propriétés varient avec le taux d'humidité. Ce type de technique présente l'avantage de ne nécessiter aucun composant électronique externe tout en étant très simple et faible coût. Ce type de topologie est cependant moins répétable et moins précise que lorsque des composants discrets sont utilisés. Dans [5.30], un dépôt de nanotubes de silicium est réalisé sur un tag sans puce basé sur une ligne à retard en méandre. Les propriétés des nanotubes variant en fonction du taux d'humidité, il en résulte une variation de la SER du tag et du retard de groupe dans la ligne de transmission. Cette solution est relativement peu coûteuse et simple (un dépôt d'une solution contenant les nanotubes à l'aide d'une pipette suffit). Néanmoins, le dépôt n'étant pas exactement le même pour chaque tag, la procédure n'est pas répétable pour une production de plusieurs tags aux propriétés identiques. Dans [5.31], un tag RFID sans puce présentant un résonateur pour coder l'identifiant et un second pour assurer la fonction de capteur est étudié. La fonction de capteur est réalisée en déposant sur un des résonateurs un film polymère dont la permittivité électrique change avec le taux d'humidité, faisant ainsi varier la SER du résonateur. Cette topologie présente l'avantage de dissocier l'identification et la fonction de capteur tout en étant de faible dimension. Deux types de films sont testés : le Kapton et le polyvinyl-alcohol (PVA). Les meilleures performances sont obtenues avec le PVA avec une variation de la fréquence de résonance de 607 MHz entre 35 % d'HR et 85 % d'HR. Enfin dans [5.32], un concept de tag RFID passif basé sur une antenne recouverte d'un film polyimide est présenté. La fréquence de résonance de l'antenne est alors décalée en fonction du taux d'humidité. La mesure du taux d'humidité peut alors être reliée à la puissance

d'activation de la puce et/ou à la SER du tag. Les performances des capteurs sont résumées dans le Tableau 5.4.

Tableau 5.4. Résumé des variations obtenues par le prototype de capteur d'humidité.

Capteur	f_0 (GHz)	Sensibilité (MHz / %)	Plage d'HR (%)
[5.32]	5,36	0,11	20-90
[5.31] PVA	6,6	12,14	35-85
[5.31] HN500	6,6	1,36	35-85

Dans cette section, une preuve de concept de tag-capteur d'humidité réalisé en déposant un film de Kapton sur l'antenne GORF est étudié. Les variations des propriétés du Kapton dans la bande V sont tous d'abord étudiées avant d'évaluer la faisabilité d'un tel capteur. Le Kapton a été choisi car il est peu coûteux et facilement intégrable sur l'antenne.

Le Kapton est un film de polyimide (polymère réalisé à base d'imide) qui est sensible au taux d'HR du milieu dans lequel il est placé. La Figure 5.48 montre la variation de permittivité et de la tangente de perte en fonction du taux d'humidité à 1 GHz. Elle est issue de la datasheet du fabricant [5.33] du Kapton de série HN. Le code HN dénote le film standard sans traitement supplémentaire, il est suivi par le nombre de centièmes de mils d'épaisseur du film. Par exemple, le Kapton HN100 correspond au film standard d'épaisseur 25 μm (1 mils = 25,4 μm).

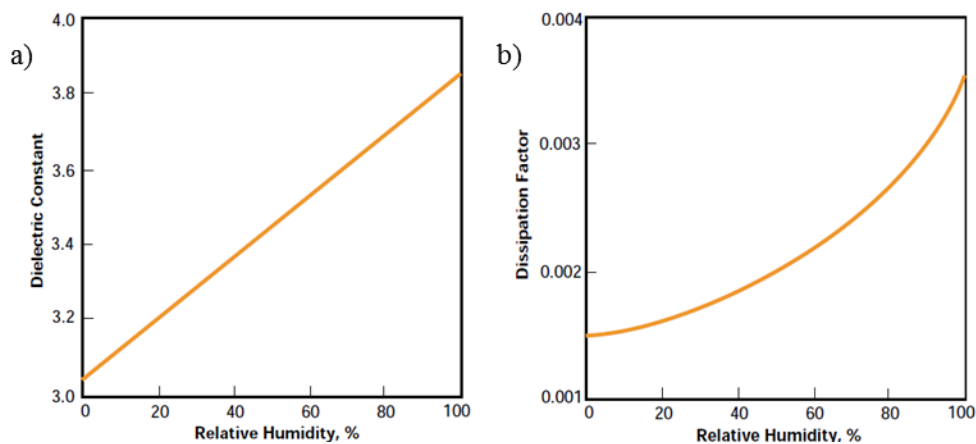


Figure 5.48. Evolution de la permittivité et de la tangente de perte d'un film de Kapton de 25 μm d'épaisseur en fonction du taux d'humidité [5.33]. a) Permittivité. b) Tangente de perte.

Le Kapton est également sensible aux variations de température et à la fréquence de l'onde [5.33]. La Figure 5.49 présente la constante diélectrique en fonction de la température et de la fréquence pour un film de Kapton HN100 à 23 °C et 50 % d'HR. Pour une utilisation dans un environnement sans contrainte thermique (bureau, extérieur, ...), la variation à cause de la température ne devrait pas avoir d'impact significatif sur la constante diélectrique et est donc négligée par la suite. Une baisse de la permittivité avec la montée en fréquence est également constatée.

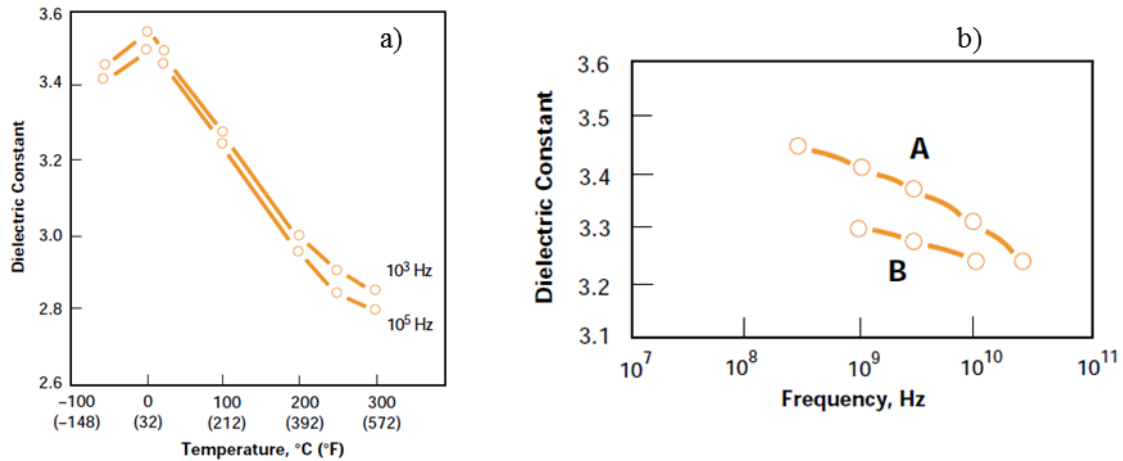


Figure 5.49. Evolution de la permittivité en fonction de divers paramètres. a) Étude en fonction de la température pour un film de Kapton HN100 à 23°C et 50% de HR. b) Étude en fonction de la fréquence pour un film de Kapton HN500 à 23°C et 50% de HR, la courbe A correspond au test initial et la B au même test avec au préalable 48h de chauffe à 100° du film sous test [5.33].

5.2.2. Étude préliminaire par simulation électromagnétique

5.2.2.1. Modélisation du tag-capteur d'humidité basé sur l'antenne GORF

Afin d'analyser la pertinence de l'utilisation du Kapton pour ajouter une fonction de capteur d'humidité à l'antenne à fente, des simulations ont été conduites. L'objectif est de constater si la variation d'humidité impacte la SER du tag-capteur obtenu en plaçant un film de Kapton sur la face rayonnante de l'antenne GORF terminée par un CC. Le CC est choisi car il permet d'obtenir la plus forte SER de l'antenne afin d'avoir la meilleure sensibilité possible. La plaque de court-circuit est placée à 1,6 mm de la bride. Le modèle de simulation est présenté à la Figure 5.50. Pour la modélisation, le film de Kapton est considéré plaqué contre la face rayonnante (i.e. sans gap d'air entre la surface métallique et le film).

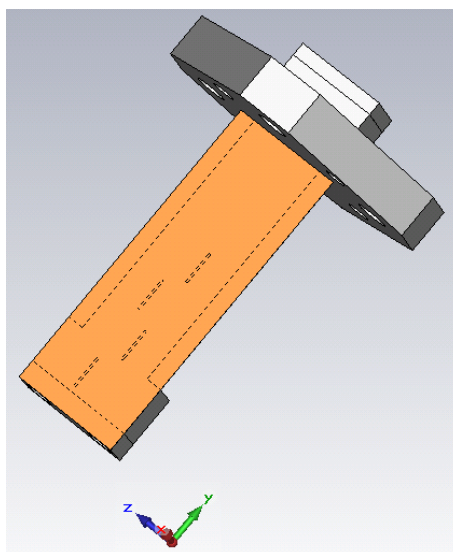


Figure 5.50. Modèle de simulation CST du tag-capteur d'humidité basé sur l'antenne GORF et un film de Kapton.

5.2.2.2. *Etude de l'influence de l'épaisseur du Kapton sur le coefficient de réflexion*

Comme plusieurs épaisseurs de Kapton sont disponibles, l'effet de cette épaisseur sur la résonance de l'antenne est étudié. L'antenne de la Figure 5.50 est simulée pour des épaisseurs de Kapton de 25, 50 et 125 μm . Le coefficient de réflexion de l'antenne est présenté à la Figure 5.51. La permittivité relative du Kapton est fixée à 2 dans un premier temps.

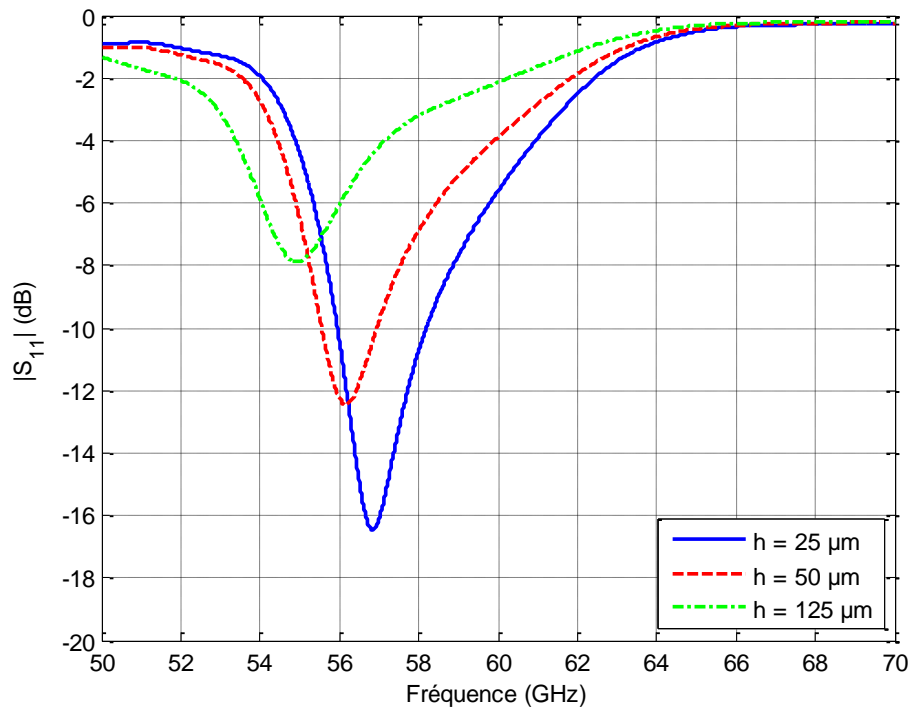


Figure 5.51. Coefficient de réflexion simulé de l'antenne GORF recouverte par un film de Kapton dont l'épaisseur varie entre 25 μm (HN100) et 125 μm (HN500).

Comme attendu, plus l'épaisseur de Kapton est fine, moins l'antenne est désadaptée et plus elle conserve sa nature résonante à bande étroite. Le Kapton HN100 (25 μm) est donc choisi pour réaliser le prototype de tag-captteur d'humidité en bande V car il détériore le moins la résonance de l'antenne.

5.2.2.3. *Etude de l'influence d'un gap d'air entre le film de Kapton et l'antenne sur le coefficient de réflexion*

En pratique, il est impossible de plaquer totalement le film de Kapton sur l'antenne. Il y aura donc toujours un gap d'air entre les deux. La présence de ce gap fait varier la permittivité effective du film. L'effet d'un gap est étudié par simulation en éloignant le film de Kapton de l'antenne. Dans la simulation, le film est considéré comme étant parfait et plan. La Figure 5.52 montre bien que lorsqu'un film de Kapton HN200 (50 μm d'épaisseur) est placé avec un gap d'air de 50 μm au-dessus de l'antenne, l'adaptation d'impédance de l'antenne est fortement modifiée et tend à ressembler au cas du HN100 sans gap d'air (Cf. Figure 5.51). La présence du gap d'air a une incidence non-négligeable sur les performances du capteur. Il est donc impératif de fixer rigoureusement le film avec un gap d'air

minimum. D'autant plus que la mesure risque de ne pas être répétable car le gap d'air a une valeur aléatoire non constante au fil des mesures.

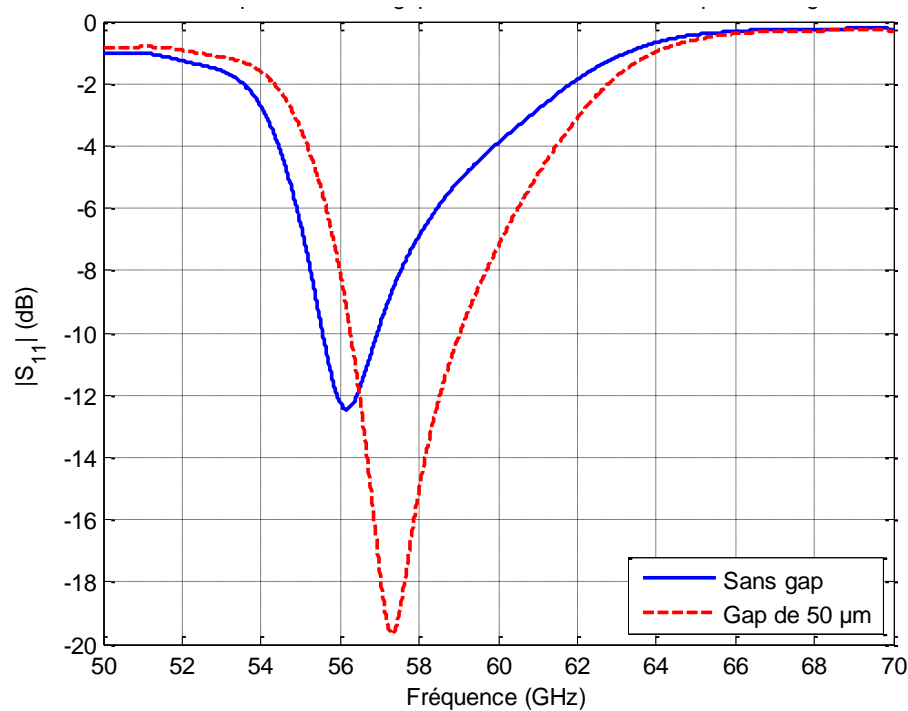


Figure 5.52. Etude par simulation de l'impact sur le coefficient de réflexion du capteur lorsqu'un gap d'air de 50 µm existe entre l'antenne et un film de Kapton HN200.

5.2.2.4. Effets de la variation de permittivité du Kapton sur les propriétés de l'antenne

D'après la Figure 5.48-a), la permittivité relative du Kapton évolue entre 3 et 4 pour une plage d'HR de 0 % à 100 %. La variation de coefficient de réflexion pour différentes permittivités dans cette plage est présentée à la Figure 5.53, sans gap d'air, pour une épaisseur du film de 50 µm. La fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences d'environ 1 GHz par rapport au cas initial sans humidité (i.e. HR = 0 %). De plus, une variation d'amplitude dans le niveau d'adaptation de 3 dB est obtenue. Ces résultats sont encourageants et doivent être confirmés par la simulation de la SER du tag-capteur. En effet, dans une application de type RFID, l'information du capteur passif est contenue dans la variation de sa SER.

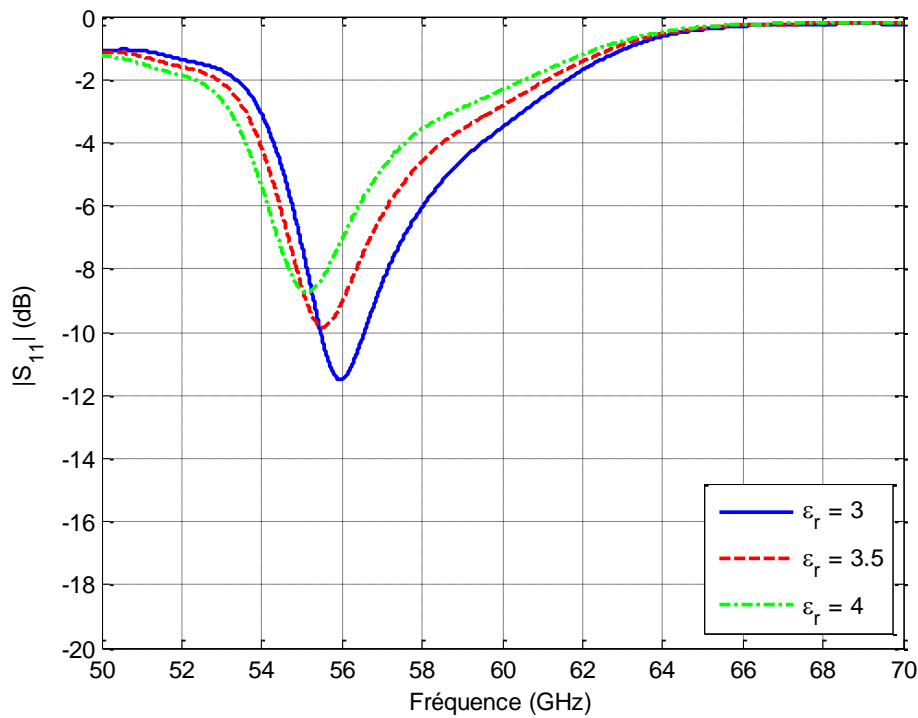


Figure 5.53. Coefficient de réflexion simulé du tag-captur en fonction de la permittivité du Kapton.

La SER simulée dans le cas de l'utilisation du HN100 est représentée à la Figure 5.54 pour une permittivité du Kapton de 3 et 3,5.

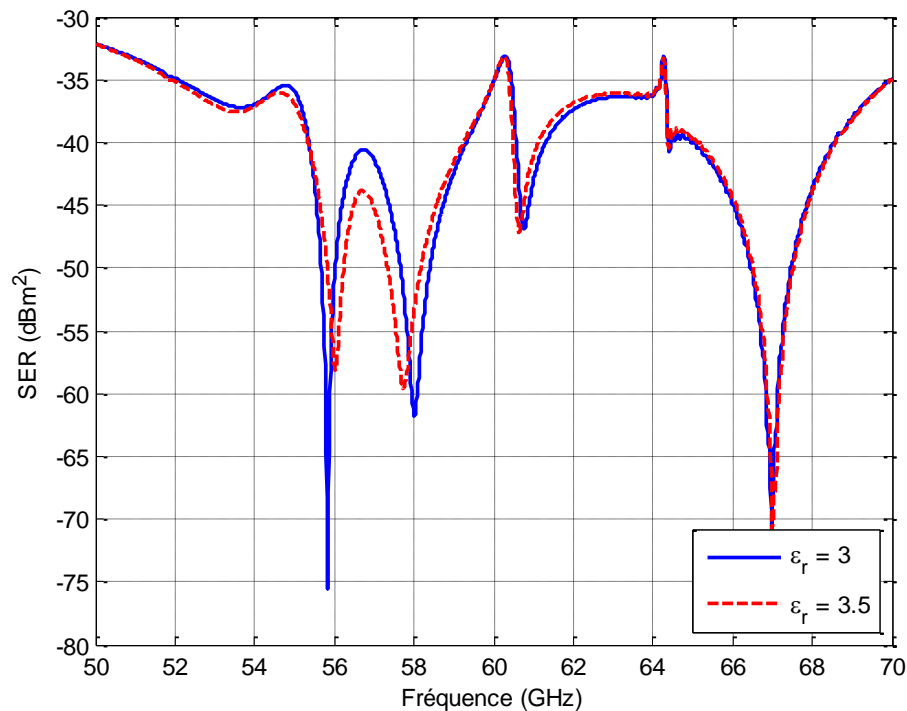


Figure 5.54. Variation de la SER à incidence normale du tag-captur en fonction de la permittivité du HN100.

Des variations de la SER sont observées et plus particulièrement autour de la résonance de 56,7 GHz avec une variation de 3,3 dB. Ce résultat permet de valider le concept théorique du tag-captur d'humidité passif dans la bande 57-66 GHz.

5.2.3. Expérimentation du tag-capteur passif

5.2.3.1. Evolution du coefficient de réflexion en fonction du taux d'humidité relative

Le concept est évalué en pratique. L'antenne GORF est recouverte par un film de HN100 afin de mesurer le coefficient de réflexion de l'antenne du tag-capteur en fonction du taux d'humidité. Pour faire varier l'HR, l'antenne est placée au centre d'une boîte en plastique dans laquelle est versée de l'eau. La présence de l'eau a pour effet de faire varier l'HR jusqu'à environ 90% en une dizaine de minute lorsque la boîte est fermée hermétiquement. La mesure de SER est rendue difficile à cause de la boîte dont les dimensions ne permettent pas de réaliser une configuration de mesure idéale. Pour cette raison, seules des mesures de S_{11} sont effectuées. Pour obtenir une fermeture hermétique malgré le guide d'onde WR15 plongeant à l'intérieur de la boîte, l'ouverture est bouchée au moyen de ruban adhésif. Enfin, une sonde mesurant la température et le taux d'HR est placée à l'intérieur de la boîte. Une photo du montage est présentée à la Figure 5.55.

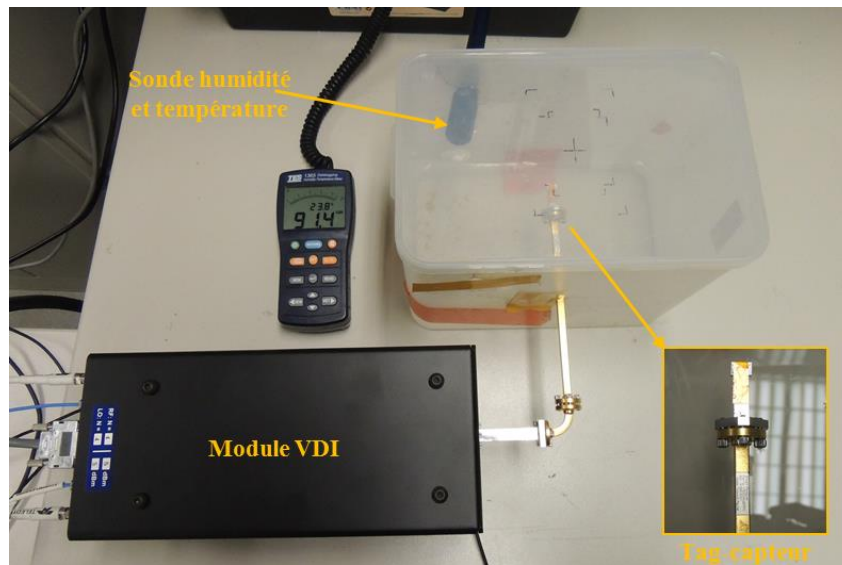


Figure 5.55. Montage permettant de mesurer le coefficient de réflexion de l'antenne GORF recouverte par un film HN100 en fonction du taux d'HR.

Afin d'éviter le phénomène de gap d'air entre l'antenne et le Kapton, le film a dû être correctement plaqué. Deux méthodes ont été employées : l'utilisation de ruban adhésif sur les bordures du Kapton et de l'antenne et l'utilisation de film alimentaire le film sur l'antenne. La première solution évite ainsi de recouvrir la zone des fentes avec un autre diélectrique, abaissant encore la sensibilité. La seconde solution permet un plaquage hermétique au détriment de la sensibilité car une autre couche de diélectrique est ajoutée. Néanmoins, l'objectif de l'étude étant d'étudier le phénomène et non pas de réaliser un prototype commercialisable, ces solutions restent satisfaisantes.

La mesure est réalisée dans une pièce fermée de taux d'HR environ 45%. Durant la mesure, la température est restée constante à 23,8°C. L'évolution du coefficient de réflexion avec l'HR pour les deux cas est présentée à la Figure 5.56.

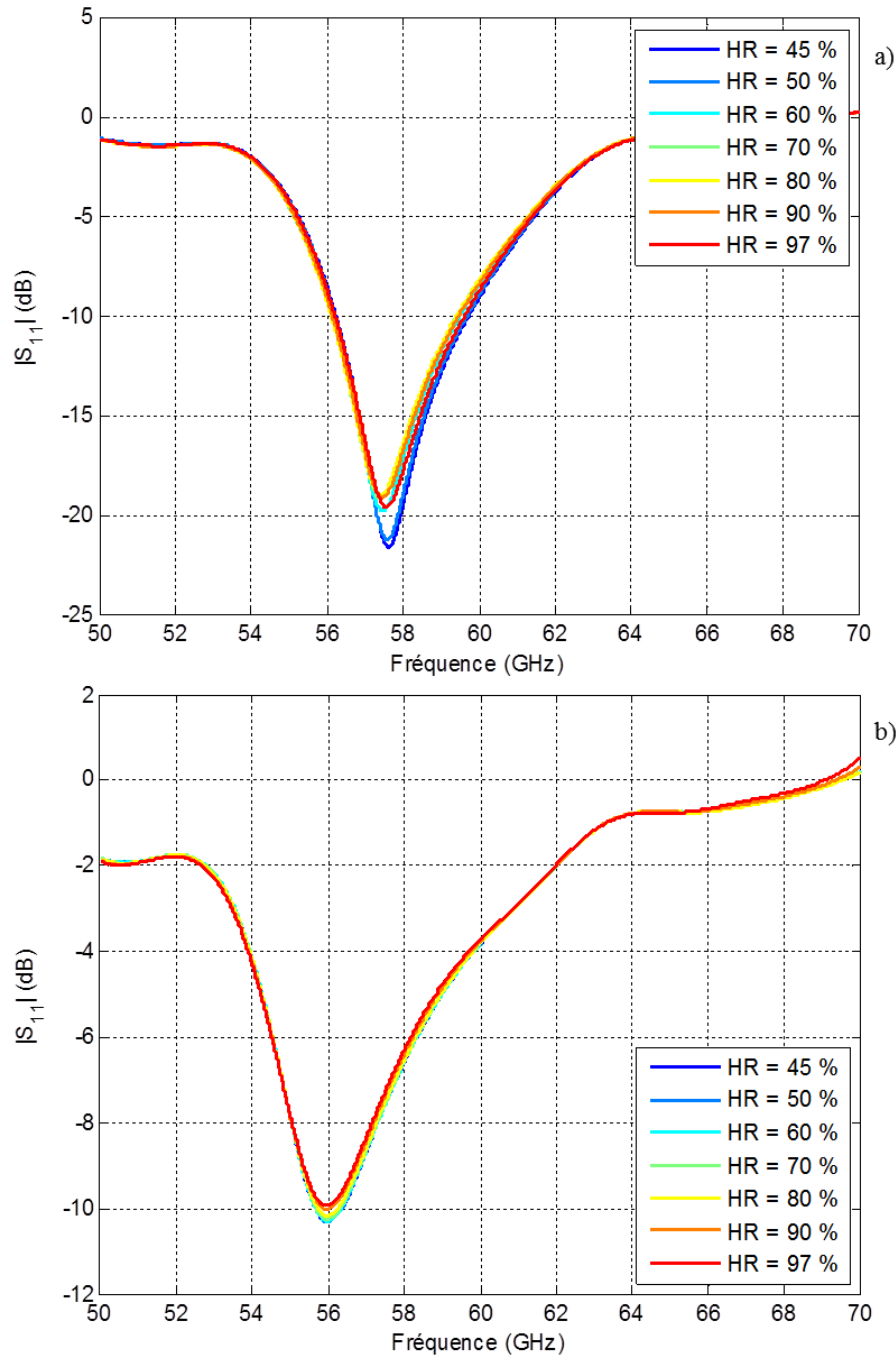


Figure 5.56. Evolution du coefficient de réflexion de l'antenne GORF avec un film de HN100. a) Film fixé au moyen de scotch. b) Film fixé au moyen de film alimentaire recouvrant l'intégralité de l'antenne.

Tout d'abord, la perte de sensibilité due au film alimentaire est bien constatée avec une perte de 20 dB sur le niveau d'adaptation par rapport à l'antenne GORF seule. Dans le cas du ruban adhésif, un gap d'air existe toujours entre le HN100 et l'antenne. Lorsque l'humidité commence à saturer l'air, des

gouttelettes d'eau se déposent à l'intérieure des fentes et du guide et changent les propriétés de l'antenne. Cet effet est visible sur la Figure 5.56-a) où la courbe « HR = 97% » aurait dû être au-dessus des courbes précédentes. Cet effet est constaté en réalisant la même manipulation dans les mêmes conditions expérimentales mais cette fois-ci avec l'antenne seule. Les résultats sont présentés à la Figure 5.57.

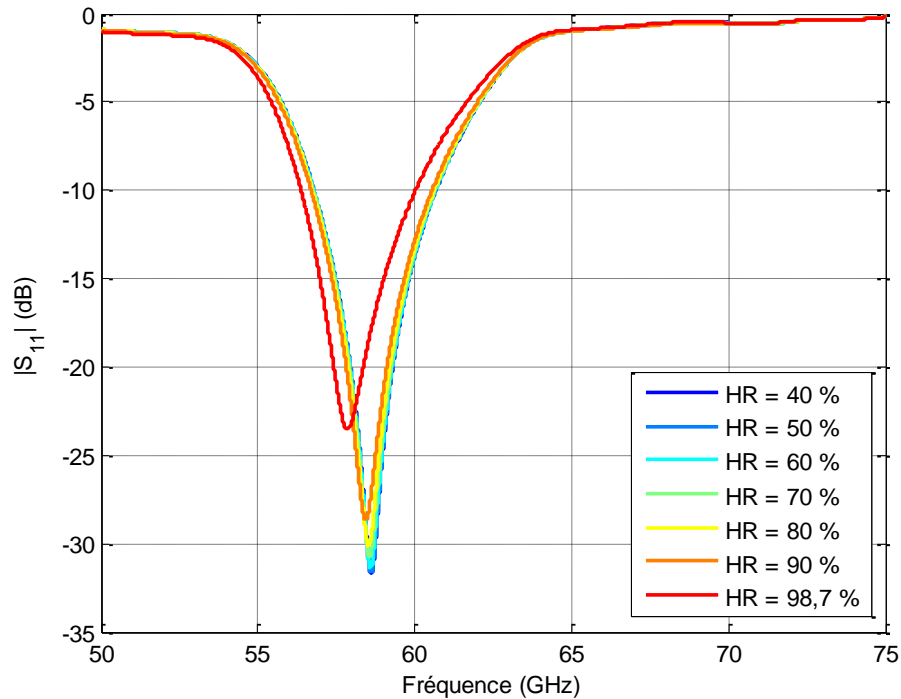


Figure 5.57. Evolution du coefficient de réflexion de l'antenne GORF seule en fonction du taux d'HR.

Il apparaît clairement que la saturation de l'air en humidité impacte directement l'impédance de l'antenne. La fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences car la présence d'eau augmente la permittivité relative du milieu. Une variation linéaire de la fréquence de résonance de 12,8 MHz/% est obtenue entre 50 % et 90 %. Il est donc primordial d'isoler l'antenne de l'extérieur afin d'éviter les dépôts de microgouttelettes. Cet effet présente également un inconvénient pour le tag MMID basé sur cette antenne : la désadaptation d'impédance à cause d'une humidité importante pourrait détériorer la portée de lecture du tag. La grande majorité des applications RFID/MMID étant en intérieur, cet inconvénient reste très situationnel.

L'antenne GORF étant sensible aux forts taux d'HR, elle pourrait être utilisée seule en tant que capteur de forte concentration d'HR. Le Kapton reste plus intéressant pour détecter l'humidité car les performances devraient être meilleures dans le cas où l'antenne serait conçue pour fonctionner avec le film HN100.

5.2.3.2. Analyse de l'hystérésis des paramètres variables du capteur

La répétabilité de la mesure est également étudiée pour chaque cas, pour un cycle d'augmentation du taux d'humidité (fermeture du couvercle) suivi d'un cycle de baisse du taux d'humidité (ouverture du couvercle). Ce procédé est répété une seconde fois après 1h de repos. Pour chaque cas, la fréquence de résonance f_{res} du coefficient de réflexion est mesurée ainsi que le niveau d'adaptation à la fréquence fixe de résonance dans le cas initial f_0 . Dans le cas avec ruban adhésif $f_0 = 57,62$ GHz et dans le cas avec film alimentaire $f_0 = 56$ GHz. Les résultats sont respectivement présentés aux Figure 5.58 et Figure 5.59.

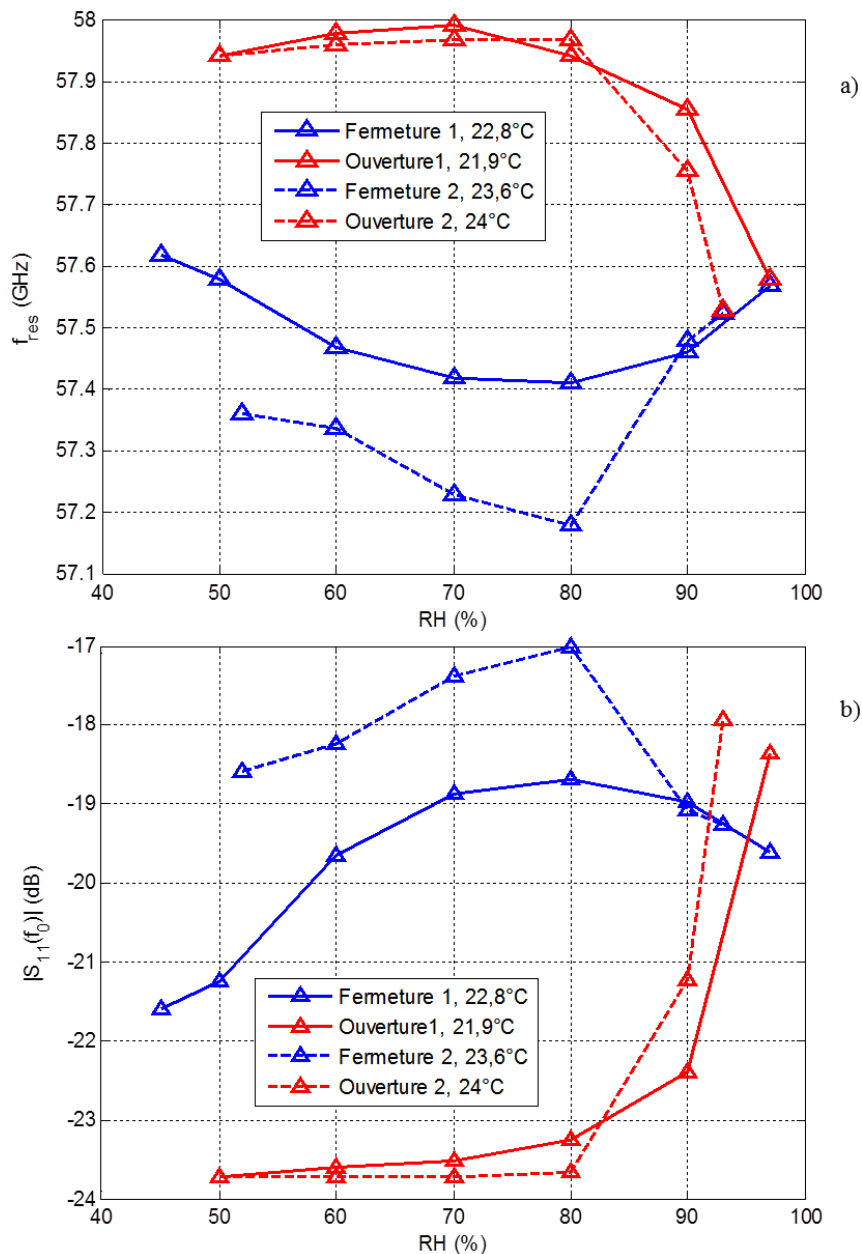


Figure 5.58. Variation de la fréquence de résonance de l'antenne et du niveau d'adaptation à f_0 en fonction du taux d'HR pour le cas du ruban adhésif. a) Fréquence de résonance. b) Niveau d'adaptation à $f_0 = 57,62$ GHz.

Sur la Figure 5.58, il apparaît que les points de départ et d'arrivée des courbes ne coïncident pas dans chaque cas. A la Figure 5.58-a) par exemple, la fréquence f_{res} à 50 % d'HR n'est pas identique entre l'ouverture 1 et à la fermeture 1 avec pratiquement 400 MHz d'écart. Par ailleurs, les courbes (f_{res} et S_{11}) sont différentes entre les deux procédés de montée en humidité. Ce n'est pas le cas des courbes durant la phase de baisse d'humidité. Ce phénomène laisse penser que le Kapton qui a été saturé en humidité ne retrouve pas immédiatement ses propriétés électriques. Une hystérésis très importante est constatée sur le niveau d'adaptation et sur la fréquence de résonance, rendant cette configuration inadaptée au codage de l'information.

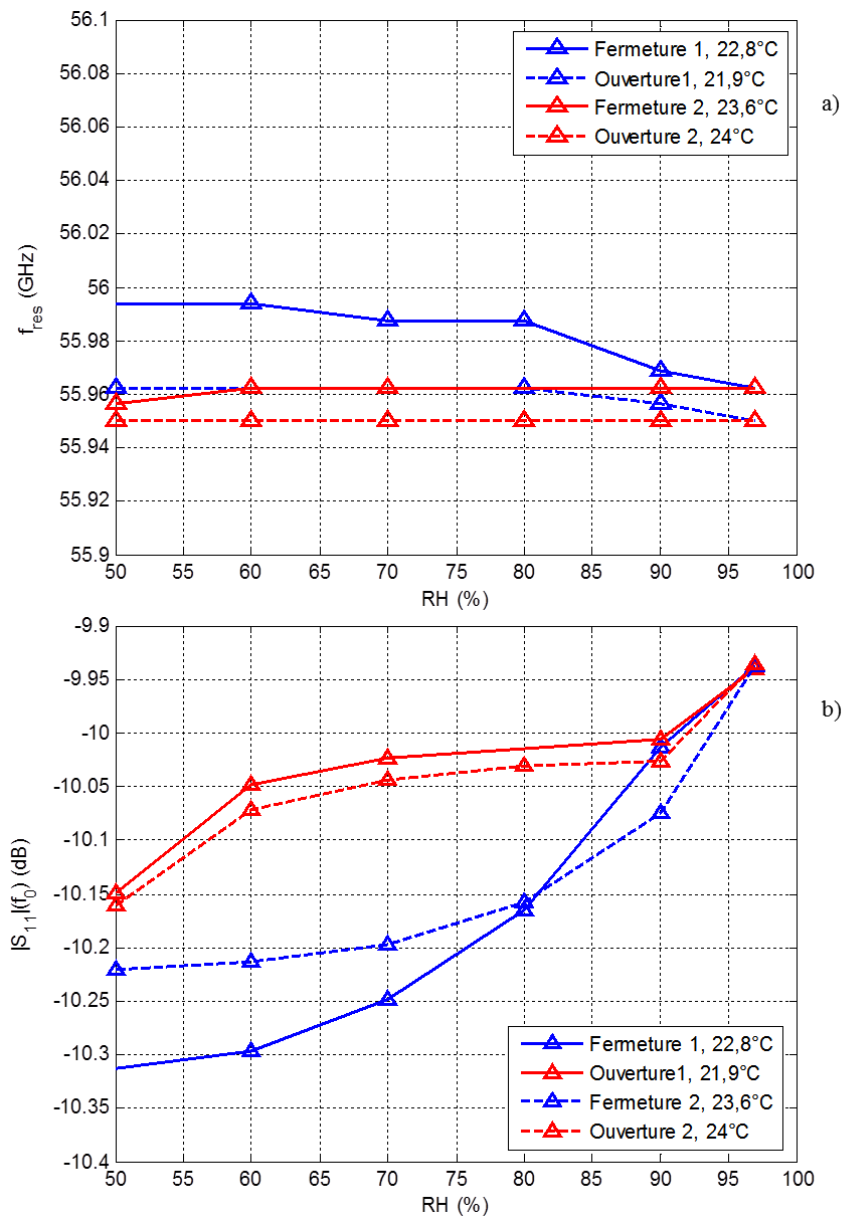


Figure 5.59. Variation de la fréquence de résonance de l'antenne et du niveau d'adaptation à f_0 en fonction du taux d'HR pour le cas du film alimentaire. a) Fréquence de résonance. b) Niveau d'adaptation à $f_0 = 57,62$ GHz.

Comme attendu, la présence d'un second diélectrique (film alimentaire) abaisse fortement les performances globales. La fréquence de résonance ne varie presque pas. Néanmoins, l'hystérésis du niveau d'adaptation à 57,62 GHz est moins marquée et plus régulière grâce au fait que le Kapton est mieux plaqué contre l'antenne et de manière plus hermétique. Des variations de 0,3 dB d'adaptation sont observées pour une hystérésis maximale de 0,2 dB (contre pratiquement 7 dB pour le cas avec ruban adhésif). Une sensibilité moyenne de 0,007 dB/% est obtenue, ce qui est relativement faible par rapport aux 1,07 dB/% obtenus dans [5.30]. La mesure est toutefois d'avantage répétable que dans le précédent cas, ce qui confirme que la présence du gap d'air influe fortement sur la répétabilité de la mesure et la sensibilité du capteur.

Il convient de noter que si les données mesurées ne sont pas exploitables en l'état pour un capteur fiable (i.e. donnant le taux d'HR avec une précision acceptable et constante dans le temps), l'effet est clairement présent. L'antenne GORF n'ayant pas été conçue pour être exploitée conjointement avec le Kapton, les performances de l'antenne elle-même sont dégradées, réduisant d'une part la dynamique du capteur et d'autre part sa précision. Une conception d'antenne GORF prévue pour fonctionner avec le Kapton et intégrant une solution pour plaquer hermétiquement le Kapton dessus pourrait permettre d'obtenir un tag-capteur d'humidité MMID passif efficace.

6. Conclusion

L'ensemble de ce chapitre a présenté la conception d'une antenne GORF pour tag MMID passif. La conception de l'antenne a été validée en comparant les résultats de simulation aux résultats de la caractérisation. Un gain réalisé de 10,7 dBi a été mesuré à la fréquence de résonance de 58,7 GHz. A partir des résultats de la caractérisation, des portées de lecture théoriques de l'ordre du mètre sont obtenues grâce aux bonnes performances de l'antenne. En effet, le gain élevé et la nature très résonante de l'antenne permettent d'une part de maximiser la puissance théoriquement transmise à la puce MMID et d'autre part d'obtenir une forte variation de SER, maximisant la portée de détection de la réponse du tag. La commutation de charge du tag basé sur cette antenne a été étudiée. La commutation est entièrement contrôlée par un microcontrôleur et a permis de démontrer en temps réel qu'une communication MMID passive était tout à fait réalisable avec une antenne GORF.

Le tag MMID a par la suite été étudié pour former un capteur de pression basé sur les travaux de Léon Theremine. A partir de résultats expérimentaux, il a été démontré qu'une membrane connectée à l'antenne permettait d'envisager d'obtenir un capteur de pression. Une bonne sensibilité de 33,7 cm²/mm de déflexion de la membrane a été obtenue à 57,8 GHz pour une portée théorique de détection de l'ordre de 3,1 m. Cette valeur reste en-dessous des performances obtenues avec un capteur intégré par micro-électronique, mais les résultats restent exploitables et permettent de valider l'antenne GORF comme un bon candidat pour réaliser un tag-capteur de pression complètement passif et simple

à réaliser. Le tag MMID a également été étudié en tant que capteur d'humidité. L'ajout un film de Kapton d'épaisseur 25 μm à l'antenne GORF a permis de démontrer que le tag ainsi formé était sensible au taux d'humidité relative. Cependant, la mesure présente une forte hystérésis, tant sur le niveau d'adaptation que sur la fréquence de résonance. Une conception de l'antenne GORF intégrant la présence du Kapton permettrait d'augmenter significativement les performances du tag-capteur.

7. Références

- [5.1] R. A. Gilbert, « Chapter 9 – Waveguide Slot Antenna Arrays », in J. L. Volakis, « Antenna Engineering Handbook », 4th ed., McGraw-Hill, New-York, USA, pp. 1-36, 2007.
- [5.2] D.-T. Nguyen, D. Hotte, S. Tedjini, « Slotted Waveguide Antenna for Wireless Applications », in IEEE-APS Topical Conf. Antennas Propag. Wireless Commun. (AWPC), pp. 1353-1356, Sep. 2013.
- [5.3] M. Bozzi, A. Georgiadis, K. Wu, « Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas », IET Micro. Antennas Propag., vol. 5, no. 8, pp. 909-920, Jun. 2011.
- [5.4] Y. Zhang, Z. N. Chen, X. Qing, W. Hong, « Wideband millimeter-wave substrate integrated waveguide slotted narrow-wall fed cavity antennas », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 5, pp. 1488-1496, May 2011.
- [5.5] F. Bauer, W. Menzel, « A 79-GHz resonant laminated waveguide slotted array antenna using novel shaped slots in LTCC », IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 12, Feb. 2013.
- [5.6] <http://www.rogerscorp.com/acs/products/32/RT-duroid-5880-Laminates.aspx>
- [5.7] Y. She, R. Fujino, J. Hirokawa, M. Ando, D. Hanatani, M. Fujimoto, « LTCC Oversized Rectangular Waveguide Slot Array Antenna With Air-Layer in the Radiating Part in the Millimeter-Wave Band », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 4, pp. 1777-1783, Apr. 2013.
- [5.8] Y. Miura, J. Hirokawa, M. Ando, Y. Shibuya, G. Yoshida, « Double-Layer Full-Corporate-Feed Hollow-Waveguide Slot Array Antenna in the 60-GHz Band », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 8, pp. 2844-2851, Aug. 2011.
- [5.9] Y. Li, K.-M. Luk, « A broadband v-band rectangular waveguide to substrate integrated waveguide transition », IEEE Micro. Wireless Compon. Lett., vol. 24, no. 9, pp. 590-592, Sep. 2014.
- [5.10] Y. Wang, M. Ke, M. J. Lancaster, J. Chen, « Micromachined 300-GHz SU-8-Based Slotted Waveguide Antenna », IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 10, pp. 573-576, May 2011.
- [5.11] L. Xu-Ping, Z. Sheng-Hua, Y. Ya-Bing, L. Zhi-Yu, « Design and Thermal-analysis of A Slotted Waveguide Antenna Array for W-band Applications », in Int. Conf. Microw. Millimeter Wave Techn., pp. 1-4, May 2012.
- [5.12] D.-Y. Kim, Y. Lim, H.-S. Yoon, S. Nam, « High-Efficiency W-Band Electroforming Slot Array Antenna », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 63, no. 4, pp. 1854-1857, Apr. 2015.
- [5.13] <http://www.precilor.com/FanucAlpha.htm>
- [5.14] R. Chalisgaonkar, J. Kumar, « Optimization of WEDM process of pure titanium with multiple performance characteristics using Taguchi's DOE approach and utility concept », Frontiers Mechanical Eng., vol. 8, no. 2, pp 201-214, Jun. 2013.

- [5.15] A. Harmouch, H. Haddad, « Cylindrical Omnidirectional Slotted Waveguide Antenna with Optimized Directional Characteristics », in 13th Mediterranean Microw. Symp. (MMS), pp. 1-4, Sep. 2013.
- [5.16] P.-F. Combes, « Micro-ondes, Tome 1 – Lignes, guides et cavités », 1st ed., Dunod, Paris, France, 2007.
- [5.17] T. Hirano, J. Hirokawa, M. Ando, « FDTD Analysis of a Multi-Mode Waveguide With CW Excitation », in Proc. ISAP, pp. 201-204, Aug. 2005.
- [5.18] S. S. Sekretarov, D. M. Vavriv, « A Wideband Slotted Waveguide Antenna Array For Sar Systems », Progress Electromag. Research, vol. 11, pp. 165-176, 2010.
- [5.19] P. Wade, « Chapter 7 – Slot antennas », in « W1GHz Microwave Antenna Book », Online: http://www.qsl.net/n1bwt/ch7_part1.pdf, 2003.
- [5.20] C. A. Balanis, « Antenna radar cross section », in « Antenna theory – Analysis and Design », 3rd ed., John Wiley & Sons, pp. 100-104, 2005.
- [5.21] K. Finkenzeller, « RFID Handbook—Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification », 1st ed. Wiley: Chichester, pp.342-354, 2003.
- [5.22] « ISO/IEC 18000-6:2004 : Information technology - Radio frequency identification for item management - Part 6: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz », 2004.
- [5.23] S. Kawai, T. Mitomo, S. Saigusa, « A 60GHz CMOS Rectifier with -27.5dBm Sensitivity for mm-Wave Power Detection », in IEEE Asian Solid-State Circuits Conf., pp. 281-284, Nov. 2012.
- [5.24] http://miwv.com/drawings/950/MIWV_Series950.pdf?684b76
- [5.25] <https://www.arduino.cc/en/Main/arduinoBoardUno>
- [5.26] M. M. Jatlaoui, « Capteurs Passifs à Transduction Electromagnétique Pour la Mesure Sans Fil de La Pression », Ph. D. dissertation, LAAS-CNRS, Institut National Polytechnique de Toulouse, Apr. 2009.
- [5.27] F. Chebila, « Lecteur Radar pour Capteurs Passifs à Transduction Radio Fréquence », Ph. D. dissertation, LAAS-CNRS, Institut National Polytechnique de Toulouse, Mar. 2011.
- [5.28] W. C. Young, R. G. Budynas, « Chapter 11 – Flat plates », in « Roark's Formulas for Stress and Strain », 7th ed., McGraw-Hill Education, pp. 427-524, 2011.
- [5.29] A. Lazaro, R. Villarino, D. Girbau, « A Passive Harmonic Tag for Humidity Sensing », Int. J. Antennas Propag., vol. 2014, no. 1, pp 1-11, Jul. 2014.
- [5.30] R. S. Nair, E. Perret, S. Tedjini, T. Baron, « A Group-Delay-Based Chipless RFID Humidity Tag Sensor Using Silicon Nanowires », IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 12, pp. 729-732, Jun. 2013.

- [5.31] E. M. Amin, M. S. Bhuiyan, N. C. Karmakar, B. Winther-Jensen, « Development of a Low Cost Printable Chipless RFID Humidity Sensor », IEEE Sensor J., vol. 14, no. 1, pp. 140-149, Aug. 2014.
- [5.32] K. Chang, Y. H. Kim, Y. J. Kim, Y.J. Yoon, « Functional antenna integrated with relative humidity sensor using synthesised polyimide for passive RFID sensing », Electron. Lett., vol. 43, no. 5, pp. 7-8, Mar. 2007.
- [5.33] <http://www.dupont.com/content/dam/assets/products-and-services/membranes-films/assets/DEC-Kapton-summary-of-properties.pdf>

Chapitre 6 – Conception d'un tag passif à base de réseau d'antennes planaires

Ce chapitre s'intéresse à la réalisation d'antennes planaires sur substrat, famille d'antennes la plus répandue en RFID UHF, dédiées à des tags fonctionnant en bande V. Un bref état de l'art présente les quelques prototypes de tags MMID rencontrés dans la littérature. La conception et la caractérisation expérimentale d'un tag planaire fonctionnant à 60 GHz est ensuite détaillée. Basée sur cette étude et les résultats obtenus, plusieurs réseaux d'antennes sont proposés avec pour objectif d'obtenir un gain important. La phase de conception illustre notamment les solutions envisagées et mises en place pour les réseaux d'alimentation. Deux prototypes sont ensuite réalisés et caractérisés. Une diode commandée intégrée sur le substrat permet alors d'obtenir deux tags MMID passifs dont les performances sont présentées.

Sommaire

1. ETAT DE L’ART DES TAGS PASSIFS EN MMID.....	210
2. ETUDE PRELIMINAIRE DE CONCEPTION DES RESEAUX D’ANTENNES PATCH	211
2.1. CAHIER DES CHARGES.....	211
2.2. METHODOLOGIE DE CONCEPTION DES RESEAUX D’ANTENNES.....	212
2.3. CHOIX DU SUBSTRAT.....	212
2.3.1. <i>Epaisseur de peau dans le métal.....</i>	<i>213</i>
2.3.2. <i>Permittivité relative du diélectrique.....</i>	<i>214</i>
2.3.3. <i>Epaisseur du diélectrique</i>	<i>215</i>
3. REALISATION DE L’ANTENNE PATCH RECTANGULAIRE ELEMENTAIRE A 60 GHZ	216
3.1. DIMENSIONNEMENT DES ANTENNES PATCHS RECTANGULAIRES.....	216
3.2. ETUDE DE CONCEPTION	218
3.3. ALIMENTATION DU PATCH ELEMENTAIRE.....	219
3.3.1. <i>Présentation des techniques d’alimentation couramment utilisées</i>	<i>219</i>
3.3.2. <i>Adaptation d’impédance en technologie micro-ruban à partir de transformateur quart- d’onde</i>	<i>220</i>
3.4. CARACTERISATION DU PROTOTYPE FABRIQUE.....	221
3.4.1. <i>Connecteur utilisé.....</i>	<i>221</i>
3.4.2. <i>Prototype final fabriqué</i>	<i>222</i>
3.4.3. <i>Caractérisation du coefficient de réflexion.....</i>	<i>222</i>
3.4.4. <i>Caractérisation du gain réalisé.....</i>	<i>223</i>
3.4.5. <i>Résumé des caractéristiques de l’antenne patch élémentaire</i>	<i>225</i>
4. CONCEPTION DES RESEAUX DE 4 ET 16 PATCHS	226
4.1. ETUDE ET REALISATION DES RESEAUX D’ALIMENTATION.....	226
4.1.1. <i>Considérations pratiques.....</i>	<i>226</i>
4.1.2. <i>Conception de l’alimentation série des 4 patchs.....</i>	<i>226</i>
4.1.3. <i>Conception de l’alimentation du réseau de 16 patchs</i>	<i>227</i>
4.1.3.1. <i>Optimisation de la distance inter-patch</i>	<i>227</i>
4.1.3.2. <i>Etude théorique des diviseurs de puissance.....</i>	<i>229</i>
4.1.3.3. <i>Conception du diviseur de puissance 1 vers 4.....</i>	<i>230</i>
4.2. CARACTERISATION DES ANTENNES A 4 ET 16 PATCHS	233
4.2.1. <i>Prototypes fabriqués</i>	<i>233</i>

4.2.2.	<i>Caractérisation du coefficient de réflexion</i>	233
4.2.3.	<i>Caractérisation du gain réalisé</i>	236
4.2.3.1.	Gain réalisé en fonction de la fréquence.....	236
4.2.3.2.	Diagramme de rayonnement.....	239
4.2.4.	<i>Résumé des caractéristiques des antennes</i>	240
5.	ETUDE DU CIRCUIT DE RETRO-MODULATION	241
5.1.	ETAT DE L'ART DES CIRCUITS DE RETRO-MODULATION EN MMID	241
5.2.	CONCEPTION DU CIRCUIT DE COMMUTATION	242
5.2.1.	<i>Etude préliminaire</i>	242
5.2.2.	<i>Conception par modélisation électrique</i>	243
5.2.2.1.	Modèle simplifié.....	243
5.2.2.2.	Modèle complet	246
5.2.3.	<i>Validation par simulation électromagnétique de la conception</i>	247
6.	ETUDE EXPERIMENTALE DES PROTOTYPES DE TAGS MMID PASSIFS	249
6.1.	PROTOTYPES DE TAG MMID PASSIFS FABRIQUES	249
6.2.	MESURE DE LA RETRO-MODULATION DES TAGS	250
6.2.1.	<i>Configuration</i>	250
6.2.2.	<i>Rétro-modulation du Tag 1</i>	250
6.2.3.	<i>Rétro-modulation du Tag 2</i>	253
7.	CONCLUSION ET PERSPECTIVES	255
8.	REFERENCES	257

1. Etat de l'art des tags passifs en MMID

A ce jour, seuls quelques travaux présentent des antennes de tags MMID sur substrat. Dans [6.1], deux antennes de tags sont proposées afin d'évaluer deux substrats différents : le LCP (Liquid Crystal Polymers) et le LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics). Un gain de 11,1 dBi et une bande passante de 3,8 GHz sont obtenus avec un réseau de 4 patchs sur LTCC tandis qu'une directivité de 18 dBi et une bande passante de 1 GHz sont obtenues avec un réseau de 16 patchs sur LCP. Le LCP a permis de développer un tag passif faible coût assisté par batterie (moins de 0,10 €) et facile à fabriquer. La réponse du tag est basée sur la commutation d'une diode Schottky. Par ailleurs, il faut noter que les performances en termes de bande passante sont meilleures avec le LTCC grâce aux multicouches qui permettent d'agrandir la distance entre les patchs et le plan de masse. Les antennes sont présentées à la Figure 6.1-a) et b).

D'autres travaux ont développé des réseaux de patchs sur LCP, notamment [6.2] et [6.3]. Dans [6.2], un réseau de 16 patchs (Cf. Figure 6.1-c)) connecté à une diode Schottky forme un tag MMID pouvant moduler sa charge jusqu'à une fréquence de 30 kHz avec une portée de détection de l'ordre de 10 cm. Le système de lecture est composé d'un émetteur et d'un récepteur du commerce fonctionnant dans la bande 57-64 GHz. Dans [6.3], un réseau de 64 patchs (Cf. Figure 6.1-d)) est combiné à une diode Schottky sans polarisation pour former un détecteur RF à 93,5 GHz de bande passante 11,7 %.

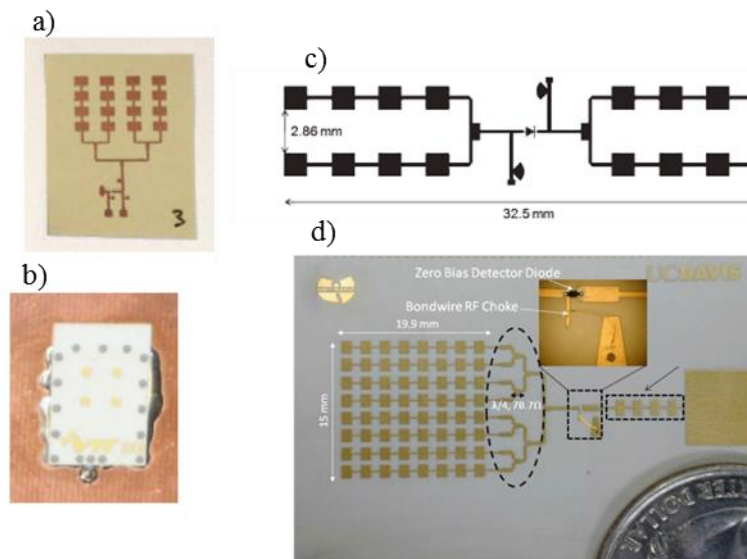


Figure 6.1. Réseaux d'antennes patch en bande millimétrique. a) Réseau de 16 patchs [6.1]. b) Réseau de 4 patchs [6.1]. c) Réseau de 16 patchs [6.2]. d) Réseau de 64 patchs [6.3].

A notre connaissance, ces réseaux d'antennes patch pour tags MMID sont les seuls qui ont été reportés dans la littérature. L'approche par réseaux d'antennes planaires sur substrat de faible épaisseur associé à un circuit RF intégrant une diode semble toutefois intéressante à explorer pour des applications

MMID. En effet, l'antenne type patch est simple à mettre en réseau, présente un gain assez élevé et une bande passante a priori suffisante pour couvrir la bande 57-66 GHz [6.4]. Les 9 GHz de bande représentent en effet 15% de 60 GHz, valeur proche des 11 % obtenus avec le réseau de 64 patches dans [6.3]. Il est aussi à noter que la photolithographie [6.5] est utilisable pour la fabrication rapide d'antennes à bas coût et avec une bonne précision.

Ce chapitre présente les réseaux d'antennes patch qui ont été conçus et réalisés afin d'étudier les solutions possibles pour réaliser des tags MMID planaires et en évaluer les performances en termes de portée de lecture et de rétro-modulation dans la bande 57-66 GHz. Le chapitre est organisé comme suit. La section 2 présente l'étude préliminaire à la conception des réseaux de patches : le cahier des charges y est dressé, la méthodologie de conception est par la suite proposée et enfin le choix du substrat est étudié. La section 3 présente la conception et la caractérisation de l'antenne patch élémentaire qui est par la suite mise à réseau. La section 4 s'intéresse à la conception des réseaux d'antennes à 4 et 16 antennes patch, incluant la réalisation du réseau d'alimentation, ainsi que la caractérisation des prototypes fabriqués. La section 5 est consacrée à la conception du circuit de rétro-modulation des tags basé sur la commutation d'une diode Schottky. La section 6 présente les prototypes de tags MMID qui sont fabriqués à partir des réseaux d'antennes patch et du circuit de rétro-modulation. Les performances de lecture de ces prototypes sont étudiées à travers des caractérisations expérimentales qui permettent de conclure sur les travaux à venir pour améliorer ces prototypes. Enfin, la section 7 dressera la conclusion de ce chapitre.

2. Etude préliminaire de conception des réseaux d'antennes patch

2.1. Cahier des charges

Dans l'optique de tester et d'évaluer les liaisons descendante et montante obtenue avec des tags MMID passifs planaires, les contraintes suivantes sont posées :

- Le tag doit être de conception simple couche (pour des raisons de faible coût et de simplicité du processus de fabrication).
- La fréquence de fonctionnement des tags MMID est fixée à 60 GHz.
- Le gain maximal des antennes doit être compris entre 10 dBi et 20 dBi afin de couvrir une large plage de gains compatibles avec une utilisation en MMID (Cf. Chapitre 1).
- La polarisation de l'antenne du tag doit être linéaire pour permettre la lecture par une antenne à polarisation circulaire. Cette solution permet notamment de lire le tag quelle que soit son orientation.
- Le gain réalisé doit être maximal dans la direction orthogonale à la surface de l'antenne pour permettre une lecture optimale du tag, notamment en facilitant l'alignement des antennes du tag et du lecteur.

- Le coefficient de réflexion à la résonance de l'antenne doit être plus faible que -20 dB pour limiter les pertes de puissance par réflexion à 1 %.
- La bande passante de l'antenne doit couvrir au moins 50 % de la bande ISM 57-66 GHz, soit 4,25 GHz pour une bande passante centrée sur 60 GHz.
- Le substrat choisi doit présenter une tangente de perte la plus faible possible.

2.2. Méthodologie de conception des réseaux d'antennes

La méthodologie de conception utilisée par la suite est résumée à la Figure 6.2.

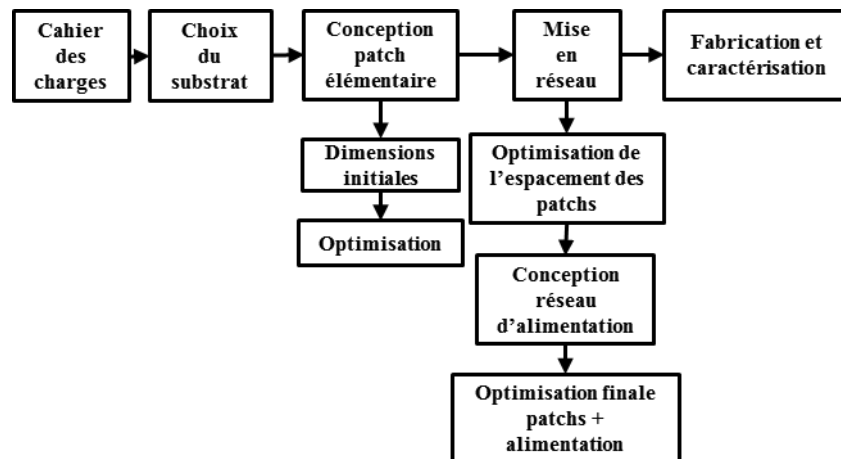


Figure 6.2. Méthodologie de conception des réseaux d'antennes patches.

A partir du cahier des charges, le substrat est choisi de sorte à satisfaire les critères de bande passante et de pertes diélectriques. Les dimensions de l'antenne élémentaire sont alors optimisées pour maximiser la directivité et l'efficacité de rayonnement. Pour former le réseau, en fonction de la surface disponible, il convient de fixer le nombre de patches requis pour atteindre l'objectif de gain et de déterminer quelle topologie de réseau il faut adopter (i.e. comment alimenter chaque patch du réseau). A partir de la topologie retenue, l'espacement inter-patch est optimisé indépendamment du réseau d'alimentation pour obtenir le diagramme de rayonnement désiré. Il s'agit ensuite de concevoir le réseau d'alimentation permettant d'alimenter chaque antenne et de réaliser l'adaptation d'impédance. L'ensemble de la structure, les antennes connectées au réseau d'alimentation, fait alors l'objet d'une optimisation finale pour atteindre les objectifs d'adaptation d'impédance et de gain réalisé.

2.3. Choix du substrat

Les dimensions du patch dépendent de la permittivité relative du substrat et de la fréquence. Néanmoins, la permittivité n'est pas le seul paramètre permettant de choisir le substrat. L'épaisseur du diélectrique, la tangente de perte et la métallisation des pistes sont d'autres paramètres à prendre en compte lors de la conception. Cette section présente l'influence de ces paramètres sur les performances de l'antenne avant de conclure sur le substrat retenu pour la conception des antennes à 60 GHz.

2.3.1. Épaisseur de peau dans le métal

Tout d'abord, les pertes de conduction sont minimisées en utilisant un métal conducteur avec une haute conductivité. L'épaisseur de la métallisation doit être suffisante pour éviter les pertes de propagation à cause de l'effet de peau. Le cuivre est choisi comme conducteur car il présente de nombreux avantages : une bonne conductivité, facile à usiner, présent dans la plupart des circuits imprimés et enfin il permet une réalisation faible coût à base de photolithographie et de gravure chimique. L'épaisseur de peau δ à la fréquence f dans un métal de conductivité σ et de perméabilité relative μ_r est donnée par la relation (6.1).

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_r}} \quad (6.1)$$

La Figure 6.3 présente l'épaisseur de peau à 60 GHz dans du cuivre de conductivité $59,6 \cdot 10^6 \text{ S/m}$.

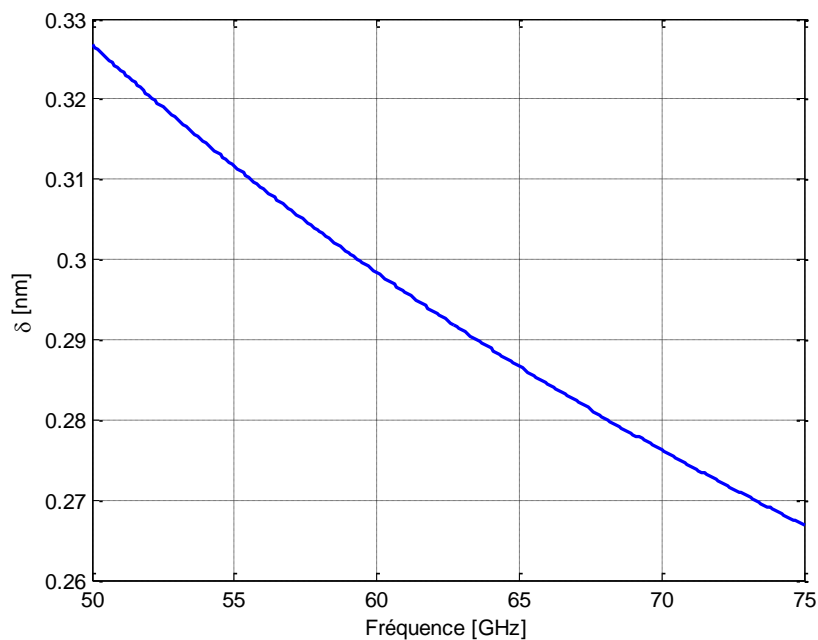


Figure 6.3. Épaisseur de peau dans du cuivre à 60 GHz.

L'épaisseur de peau étant inférieure à 1 nm, l'épaisseur de la métallisation peut être de l'ordre du micromètre sans affecter la propagation du courant. L'épaisseur de la métallisation joue également un rôle important sur la précision de la gravure par photolithographie. En effet, la gravure chimique étant un procédé inhomogène, plus l'épaisseur de métal est importante, plus la gravure anisotrope sous la piste est importante. Un compromis doit être fait entre une épaisseur faible pour augmenter la précision et la qualité de la gravure chimique et une épaisseur élevée pour la robustesse mécanique. Une épaisseur de

cuivre de $17\ \mu\text{m}$ est choisie afin d'assurer une précision de gravure de l'ordre de $\pm 15\ \mu\text{m}$. La gravure requiert toutefois que la largeur minimale des pistes ou des gaps entre pistes soit supérieure à $100\ \mu\text{m}$ pour assurer cette précision.

2.3.2. Permittivité relative du diélectrique

Le second paramètre important à fixer est la permittivité relative du diélectrique ϵ_r . La Figure 6.4 présente la taille théorique d'un patch à 60 GHz, W étant la largeur et L la longueur, sur un substrat d'épaisseur $254\ \mu\text{m}$ avec une métallisation en cuivre de $17\ \mu\text{m}$ en fonction de ϵ_r .

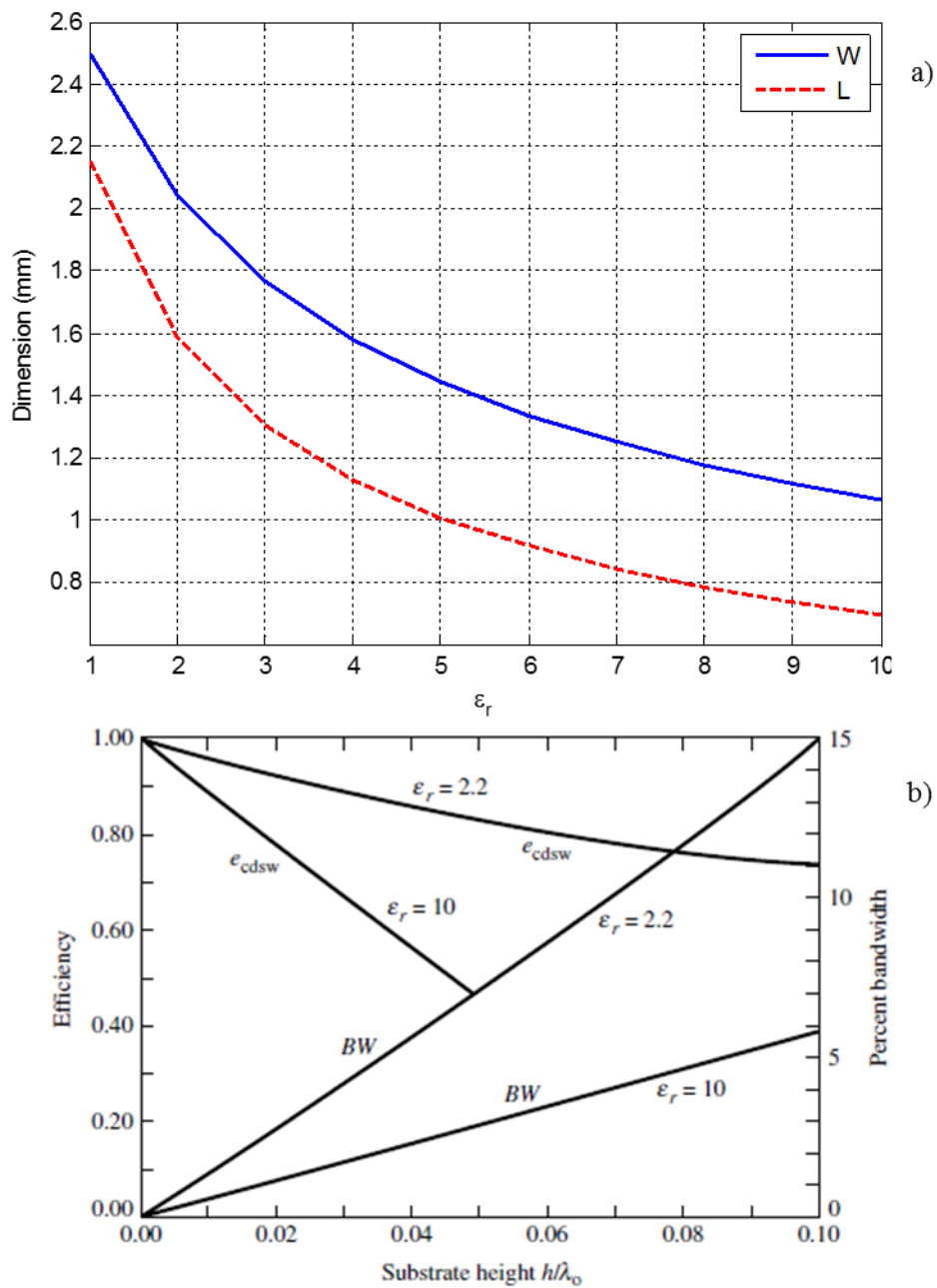


Figure 6.4. a) Dimensions calculées analytiquement du patch en fonction de la permittivité du substrat. b) Effet de l'épaisseur de diélectrique sur l'efficacité de rayonnement et sur la bande passante d'une antenne patch [6.6].

Les dimensions théoriques sont calculées à partir des formules analytiques issues de [6.4] qui sont rappelées en section 3.1. Ces résultats sont également comparés à l’étude, issue de [6.6], de la relation entre la bande passante et l’efficacité de radiation de l’antenne pour différentes permittivités de substrat.

Là aussi un compromis doit être fait. En effet, d’un côté la bande passante des antennes micro-ruban est inversement proportionnelle à la valeur de ϵ_r et d’un autre côté la taille de l’antenne diminue lorsque la permittivité augmente. Néanmoins, la taille des antennes à 60 GHz n’est plus une contrainte. Une faible permittivité est donc retenue afin de maximiser l’efficacité de rayonnement, Le substrat alors retenu pour la conception des patches à 60 GHz est le Roger RT/Duroïd 5880 pour sa faible permittivité $\epsilon_r = 2,2$ et ses très faibles pertes diélectrique ($\tan \delta = 0,0009$ à 1 GHz) [6.7].

2.3.3. Epaisseur du diélectrique

Le troisième paramètre important du substrat est son épaisseur car elle influe directement sur l’efficacité et la bande passante comme l’a montré la Figure 6.4. Pour maximiser l’efficacité, l’épaisseur doit être minimisée. Cependant, réduire l’épaisseur revient à réduire la bande passante.

Dans [6.8], l’auteur présente une formule analytique permettant de calculer théoriquement l’efficacité de rayonnement, avec une précision de 5%, d’une antenne imprimée (dipôle, patch, etc.) en fonction de l’épaisseur du diélectrique. L’analyse ne tient compte que de l’efficacité de l’antenne, pas de son alimentation, permettant de concevoir l’antenne et l’alimentation séparément. Cette étude permet de choisir l’épaisseur pour maximiser l’efficacité de rayonnement de l’antenne. L’efficacité de rayonnement η est définie par (6.2), avec P_{ray} la puissance rayonnée et P_{surf} la puissance dissipée en surface.

$$\eta = \frac{P_{ray}}{P_{ray} + P_{surf}} \quad (6.2)$$

Les deux termes composant (6.2), P_{ray} et P_{surf} , sont approchés par (6.3) et (6.4) respectivement.

$$P_{ray} = \frac{Z_0 k_0^2 (k_0 h)^2}{3\pi} \left(1 + \frac{1}{\epsilon_r} + \frac{2}{5\epsilon_r^2} \right) \quad (6.3)$$

$$P_{surf} = \frac{Z_0 k_0^2 (\epsilon_r - 1)^3 (k_0 h)^3}{4 \epsilon_r^3} \quad (6.4)$$

La puissance dissipée augmente avec le cube de l’épaisseur, réduisant donc rapidement l’efficacité de rayonnement quand h augmente. En considérant la permittivité relative de 2,2 du Roger 5880 et une fréquence de 60 GHz, l’efficacité de rayonnement est tracée en fonction de l’épaisseur de substrat à la Figure 6.5.

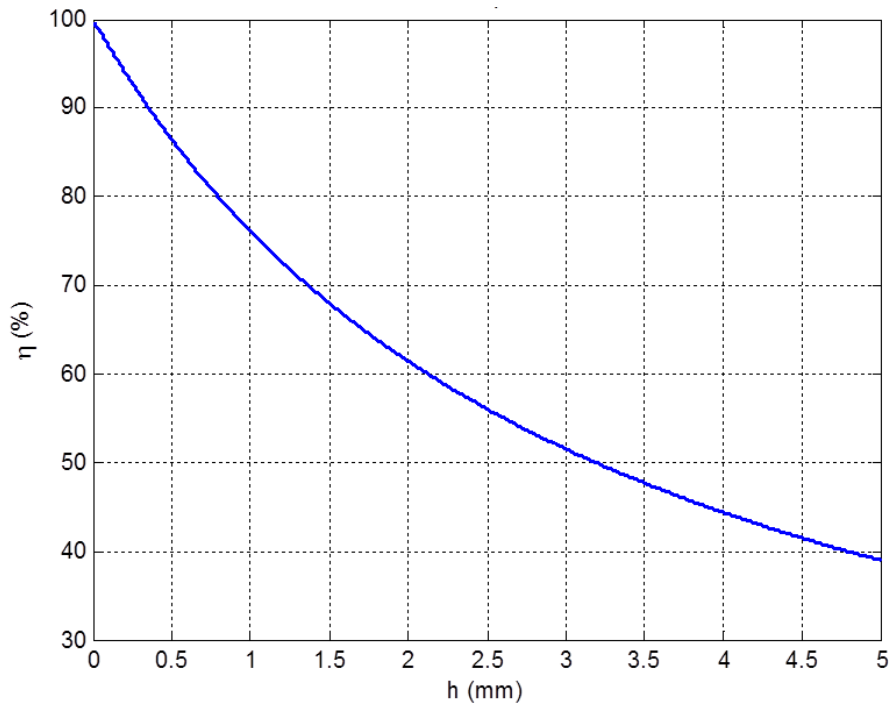


Figure 6.5. Efficacité de rayonnement théorique en fonction de l'épaisseur du diélectrique pour une antenne patch à 60 GHz conçue sur Roger RT/Duroid 5880.

L'épaisseur proposée par le fabricant varie de 100 μm à 1,6 mm dans la gamme standard. Pour garantir une bande passante supérieure à 7% (la moitié de bande ISM 57-66 GHz, soit 4,2 GHz centrés sur 60 GHz) tout en conservant une efficacité de rayonnement d'au moins 90%, l'épaisseur du substrat est fixée à 254 μm . En théorie, une efficacité de rayonnement de 92,6 % peut être obtenue. Ce résultat est confirmé par la suite durant la conception des antennes.

3. Réalisation de l'antenne patch rectangulaire élémentaire à 60 GHz

3.1. Dimensionnement des antennes patches rectangulaires

La conception théorique des antennes patch rectangulaires, largement déployées dans de nombreuses applications est expliquée dans divers ouvrages, notamment [6.4] d'où les différentes formules présentées sont issues.

Un patch alimenté par une ligne de transmission et les différentes dimensions associées sont présentés à la Figure 6.6, avec t l'épaisseur de métallisation. La longueur L et la largeur W du patch jouent principalement sur la fréquence de résonance. L'épaisseur du diélectrique h impacte l'impédance et la bande passante.

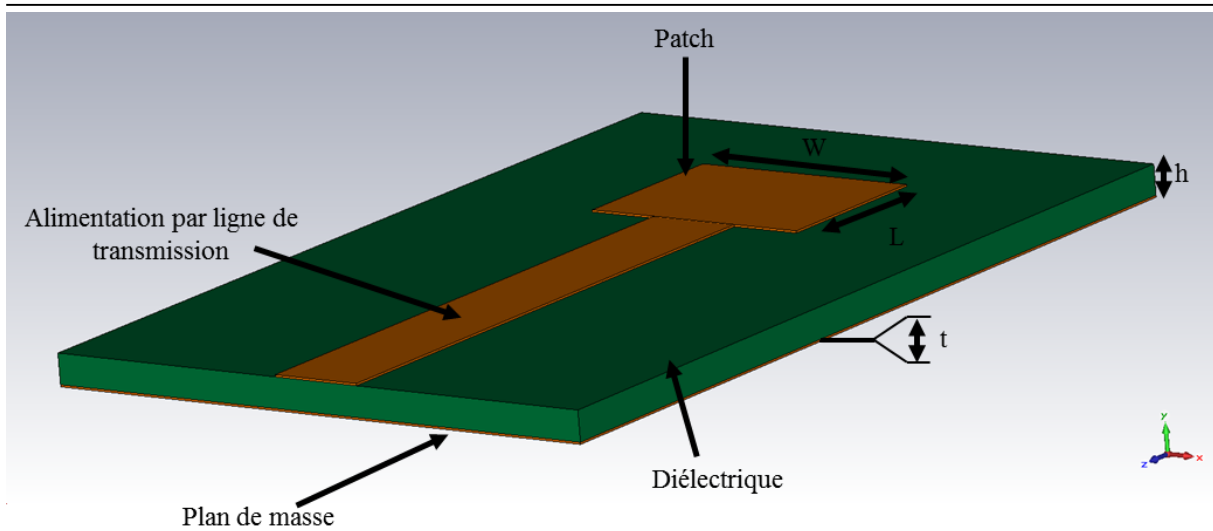


Figure 6.6. Vue globale d'un patch rectangulaire et des différentes dimensions associées.

Les lignes de champ d'une ligne micro-ruban (et par extension du patch) traversent à la fois le diélectrique et l'air. Une permittivité effective ϵ_{reff} est alors définie afin de tenir compte de la propagation à travers deux milieux différents en fonction de la permittivité relative du diélectrique ϵ_r , de la largeur de la piste W_{piste} et de l'épaisseur de diélectrique h . Elle est définie par (6.5).

$$\begin{aligned} \epsilon_{reff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{1 + 12 \frac{h}{W_{piste}}} & \text{si } W_{piste}/h > 1 \\ \epsilon_{reff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W_{piste}}}} + 0,04 \left(1 - \frac{W_{piste}}{h} \right)^2 \right) & \text{si } W_{piste}/h < 1 \end{aligned} \quad (6.5)$$

Dans le cas du patch, la largeur W_{piste} est remplacée par la largeur du patch W . A cause de l'effet de frange, les lignes de champ électriques « débordent » du patch, la longueur électrique du patch apparaît alors comme étant plus grande que la longueur physique. Cet ajout de longueur ΔL peut être approché analytiquement et doit être retiré de la longueur physique théorique du patch afin d'obtenir la bonne fréquence de résonance. Les dimensions du patch sont alors calculées pour que l'antenne fonctionne à la fréquence de résonance f_r avec (6.6), où la longueur ΔL est définie par (6.7).

$$\begin{cases} W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \\ L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \end{cases} \quad (6.6)$$

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W_{piste}}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W_{piste}}{h} + 0,8 \right)} \quad (6.7)$$

Le système (6.6) n'est valable que pour $h < \lambda_g$, avec λ_g la longueur d'onde guidée dans la ligne de transmission (soit $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{reff}}$). Des formulations plus précises, tenant compte notamment de l'effet de dispersion avec la montée en fréquence, ont été démontrées dans [6.9]. Cependant, les dimensions calculées analytiquement avec (6.6) et (6.7) sont suffisantes pour servir de base avant d'optimiser les dimensions sous CST. Les formules plus complexes de [6.9] ne sont donc pas utilisées.

3.2. Etude de conception

A partir des formules (6.6) et (6.7), des dimensions initiales ont été déterminées : $W = 1,975 \text{ mm}$ et $L = 1,517 \text{ mm}$. Ces dimensions sont optimisées par simulation dans le but d'obtenir une résonance à 60 GHz. Le modèle simulé est celui présenté à la Figure 6.2, avec le port source placé au bout de la ligne de transmission d'impédance caractéristique 50 Ω . La longueur de la ligne d'alimentation est fixée à 3,84 mm, soit environ une longueur d'onde guidée à 60 GHz. La conception de la ligne d'alimentation est détaillée en Annexe 3. Le substrat est allongé de 2,5 mm ($\lambda_0/2$ à 60 GHz) autour du patch pour garantir une surface de plan de masse suffisante. L'impédance du patch est obtenue en appliquant une extension de port au bord du patch. Les dimensions du patch optimisées, arrondies au centième de millimètre, sont $W = 1,98 \text{ mm}$ et $L = 1,50 \text{ mm}$. L'impédance obtenue avec ces paramètres est présentée à la Figure 6.7.

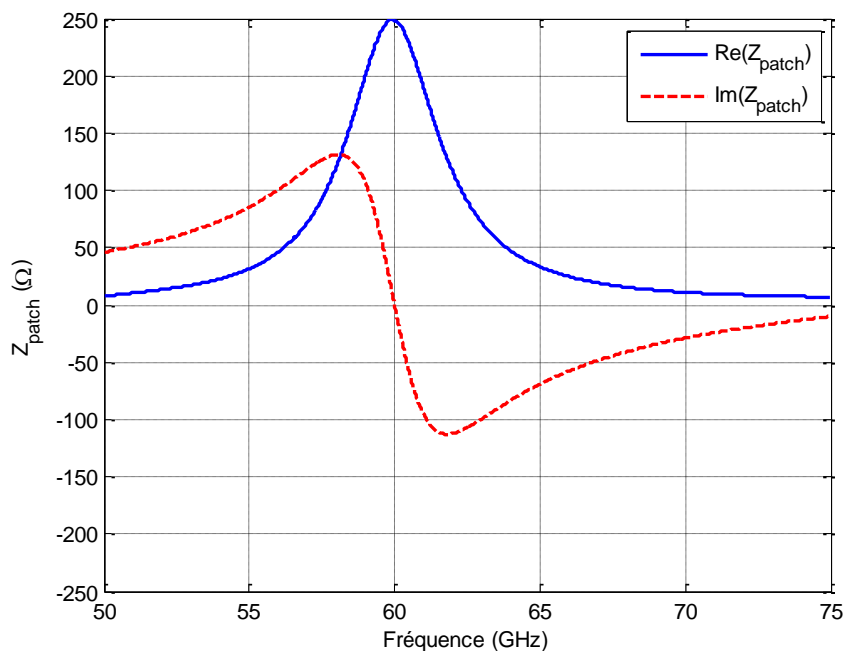


Figure 6.7. Impédance du patch élémentaire optimisé pour résonner à 60 GHz.

La partie imaginaire est annulée à 59,86 GHz où une impédance purement réelle de 248,8 Ω est obtenue. Ces résultats permettent de valider la conception du patch élémentaire.

3.3. Alimentation du patch élémentaire

3.3.1. Présentation des techniques d'alimentation couramment utilisées

Afin de maximiser la puissance transférée à l'antenne, le patch doit être adapté à sa source. Différentes techniques d'alimentation d'un patch rectangulaire sont présentées dans la littérature [6.4]. Ces topologies sont présentées à la Figure 6.8 : la ligne de transmission micro-ruban, la sonde coaxiale, le couplage par ouverture et le couplage de proximité.

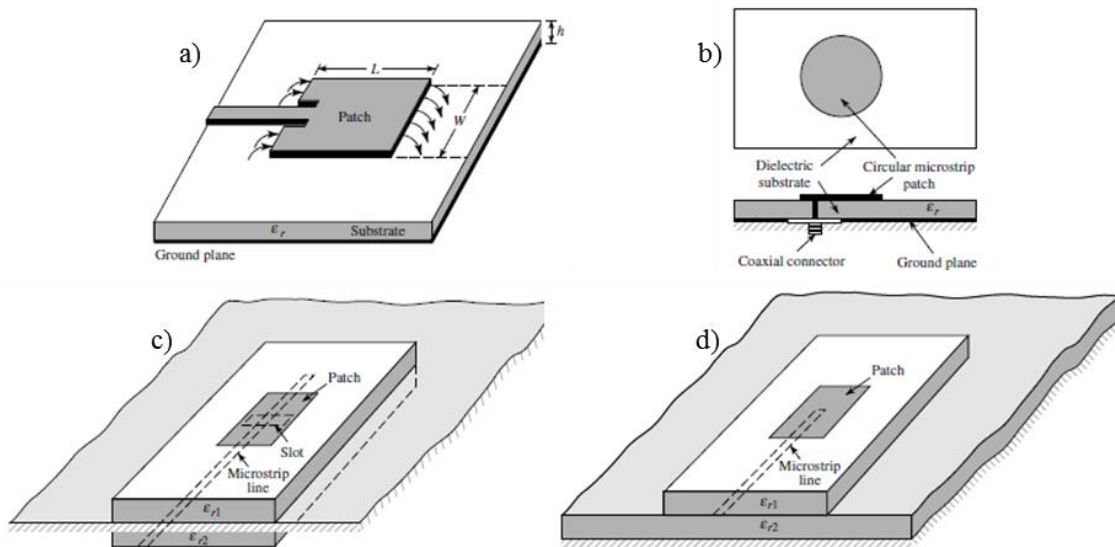


Figure 6.8. Techniques d'alimentation d'un patch rectangulaire à polarisation linéaire issues de [6.4]. a) Alimentation par ligne de transmission micro-ruban. b) Alimentation par sonde coaxiale. c) Alimentation par couplage par ouverture. d) Alimentation par couplage de proximité.

Dans le cas de l'alimentation par ligne micro-ruban, l'impédance du patch doit simplement être adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne. Lorsqu'une sonde coaxiale est utilisée, l'alimentation se fait depuis la face opposée du patch. La sonde est insérée en un point précis du patch où l'impédance correspond à celle de la sonde. Cette technique est utile lorsque le patch doit être connecté à un système d'émission/réception externe. Dans le cas de tag MMID, l'utilisation de cette technique impliquerait de placer la circuiterie du tag sur la deuxième face, ce qui n'est pas envisageable car c'est sur cette face que le tag est fixé à l'objet à étiqueter. Les techniques présentées à la Figure 6.8-c) et à la Figure 6.8-d) n'ont pas été retenues pour des applications MMID car elles ne répondent pas au critère simple couche du cahier des charges, allant jusqu'à doubler ou tripler l'épaisseur totale du tag. En outre, elles sont plus coûteuses que l'alimentation par ligne micro-ruban. Le tag devant être planaire et simple couche, l'autre face de l'antenne imprimée étant son plan de masse, l'alimentation par ligne de transmission est retenue.

Pour adapter l'antenne patch à la ligne micro-ruban, sans utiliser d'éléments localisés, les deux méthodes les plus rencontrées sont l'insert dans le patch (Cf. Figure 6.8-a)) et le transformateur $\lambda/4$ [6.4]. Une étude par simulation a été menée sur la technique de l'insert. Il s'avère que le gap isolant la piste de l'intérieur du patch devait être inférieur à 100 μm pour permettre une adaptation efficace et ne pas impacter le rayonnement de l'antenne. Cette technique n'est donc pas adaptée à cause de la contrainte de gravure. L'adaptation d'impédance en entrée du patch est donc réalisée à partir d'un transformateur $\lambda/4$.

3.3.2. Adaptation d'impédance en technologie micro-ruban à partir de transformateur quart-d'onde

La Figure 6.9 est extraite de [6.10] et présente le schéma circuit d'un transformateur $\lambda/4$ utilisé pour adapter la charge en sortie R_L à l'impédance caractéristique de la ligne d'entrée Z_0 . Le transformateur est basé sur un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_1 . L'objectif est d'adapter l'impédance d'entrée Z_{in} à Z_0 . Le modèle est cependant défini que pour des impédances purement réelles. En pratique, le dimensionnement analytique du transformateur doit donc être optimisé par simulation électromagnétique pour tenir compte des pertes.

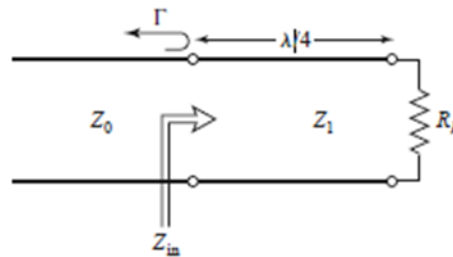


Figure 6.9. Schéma circuit d'un transformateur $\lambda/4$.

L'impédance d'entrée est déterminée par (6.8), avec β la constant de phase de la ligne du transformateur et l sa longueur.

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan(\beta l)}{Z_1 + jR_L \tan(\beta l)} \quad (6.8)$$

En prenant $l = \lambda/4$, le terme $\tan(\beta l)$ tend alors vers l'infini car $\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$ et la relation (6.8) devient (6.9).

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (6.9)$$

L'impédance caractéristique du tronçon de ligne du transformateur est alors facilement déterminée par (6.10).

$$Z_1 = \sqrt{Z_{in}R_L} \quad (6.10)$$

L'impédance du transformateur permettant d'adapter le patch élémentaire ($Z_{patch} = 248,8 \Omega$ à 59,86 GHz) à la ligne 50Ω est $Z_1 = 111,5 \Omega$. Cette impédance correspond à une largeur de piste de $200 \mu\text{m}$, compatible avec la précision de la gravure de $15 \mu\text{m}$. La longueur du tronçon $\lambda/4$ est évaluée à $0,95 \text{ mm}$ en tenant de la longueur d'onde guidée à 60 GHz qui est de $3,8 \text{ mm}$ environ. Ces valeurs initiales ont été optimisées par simulation pour adapter l'antenne patch à la ligne d'alimentation 50Ω . Au final, le tronçon de ligne $\lambda/4$ optimisé mesure $0,76 \text{ mm} \times 0,20 \text{ mm}$.

3.4. Caractérisation du prototype fabriqué

Pour pouvoir caractériser l'antenne patch, un connecteur a dû être ajouté au bout de la ligne d'alimentation. Cette section présente donc tout d'abord le connecteur utilisé et sa modélisation CST avant de présenter le prototype qui a été fabriqué et les résultats de la caractérisation.

3.4.1. Connecteur utilisé

Un connecteur SouthWest End Launch Connector [6.11] 50Ω avec une connectique coaxiale $1,85 \text{ mm}$ est utilisé pour connecter l'antenne au VNA. Ce connecteur est choisi pour sa flexibilité d'utilisation, sa compatibilité jusqu'à 110 GHz et parce qu'il ne nécessite aucune soudure. La connexion entre le connecteur et l'antenne se fait par compression. Le circuit imprimé (PCB) est pincé entre les deux blocs du connecteur, venant appuyer la sonde du connecteur sur la piste d'alimentation de l'antenne. Ce connecteur étant prévu pour une utilisation avec des lignes de transmission CPW (Co-Planar Waveguide), une transition CPW vers micro-ruban 50Ω est réalisée et validée par simulation. Le connecteur et la transition CPW/Micro-ruban sont présentés à la Figure 6.10.

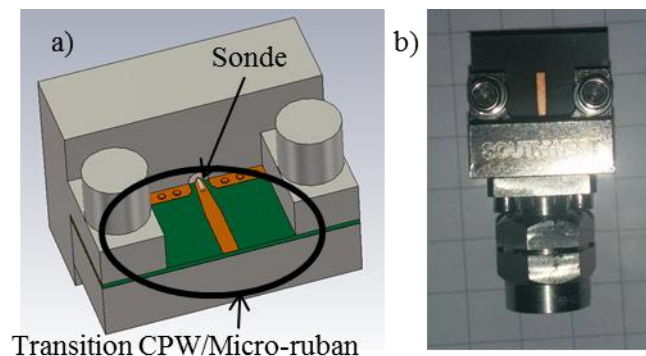


Figure 6.10. Connecteur End Launch et sa transition CPW vers micro-ruban. a) Modèle de simulation. b) Photo de la transition réalisée sur Roger 5880 et du connecteur.

3.4.2. *Prototype final fabriqué*

Le layout du patch élémentaire final, incluant la ligne d'alimentation et le transformateur $\lambda/4$, est présenté à la Figure 6.11.

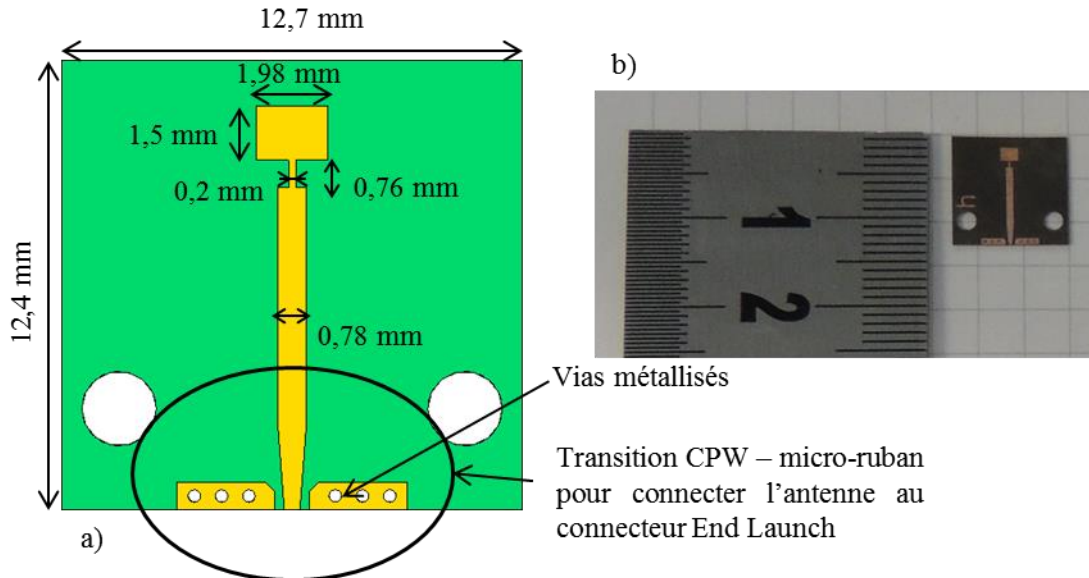


Figure 6.11. Antenne patch élémentaire et la transition vers CPW permettant de connecter l'antenne au connecteur End Launch. a) Layout final. b) Prototype fabriqué sur Roger 5880.

Un second prototype d'antenne patch élémentaire identique au premier est réalisé en changeant seulement la largeur du patch, $W = 1,97 \text{ mm}$, afin d'étudier l'incidence de l'arrondi de la dimension par rapport à sa valeur optimale de 1,975 mm.

3.4.3. *Caractérisation du coefficient de réflexion*

Afin de ne pas prendre en compte le connecteur dans la mesure, un fenêtrage temporel est appliqué sur les réflexions dues à l'ensemble ligne d'alimentation, transformateur $\lambda/4$ et patch. Un schéma explicatif de la méthode est fourni à la Figure 6.12.

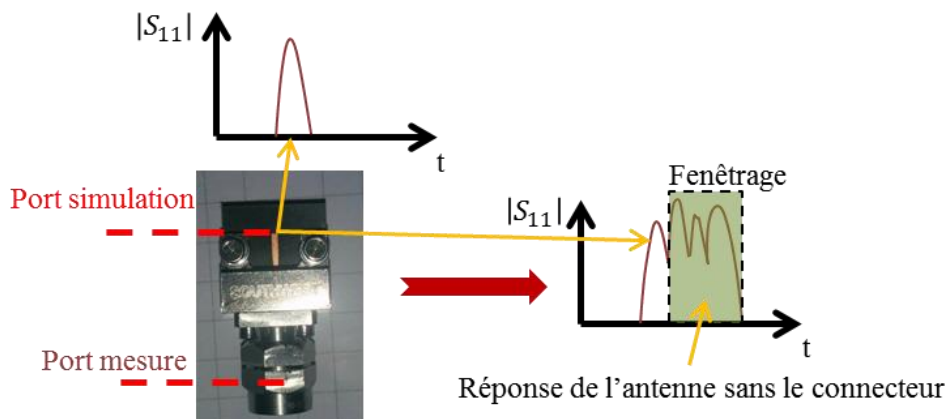


Figure 6.12. Schéma de principe de la mesure pour éliminer la contribution du connecteur End Launch.

La réflexion de la transition CPW/Micro-ruban, dont la ligne est laissée en circuit ouvert (Cf. Figure 6.10-b), est mesurée dans le domaine temporel. Le pic de réflexion permet d'identifier la largeur temporelle de la réponse du connecteur. Une fois l'antenne connectée, la largeur de la réponse de l'antenne est facilement identifiée et fenêtrée.

Les coefficients de réflexion des deux antennes patch sont présentés à la Figure 6.13. La simulation est réalisée sans tenir compte du connecteur par souci de temps de calcul (environ 20h pour une simulation sur le serveur de calcul sans maillage adaptatif lorsque le connecteur est inclus). Le port source utilisé dans la simulation correspond à la sortie de la transition CPW/Micro-ruban présentée à la Figure 6.10-b).

Des résultats proches sont obtenus entre la simulation du patch et la mesure. La fréquence de résonance f_r mesurée du patch de largeur 1,98 mm est de 59,36 GHz contre 59,52 GHz en simulation (moins de 0,3 % de déviation). Une bande passante du $|S_{11}|$ à -10 dB de 4 GHz est obtenue, permettant donc de couvrir pratiquement la moitié de la bande ISM 57-66 GHz.

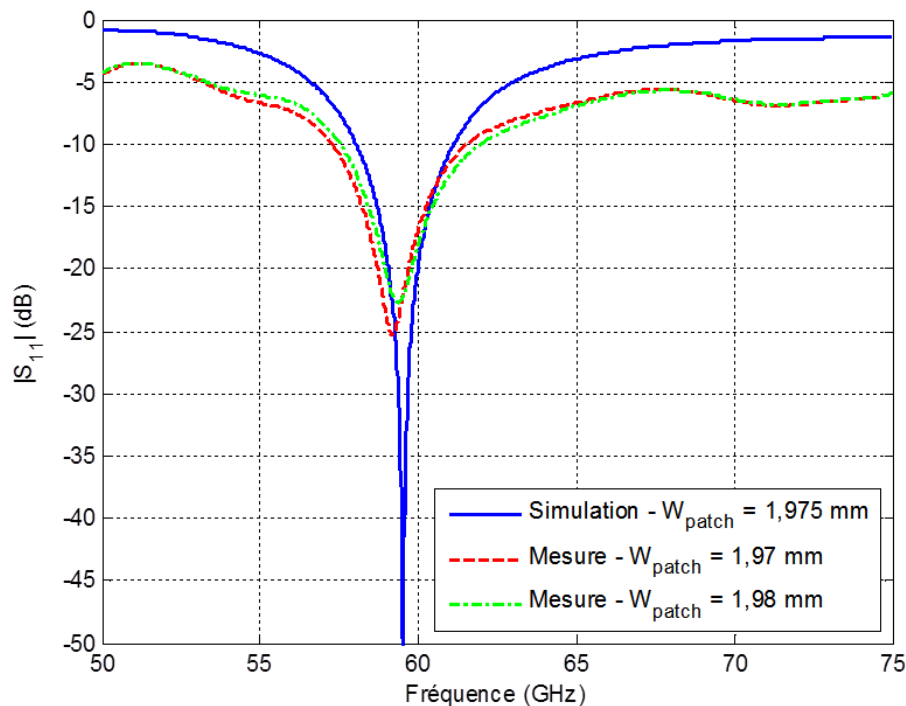


Figure 6.13. Coefficient de réflexion des deux prototypes d'antennes patch.

3.4.4. Caractérisation du gain réalisé

De même que pour la mesure du coefficient de réflexion, il est nécessaire de tenir compte d'un certain nombre de paramètres dans le calcul du gain à partir de la méthode de mesure sans référence (Cf. Chapitre 2). En effet, l'impossibilité de calibrer le port auquel est connectée l'antenne patch (car connectique 1,85 mm) implique de devoir caractériser les éléments entre l'AST et le port WR15 calibré du module VDI. En pratique, l'AST est reliée au module VDI par un câble coaxial d'un mètre de long

connecté au module avec une transition WR15-1,85 mm. Pour obtenir un résultat de mesure le plus précis possible, trois pertes additionnelles sont incluses dans le calcul du gain : les pertes dans le câble PC , les pertes dues à la réflexion aux bornes de la transition WR15-1,85 mm Γ_{trans} et enfin les pertes de transmission dues au connecteur End Launch PT . La configuration de mesure et les différents paramètres sont présentés à la Figure 6.14.

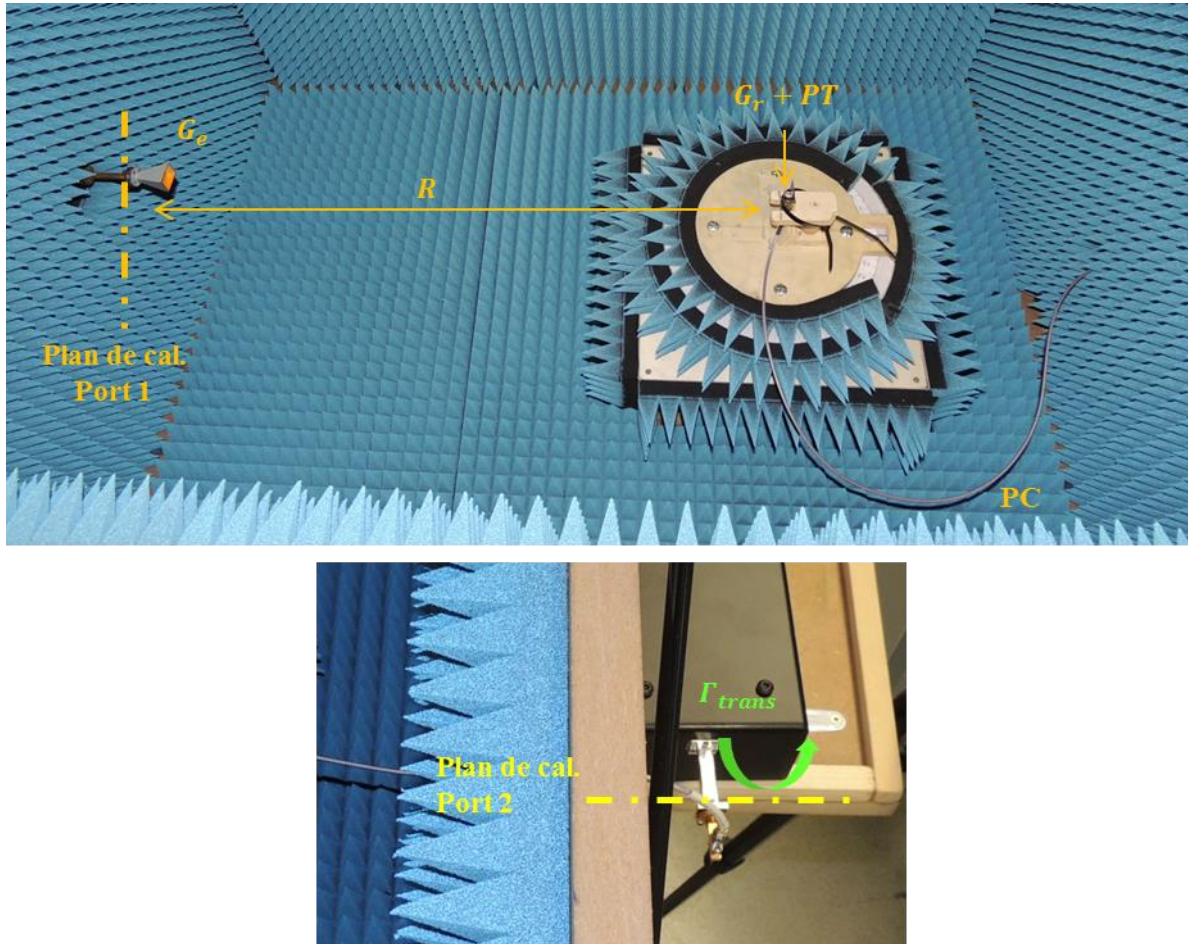


Figure 6.14. Configuration de mesure du gain réalisé de l'antenne dans le plan E.

Le gain réalisé de l'antenne patch est calculé à partir de (6.11), où PL sont les pertes de propagation à la distance $R = 60 \text{ cm}$, G_e est le gain de l'antenne cornet de référence. L'équation est exprimée en décibels et les coefficients de réflexion en nombres complexes.

$$G_r = |S_{21}|^2 - G_e - PL - PT - PC - 10\log(1 - |\Gamma_{trans}|^2) - 10\log(1 - |S_{11}|^2) \quad (6.11)$$

Les pertes dans le câble de 1 m PC sont mesurées dans la bande V. A titre d'exemple, elles sont de -5,8 dB à 60 GHz. Les pertes dans le connecteur End Launch sont simulées dans la bande V à partir

du modèle présenté à la Figure 6.10-a) et sont de -0,63 dB à 60 GHz. Le gain de l'antenne cornet est connu via sa datasheet et tous les autres paramètres sont mesurés durant la configuration présentée Figure 6.14. La précision de mesure est alors estimée à environ $\pm 0,5$ dB.

Le gain réalisé dans la direction orthogonale à l'antenne G_r , calculé à partir de (6.11) est présenté à la Figure 6.15.

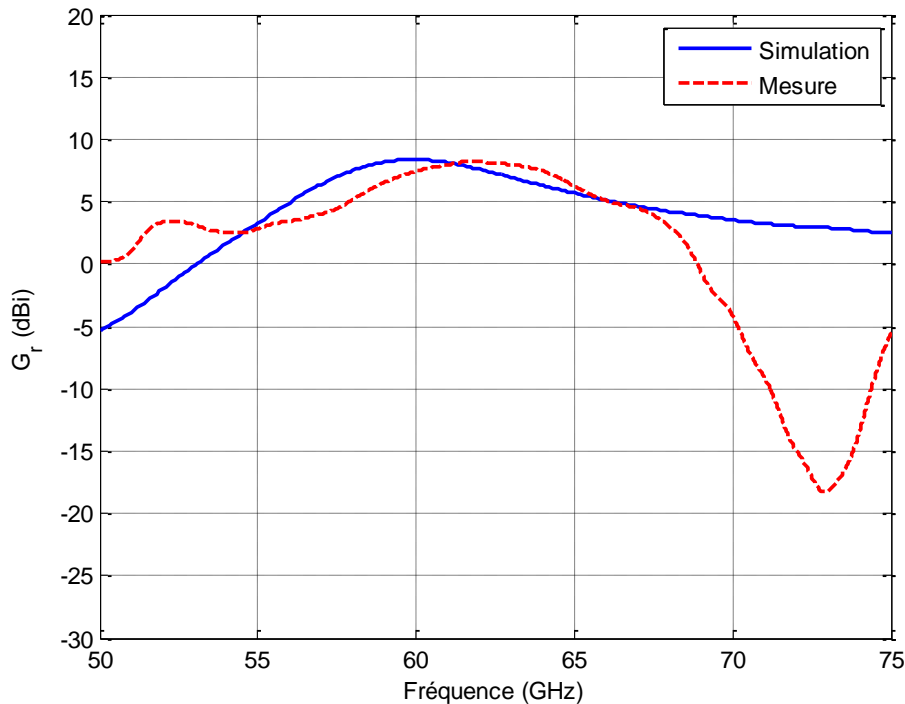


Figure 6.15. Gain réalisé de l'antenne patch.

Un bon accord est obtenu entre la simulation et la mesure. Un gain réalisé maximal de 8,4 dBi est obtenu à 61,8 GHz. La bande passante du gain réalisé à -3 dB de 7,8 GHz permet de couvrir pratiquement toute la bande européenne. La chute de gain aux environs de 72 GHz peut s'expliquer par la structure physique du connecteur qui est proche du patch et qui perturbe le rayonnement, notamment en dépointant le diagramme de rayonnement. L'efficacité de rayonnement simulée est de 95% à la résonance, ce qui correspond à la valeur estimée analytiquement de 92,6 % obtenue avec (6.5). Ce résultat confirme que le choix du substrat est judicieux car la faible tangente de pertes a permis d'obtenir un fort gain réalisé avec l'antenne élémentaire.

3.4.5. Résumé des caractéristiques de l'antenne patch élémentaire

Les résultats de la caractérisation sont résumés dans le Tableau 6.1, avec BPGR la bande passante du gain réalisé à -3 dB, et ils concluent la conception du patch élémentaire.

Le gain du patch élémentaire étant de 8 dBi environ, une mise en réseau de 4 et 16 patches permettrait donc d'obtenir des gains théoriques de 14 dBi et 20 dBi, permettant de couvrir la bande de gain 10-20 dBi fixée dans le cahier des charges.

Tableau 6.1. Résumé de la caractérisation de l’antenne patch élémentaire avec $W=1,98$ mm

	Paramètres	Simulation	Mesure
Adaptation d’impédance	f_r	59,50 GHz	59,36 GHz
	$ S_{11} $ à 60 GHz	-19,6 dB	-17,9 GHz
	$ S_{11} < -10$ dB	3,1 GHz	4,0 GHz
Gain réalisé	G_r max	8,4 dBi	8,2 dBi à 61,8 GHz
	G_r à 60 GHz	8,4 dBi	7,4 dBi
	BPGR	9,6 GHz	7,8 GHz

4. Conception des réseaux de 4 et 16 patches

A partir de l’antenne patch élémentaire validée précédemment, deux réseaux d’antennes de 4 et 16 patches sont présentés ci-après. Leur conception est menée en suivant les objectifs présentés en section 2.

4.1. Etude et réalisation des réseaux d’alimentation

4.1.1. Considérations pratiques

La technique d’alimentation en série des 4 patches est retenue pour sa simplicité de conception, ses faibles pertes d’alimentation et son faible encombrement [6.4]. Aucun diviseur de puissance n’est requis, ce qui limite les pertes de l’antenne. En effet, comme présenté en Annexe 3, les pertes dans le diélectrique sont de l’ordre de 0,1 dB pour 4 mm de ligne de transmission, ce qui correspondrait à la longueur d’un diviseur de puissance planaire. La topologie retenue l’antenne pour les 16 patches est celle présentée dans [6.1] et [6.4]. Il s’agit d’une topologie en 4×4 patches basée sur la mise en parallèle de 4 réseaux de 4 patches en série. Cette topologie est intéressante car elle permet d’obtenir un grand nombre de patches en réseau sur une surface réduite sans avoir recours à de nombreux diviseurs de puissance.

4.1.2. Conception de l’alimentation série des 4 patches

Les 4 patches en série doivent être espacés d’une distance d permettant d’alimenter en phase chaque patch afin d’obtenir un gain maximal dans la direction orthogonale à la surface de l’antenne. Il a été démontré dans [6.12] que l’impédance de la ligne de transmission entre chaque patch n’influe pas sur l’adaptation d’impédance en entrée du réseau. L’adaptation d’impédance en entrée du réseau est réalisée comme pour le patch élémentaire avec un transformateur $\lambda/4$, de longueur de piste L_t et de largeur de piste W_t . Les lignes d’alimentation inter-patch sont de même largeur W_t et de longueur L_i . Deux largeurs de piste W_t de 100 μm et 200 μm sont choisies afin de perturber au minimum le rayonnement du réseau tout en étudiant l’effet de la précision de gravure, 100 μm étant la largeur critique. Le modèle de simulation est présenté à la Figure 6.16.

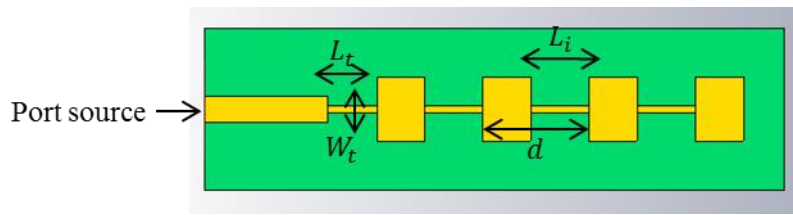


Figure 6.16. Modèle de simulation de l'antenne à 4 patchs alimentés en série.

Les trois paramètres sont optimisés pour d'une part maximiser le gain dans la direction orthogonale à l'antenne et d'autre part pour minimiser le coefficient de réflexion en entrée du réseau. Le gain maximisé dans la direction normale à l'antenne est obtenu pour $L_i = 1,98 \text{ mm}$, soit $d = 3,48 \text{ mm}$. La longueur optimisée du transformateur $\lambda/4$ lorsque $W_t = 100 \mu\text{m}$ est $L_t = 1,70 \text{ mm}$. Lorsque $W_t = 200 \mu\text{m}$, la longueur optimisée est $L_t = 1,51 \text{ mm}$. Les deux antennes finales présentent une surface très petite de $18,1 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$. Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et du gain réalisé sont présentés ultérieurement lors de la caractérisation des antennes.

4.1.3. Conception de l'alimentation du réseau de 16 patchs

4.1.3.1. Optimisation de la distance inter-patch

Dans cette étude, l'antenne à 4 patchs en série présentée précédemment est l'antenne de référence qui est mise en réseau. La direction principale de rayonnement dépend de l'espacement latéral L_{lat} entre les antennes élémentaires qu'il convient de déterminer avant de pouvoir concevoir le réseau d'alimentation. En effet, les positions des voies de sorties sont imposées par la distance L_{lat} .

Pour obtenir un gain normal à la surface de l'antenne, il faut combiner en phase les diagrammes de rayonnement de chaque antenne élémentaire. La distance L_{lat} est fixée à la valeur théorique de $\lambda_0/2$ à 60 GHz en considérant le modèle de simulation présenté à la Figure 6.17. L'étude est présentée pour une largeur de piste inter-patch de $200 \mu\text{m}$ car les performances sont similaires avec $100 \mu\text{m}$. Les 4 antennes élémentaires sont alimentées simultanément par 4 ports source différents, avec une onde de même amplitude et de même phase. Une alimentation optimale pour rayonner dans la direction normale à l'antenne est alors obtenue. Cette configuration de simulation permet également de s'affranchir de la problématique du réseau d'alimentation qui n'influe pas sur L_{lat} et qui est abordée par la suite.

La valeur optimale de L_{lat} déterminée par la simulation est 5 mm , ce qui correspond à la valeur optimale théorique. Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement (directivité) sont donnés à la Figure 6.18.

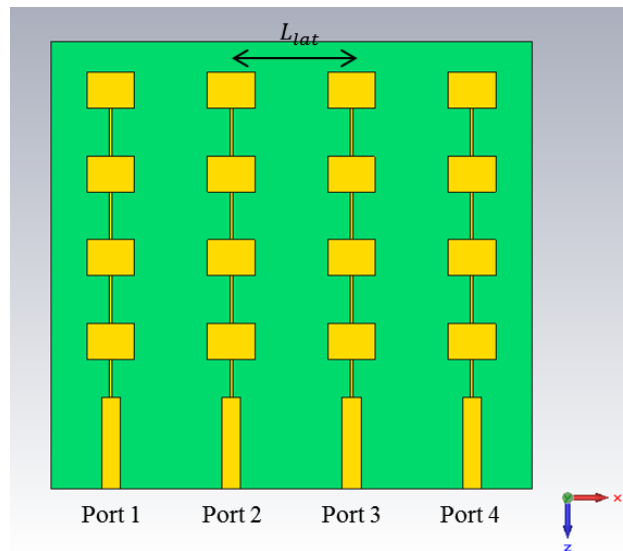


Figure 6.17. Modèle de simulation du réseau de 4×4 patches sans tenir compte du réseau d'alimentation.

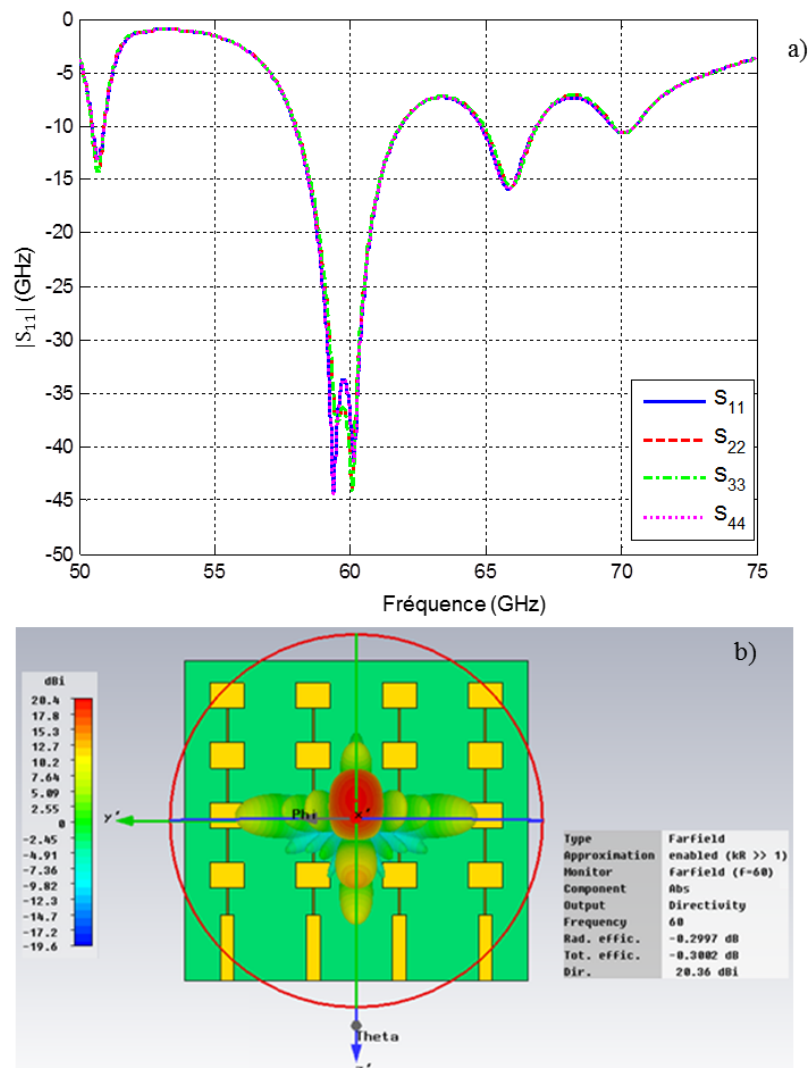


Figure 6.18. Résultats de simulation de la structure à 4×4 patches alimentés par 4 ports en phase. a) Coefficient de réflexion. b) Directivité.

Une bonne adaptation, identique pour les 4 antennes, de -35 dB à 60 GHz est obtenue de même qu'une directivité de 20,4 dBi dont la direction principale de rayonnement est normale à l'antenne. Les performances finales dépendent donc du réseau d'alimentation, les pertes dans le réseau d'alimentation étant directement reliées au gain réalisé.

4.1.3.2. *Etude théorique des diviseurs de puissance*

Le réseau d'alimentation de cette antenne à 16 patches est réalisé à partir de diviseurs de puissance en technologie micro-ruban simple face. Les éléments localisés ne peuvent être utilisés en bande millimétrique, écartant le traditionnel diviseur de Wilkinson des solutions potentielles. La jonction en T est donc retenue. En effet, le signal capté par chaque voie est reçu ou émis en phase, il est donc divisé/recombiné sans interférence destructive. La théorie sur les jonctions en T est présentée dans [6.13] et illustrée à la Figure 6.19.

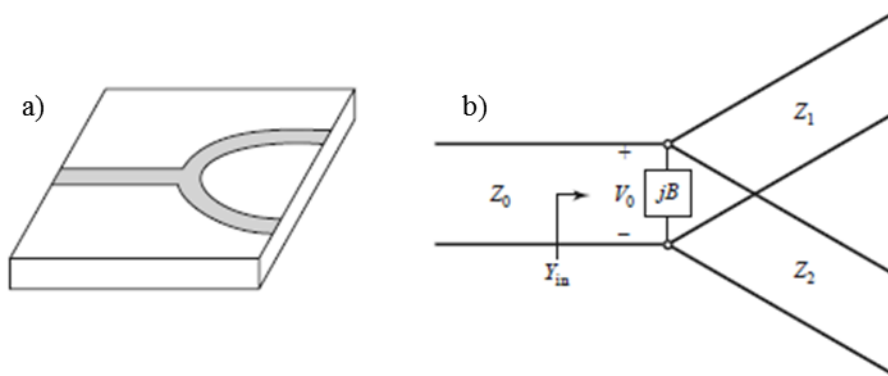


Figure 6.19. Jonction en T 1 vers 2 [6.13]. a) Jonction en T en technologie micro-ruban. b) Schéma équivalent basé sur le modèle des lignes de transmission sans perte.

L'onde incidente de puissance P_0 et de tension crête V_0 est acheminée à l'entrée de la jonction via une ligne de transmission d'impédance Z_0 . Le signal est divisé sur les deux voies de sortie d'impédances caractéristiques respectives Z_1 et Z_2 . La puissance obtenue en sortie P_s sur chaque voie est alors donnée par (6.12).

$$P_{s1,2} = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_{1,2}} \quad (6.12)$$

En prenant $Z_1 = Z_2 = 2Z_0$, les puissances en sortie P_{s1} et P_{s2} égalent la moitié de la puissance d'entrée. Ce concept peut être étendu à un diviseur 1 vers 4 où les 4 lignes de sortie d'impédance égale à $4Z_0$ permettent d'obtenir une division par 4 de la puissance d'entrée équitablement répartie sur chaque voie. Néanmoins, ce type de diviseur n'est pas envisageable pour le réseau de 4×4 patches car l'impédance de sortie serait de 200Ω , ce qui conduirait à des largeurs de piste très inférieures au

minimum de 100 μm requis pour la fabrication. Une topologie en cascade de 3 diviseurs 1 vers 2 est donc utilisée. Deux méthodes peuvent être employées pour réaliser le diviseur 1 vers 2.

La première consiste à fixer l'impédance des voies de sortie à $Z_1 = Z_2 = 100 \Omega$ car l'impédance d'entrée est $Z_0 = 50 \Omega$. La sortie est alors adaptée à la ligne de 50 Ω avec un transformateur $\lambda/4$ d'impédance $Z_t = \sqrt{50 \cdot 100} = 70,71 \Omega$. L'étude de conception de la ligne d'impédance 70,71 Ω est détaillée en Annexe 3. Cette méthode est illustrée à la Figure 6.20-a). Il convient de noter que la ligne de sortie de 100 Ω du diviseur peut être considérée de longueur nulle [6.13], ce qui simplifie la topologie. En effet, le transformateur est directement placé entre les lignes d'entrée et de sortie qui présentent une impédance de 50 Ω . Cette technique est illustrée à la Figure 6.20-a).

La seconde méthode consiste à transformer l'entrée du diviseur en une impédance $Z_0 = 25 \Omega$ où les impédances de sorties sont $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$, assurant l'adaptation d'impédance et un rapport de division de 50 % entre l'entrée et chaque sortie. Un transformateur $\lambda/4$ d'impédance $Z_t = \sqrt{50 \cdot 25} = 35,36 \Omega$ est alors utilisé. La conception de la ligne est détaillée en Annexe 3. Cette méthode est illustrée à la Figure 6.20-b).

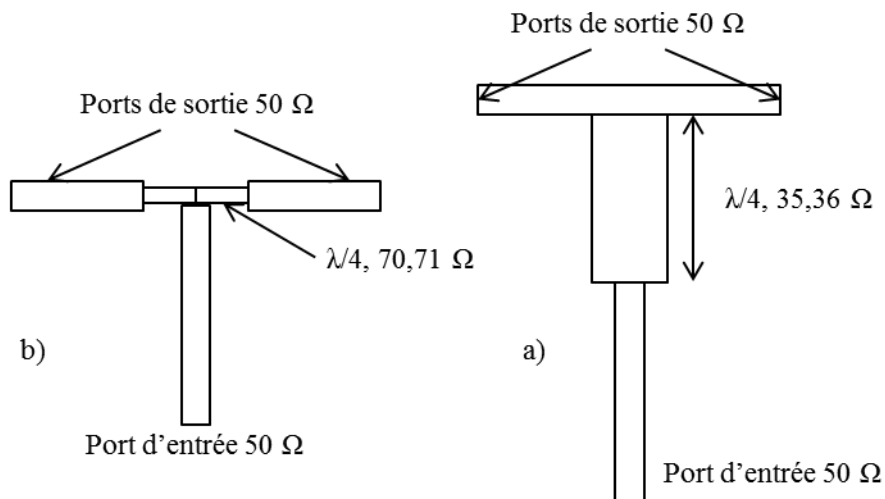


Figure 6.20. Méthodes d'adaptation de l'impédance du diviseur de puissance 1 vers 2. a) Adaptation en entrée. b) Adaptation en sortie.

La première technique est retenue pour la conception du diviseur de l'antenne 4×4 patches car elle utilise des largeurs de piste plus étroites que celles de la première solution, limitant les effets sur le diagramme de rayonnement de l'antenne.

4.1.3.3. Conception du diviseur de puissance 1 vers 4

Le modèle de simulation du diviseur 1 vers 4 aux dimensions optimisées est présenté à la Figure 6.21. Comme présenté précédemment, les espacements des ports de sortie sont fixés à $L_{lat} = 5 \text{ mm}$ afin de pouvoir connecter le diviseur au réseau de 4×4 patches en série présenté à la Figure 6.17.

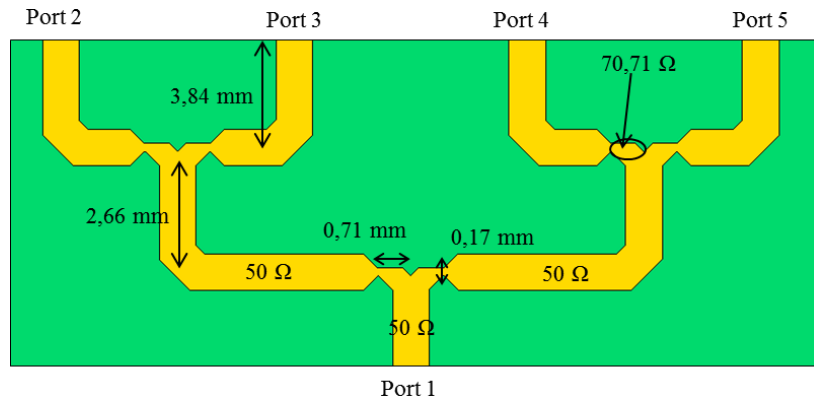


Figure 6.21. Modèle simulé et optimisé du diviseur 1 vers 4 composé de 3 diviseurs 1 vers 2 en cascade.

Des chanfreins ont été ajoutés à chaque angle droit pour limiter les pertes par rayonnement parasite. En effet, une simulation du diviseur 1 vers 2 seul et sans chanfrein a confirmé des pertes par rayonnement de plusieurs décibels. Les dimensions sont optimisées dans le but d’atteindre d’une part une transmission du port source vers chaque port de sortie de -6 dB (division par 4) et d’autre part une adaptation en entrée du diviseur. Les paramètres S du diviseur terminé par des ports 50 Ω sont donnés à la Figure 6.22.

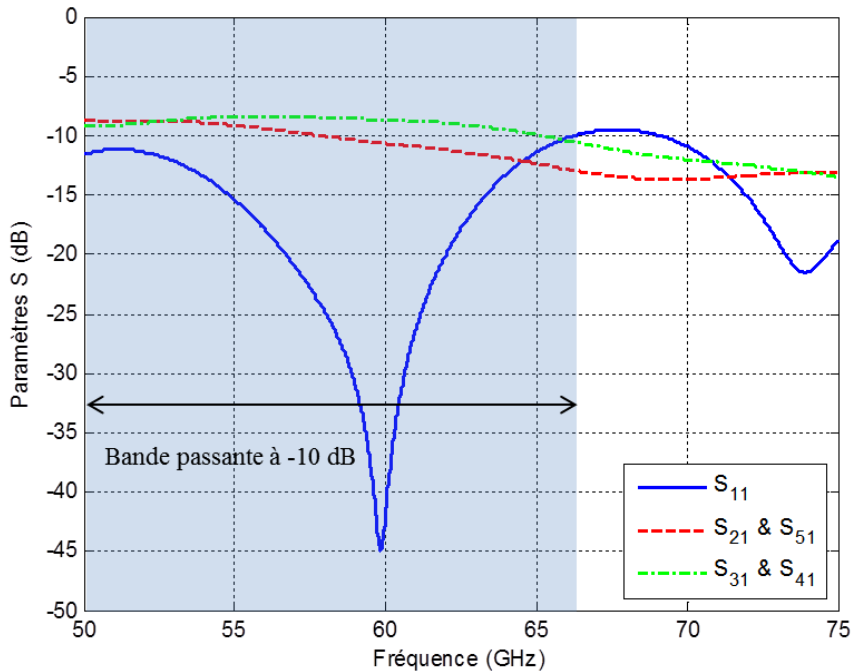


Figure 6.22. Paramètres S simulés du diviseur 1 vers 4 optimisé.

Le diviseur couvre les fréquences allant de 50 GHz à 66,3 GHz, couvrant donc la bande 57-66 GHz. Une bonne adaptation de -43 dB est obtenue à 60 GHz, validant la conception.

Cependant, les coefficients de transmission ne sont pas identiques entre les lignes de sortie internes (ports 3 et 4) et les lignes de sortie externes (port 2 et 5) : $|S_{31}| = |S_{41}| = -8,69 \text{ dB}$ et $|S_{21}| =$

$|S_{51}| = -10,66 \text{ dB}$. Cet écart de 1,97 dB provient d'un déséquilibre entre les voies de sortie dû à un couplage différent entre les lignes de transmission.

D'autre part, le coefficient de transmission théorique de -6 dB par sortie n'est pas atteint. Des pertes de 2 dB sur les sorties 3 et 4 et des pertes de 4 dB sur les sorties 2 et 5 sont observées. Ces pertes sont en partie dues aux pertes de propagation. Les pertes de propagation dans la ligne micro-ruban sont de 0,18 dB/mm environ. La longueur de piste étant de 15,34 mm entre l'entrée et chaque sortie, les pertes sont estimées à 0,8 dB par voie.

Le principal facteur de perte est imputé aux pertes par rayonnement, bien qu'ayant été diminuées par les chanfreins. En effet, lorsque le gain réalisé du diviseur est simulé avec en port source le port 1, un gain de 7,3 dBi est obtenu à 60 GHz comme le montre la Figure 6.23.

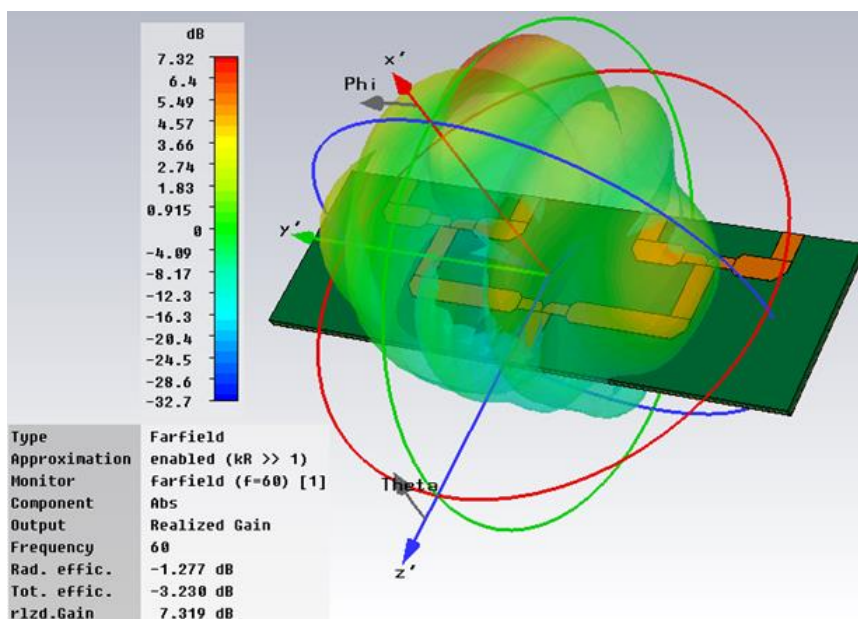


Figure 6.23. Diagramme de rayonnement simulé de la structure avec comme port source le port 1.

En sommant les pertes par propagation dans le diélectrique et le gain réalisé du diviseur, un total de 10,5 dB est obtenu correspondant aux pertes totales sur les 4 voies de sortie. Bien que ces performances ne soient pas optimales, ce diviseur convient pour la réalisation de l'antenne de tag à 16 patchs. En effet, les pertes vues par le port 1 sont de 3 dB en moyenne. Au final, le gain réalisé total peut être estimé à partir de la directivité simulée des 4 réseaux de patchs de 20,4 dBi à laquelle sont retranchées ces pertes moyennes de 3 dB. Le gain s'élève donc en théorie à 17,4 dB, ce qui répond au cahier des charges.

4.2. Caractérisation des antennes à 4 et 16 patches

4.2.1. Prototypes fabriqués

Quatre prototypes sont fabriqués et caractérisés : deux réseaux de 4 patches en série avec pour largeur de piste inter-patch $W_t = 100 \mu\text{m}$ et $200 \mu\text{m}$ et deux réseaux de 4×4 patches avec ces mêmes largeurs de piste inter-patch. Les antennes fabriquées sont présentées à la Figure 6.24. Deux prototypes de chaque antenne sont fabriqués. Les variations de performances à cause des variations dans la gravure entre ces deux prototypes peuvent être étudiées, de même que la reproductivité des mesures. Les réseaux à 4 et 16 patches, incluant la transition du connecteur End Launch, mesurent respectivement $23,2 \text{ mm} \times 12,7 \text{ mm}$ et $29,27 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$.

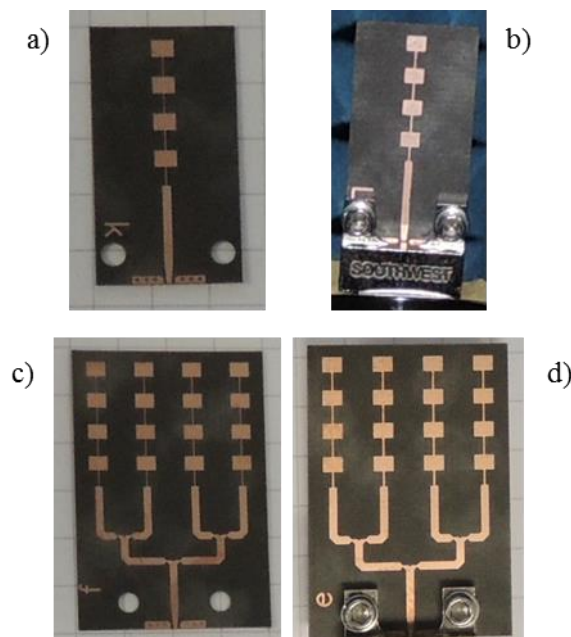


Figure 6.24. Prototypes d'antennes de tags MMID. a) Réseau de 4 patches en série avec $W_t = 100 \mu\text{m}$. b) Réseau de 4 patches en série relié au connecteur End Launch avec $W_t = 200 \mu\text{m}$. c) Réseau de 16 patches avec $W_t = 100 \mu\text{m}$. d) Réseau de 16 patches en série relié au connecteur End Launch avec $W_t = 200 \mu\text{m}$.

4.2.2. Caractérisation du coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est mesuré suivant la même méthode que pour le patch élémentaire. Les résultats pour chaque exemplaire de chaque prototype sont comparés à la simulation à la Figure 6.25 pour le réseau à 4 patches en série et à la Figure 6.26 pour le réseau à 16 patches. Les courbes « ant. 1 » et « ant. 2 » correspondent aux deux mêmes prototypes d'une antenne.

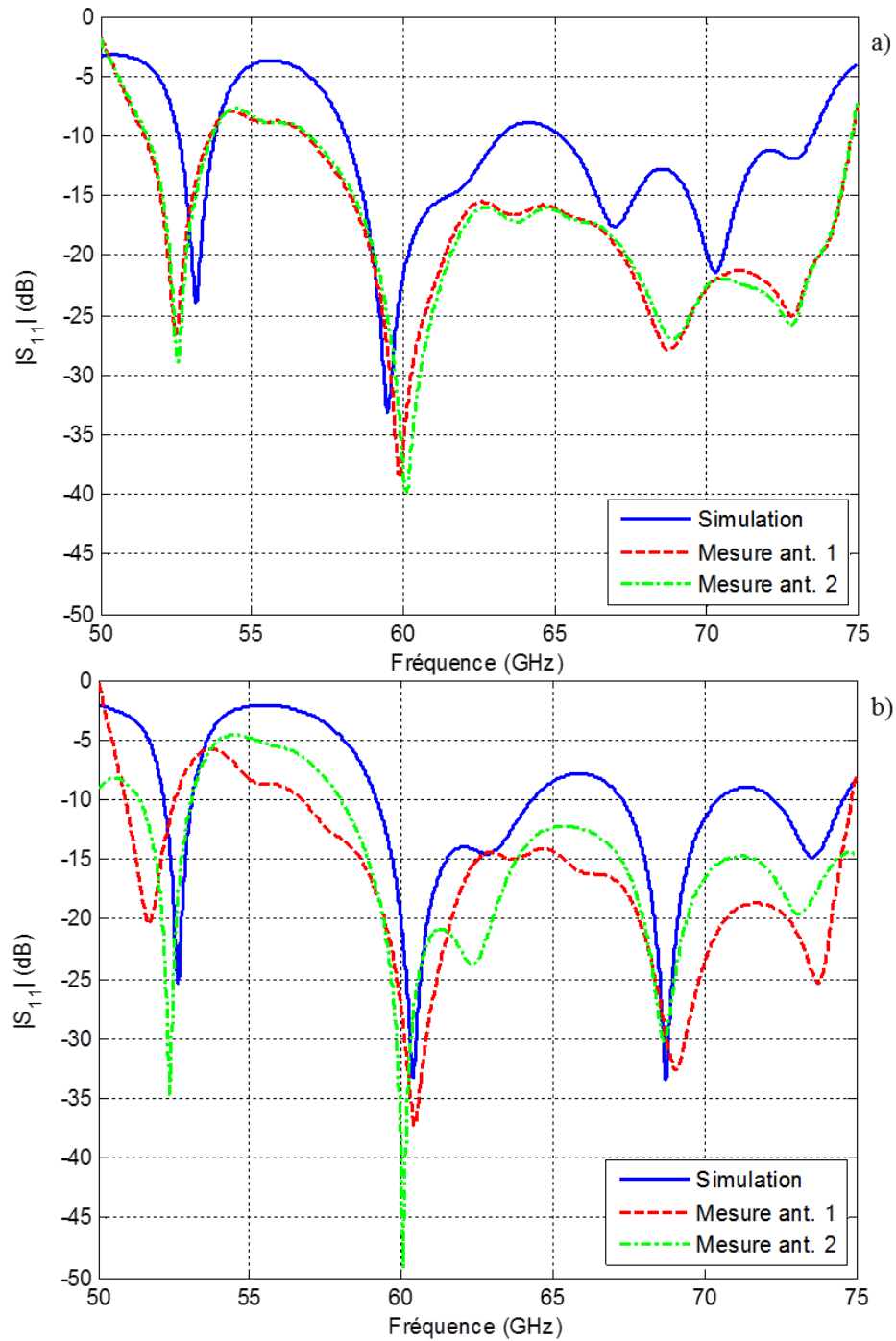


Figure 6.25. Coefficient de réflexion de l'antenne à 4 patches en série. a) $W_t = 100 \mu\text{m}$. b) $W_t = 200 \mu\text{m}$.

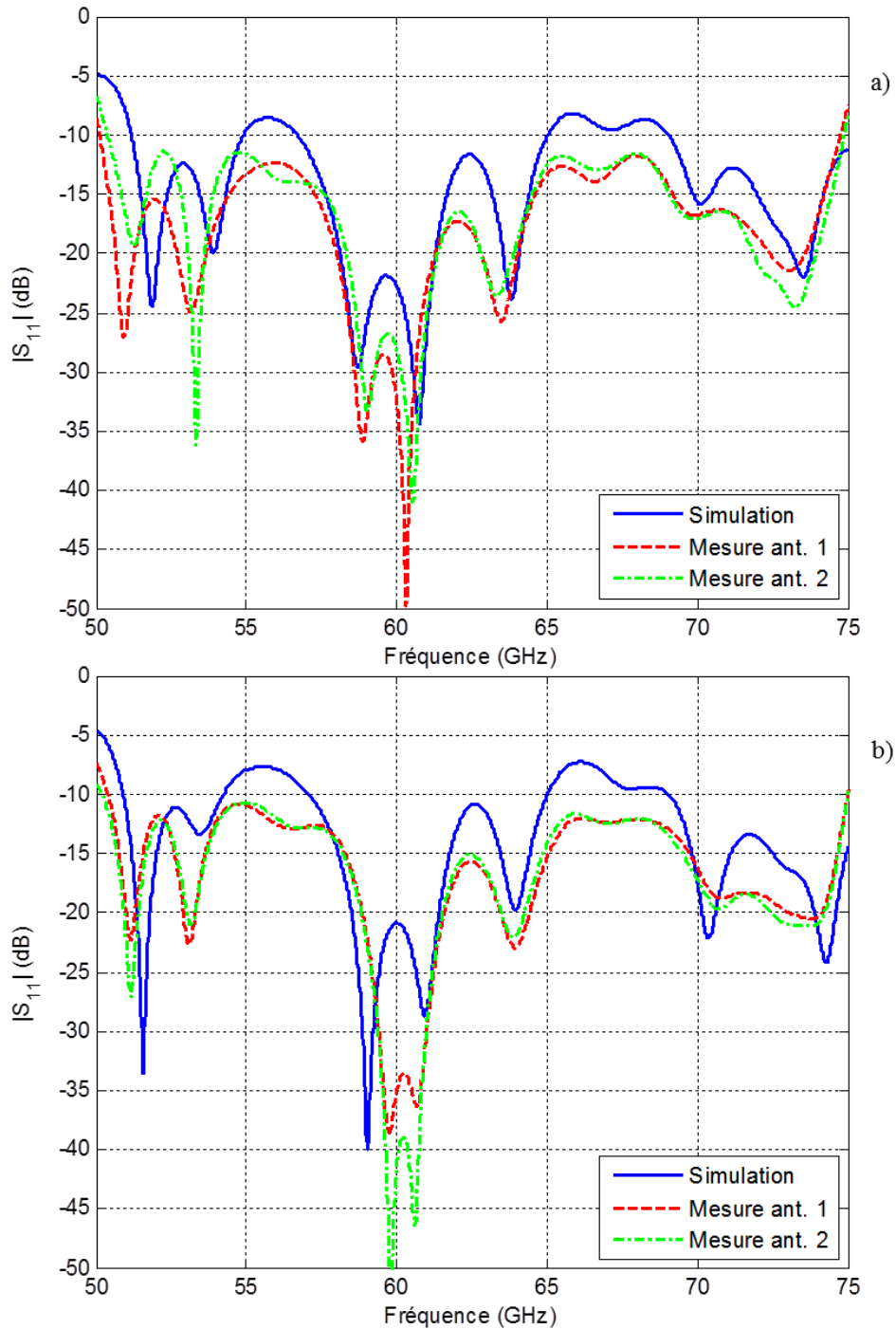


Figure 6.26. Coefficient de réflexion de l'antenne à 16 patches. a) $W_t = 100 \mu\text{m}$. b) $W_t = 200 \mu\text{m}$.

Les résultats de mesure sont en bon accord avec la simulation. Les antennes présentent une bande passante couvrant intégralement la plage de fréquence 57-66 GHz avec un très bon niveau d'adaptation à 60 GHz ($|S_{11}| < -30 \text{ dB}$). De plus, les différences de coefficient de réflexion entre $W_t = 100 \mu\text{m}$ et $W_t = 200 \mu\text{m}$ sont négligeables et permettent de valider le procédé de gravure jusqu'à $100 \mu\text{m}$. Une bonne reproductibilité des performances de chaque antenne est obtenue, confirmant que la précision de gravure de $15 \mu\text{m}$ est suffisante pour les conceptions d'antennes en bande V.

Les différentes propriétés des antennes sont reportées dans le Tableau 6.2, avec BP la bande passante de l'antenne définie pour $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$. Les performances étant similaires quelle que soit la largeur W_t les données reportées dans le Tableau 6.2 sont celles des antennes avec $W_t = 100 \mu\text{m}$.

Tableau 6.2. Propriétés de l'adaptation d'impédance des antennes de tag fabriquées.

Paramètre	Simulation	Prototype n°1	Prototype n°2
Réseau 4 patchs série - $W_t = 100 \mu\text{m}$			
f_r	59,46 GHz	59,88 GHz	60,09 GHz
$ S_{11} $ à 60 GHz	-21,6 dB	-36,0 dB	-38,1 dB
BP	5,1 GHz	18,0 GHz	17,9 GHz
Réseau 16 patchs - $W_t = 100 \mu\text{m}$			
f_r	60,73 GHz	60,30 GHz	60,52 GHz
$ S_{11} $ à 60 GHz	-22,8 dB	-32,7 dB	-28,2 dB
BP	8,3 GHz	24,6 GHz	24,5 GHz

4.2.3. Caractérisation du gain réalisé

4.2.3.1. Gain réalisé en fonction de la fréquence

Les mesures sont réalisées dans les mêmes conditions que pour le patch élémentaire. Les résultats du gain réalisé G_r dans la direction normale à l'antenne sont présentés à la Figure 6.27 pour le réseau de 4 patchs et à la Figure 6.28 pour le réseau de 16 patchs. La mesure n'est réalisée que pour un seul des prototypes de chaque antenne car les performances en coefficient de réflexion sont très similaires entre chaque prototype d'une même antenne.

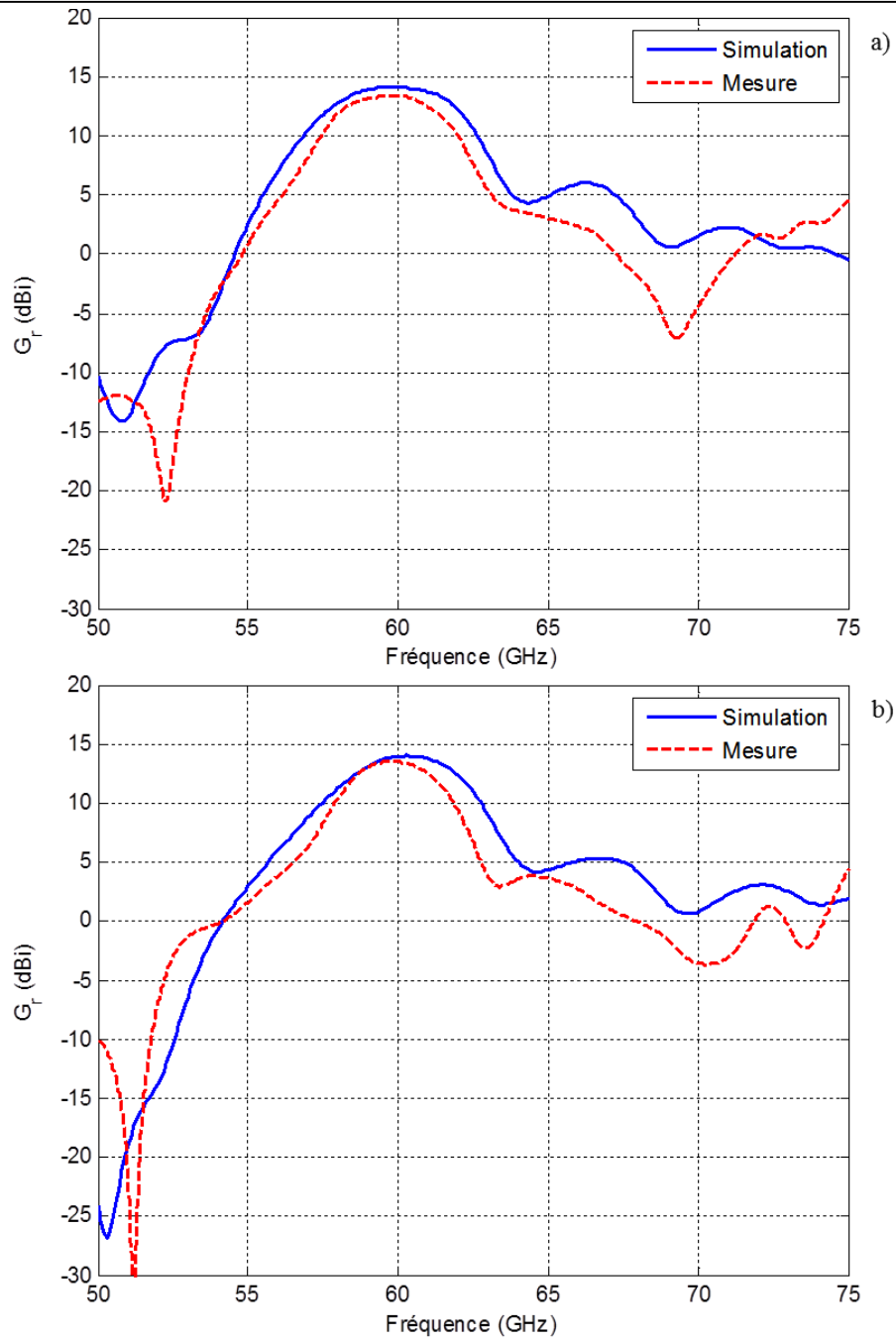


Figure 6.27. Gain réalisé de l'antenne à 4 patches en série. a) $W_t = 100 \mu m$. b) $W_t = 200 \mu m$.

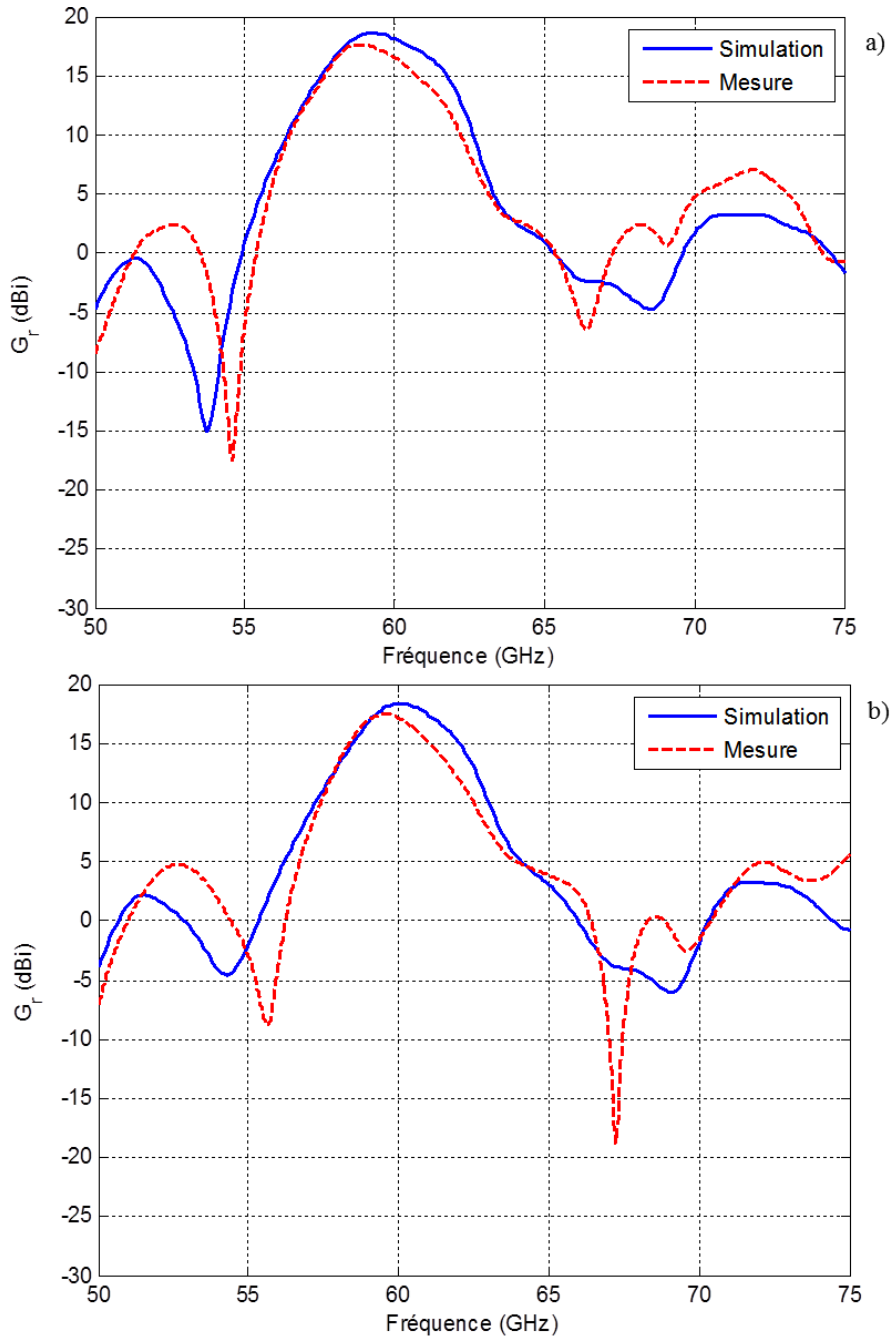


Figure 6.28. Gain réalisé de l'antenne à 16 patches. a) $W_t = 100 \mu m$. b) $W_t = 200 \mu m$.

De très bons accords entre simulation et mesure sont obtenus, confirmant le choix du substrat et la conception des antennes. L'efficacité de rayonnement simulée à la résonance est très bonne avec une valeur de 95 % environ pour les deux antennes.

Les gains réalisés respectifs à 60 GHz sont de 13,5 dBi pour l'antenne à 4 patches et 17,2 dBi pour le réseau à 16 patches. Les valeurs mesurées correspondent aux valeurs estimées respectives de 14 dBi et 17,4 dBi. Dans le cas du réseau à 16 patches, la directivité maximale simulée est de 18,6 dBi. La directivité maximale est dégradée en partie à cause du niveau de lobe secondaire qui est simulé à -7,5 dB.

En perspectives d’amélioration, une distribution de Taylor des patches pourrait permettre d’abaisser le niveau de lobes secondaire et d’augmenter la directivité. Une amélioration du diviseur de puissance pour réduire les pertes et équilibrer les sorties permettrait également d’augmenter le gain réalisé.

4.2.3.2. *Diagramme de rayonnement*

Etant donné que les résultats précédents sont similaires, autant en simulation qu’en mesure, pour les deux largeurs de pistes $W_t = 100 \mu m$ et $W_t = 200 \mu m$, seul un prototype de chaque antenne avec $W_t = 200 \mu m$ est caractérisé. Le diagramme de rayonnement du gain réalisé est mesuré dans les plans E (selon la longueur de l’antenne) et H (selon la largeur) par pas de 2° . La configuration des AST sur leur support est présentée à la Figure 6.29.

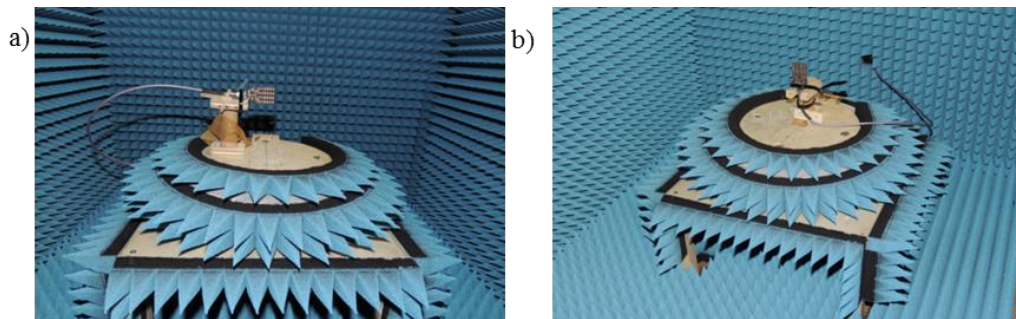


Figure 6.29. Configuration de mesure du diagramme de rayonnement du gain réalisé. a) Plan E. b) Plan H.

Les résultats de mesure sont présentés à la Figure 6.30 pour l’antenne à 4 patches et à la Figure 6.31 pour l’antenne à 16 patches.

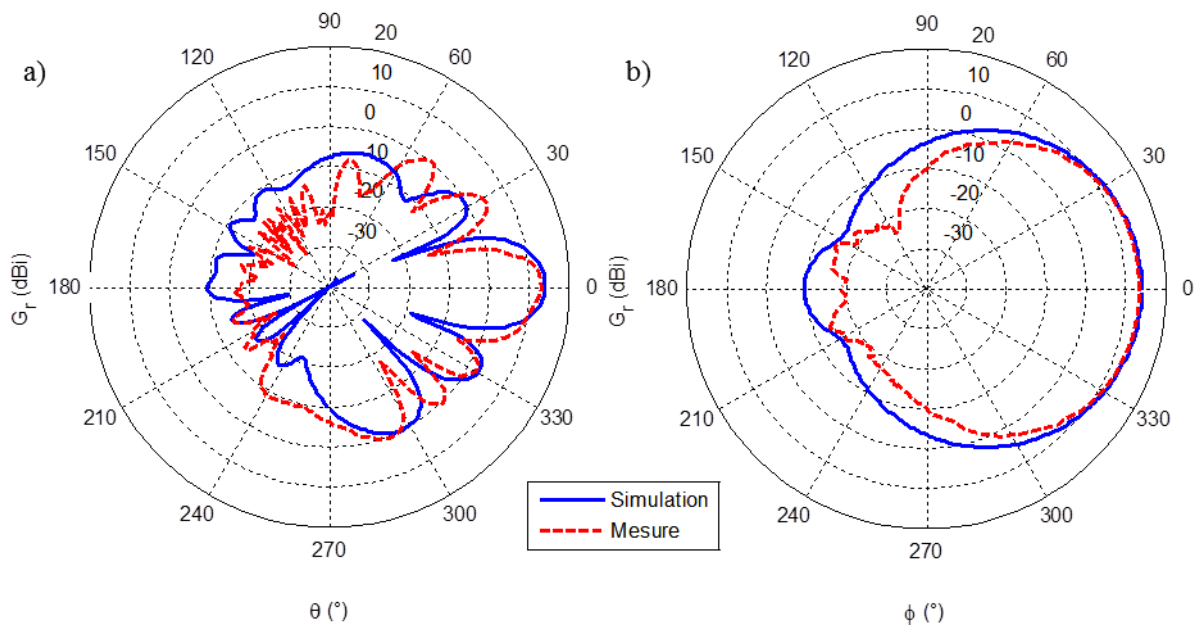


Figure 6.30. Diagramme de rayonnement du gain réalisé de l’antenne à 4 patches. a) Plan E. b) Plan H.

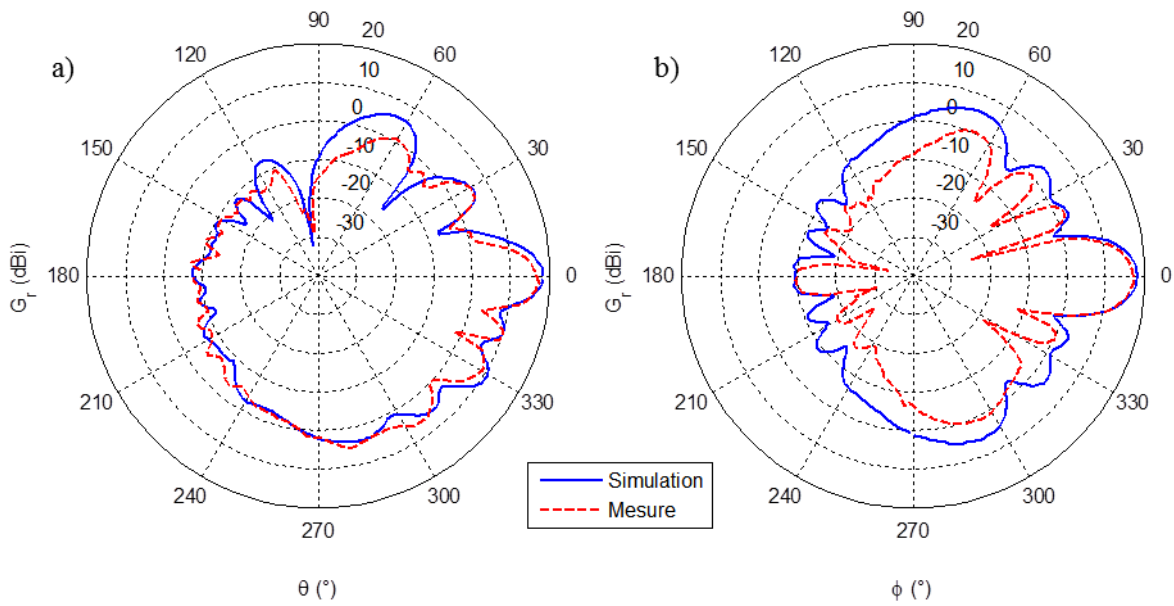


Figure 6.31. Diagramme de rayonnement du gain réalisé de l'antenne à 16 patches. a) Plan E. b) Plan H.

De très bons accords entre simulation et mesure sont obtenus. Les deux antennes présentent des ouvertures angulaires à -3 dB (OAMP) de 16° environ dans le plan E. L'OAMP est de 66° et 14° dans le plan H pour les antennes à 4 patches et 16 patches respectivement.

4.2.4. Résumé des caractéristiques des antennes

Les propriétés des antennes avec $W_t = 200 \mu\text{m}$ sont résumées dans le Tableau 6.3, avec BPGR la bande passante fréquentielle du gain réalisé à -3 dB dans la direction normale à l'antenne.

Tableau 6.3. Propriétés des antennes à 4 et 16 patches pour $W_t = 200 \mu\text{m}$

Paramètre	Simulation	Prototype n°1
Réseau 4 patches série - $W_t = 200 \mu\text{m}$		
G_{rmax}	14,0 dBi	13,5 dBi à 59,81 GHz
G_r à 60 GHz	14,0 dBi	13,5 dBi
BPGR	4,6 GHz	3,7 GHz
OAMP (Plan E/H)	17° / 66°	16° / 66°
Réseau 16 patches - $W_t = 200 \mu\text{m}$		
G_{rmax}	18,4 dBi	17,4 dBi à 59,58 GHz
G_r à 60 GHz	18,4 dBi	17,2 dBi
BPGR	3,3 GHz	3,1 GHz
OAMP (Plan E/H)	12° / 14°	16° / 14°

Les performances obtenues sont très prometteuses pour les applications MMID car des gains élevés sont obtenus sur une large bande passante. Par exemple, dans le cas de la géolocalisation intérieure basée sur la méthode AoA (Angle of Arrival), plus l'ouverture angulaire des antennes est étroite, plus la précision de la localisation est élevée car les phénomènes de trajets multiples sont réduits [6.14]. L'antenne à 16 patches pourrait donc être utile dans ce cas-là.

Il convient de noter que si la bande passante du $|S_{11}|$ à -10 dB des antennes est très large, le diagramme de rayonnement est dépointé lorsque la fréquence s'écarte de 60 GHz à cause de l'alimentation qui ne fait plus en phase. Le gain maximal est également dégradé. Ainsi, en pratique la bande passante utile de l'antenne est plus étroite : entre 3 GHz et 4 GHz d'après le Tableau 6.3.

5. Etude du circuit de rétro-modulation

Les antennes de tags étant validées à travers leur caractérisation, la fonction de commutation de charge est étudiée à travers cette section. L'objectif est de concevoir un circuit de commutation de charge à ajouter aux antennes afin de former des prototypes de tags MMID. La solution retenue devra être simple, faible coût et n'utiliser que des composants localisés compatibles avec les fréquences de la bande V.

5.1. Circuits de rétro-modulation en MMID

Plusieurs travaux s'appuient sur des diodes Schottky pour réaliser des détecteurs RF [6.3] ou de la modulation de charge [6.15]. Ce type de diode est très apprécié pour sa vitesse de commutation, sa faible tension de jonction (de l'ordre de 0,3 V contre 0,7 V pour les diodes PN). La faible tension de jonction est un excellent atout car plus elle est basse, moins le tag a besoin d'énergie (i.e. de tension) pour polariser la diode à l'état passant.

Un prototype de tag MMID passif assisté par batterie est présenté dans [6.15]. Les auteurs démontrent une communication à 30 cm avec une modulation de charge à 10 MHz et un Rapport Signal à Bruit (RSB) supérieur à -20 dB avec un lecteur utilisant une antenne d'émission/réception de 24 dBi de gain (la puissance d'émission n'est pas précisée dans l'article). Le principe de fonctionnement du tag et une photo d'illustration sont présentés à la Figure 6.32.

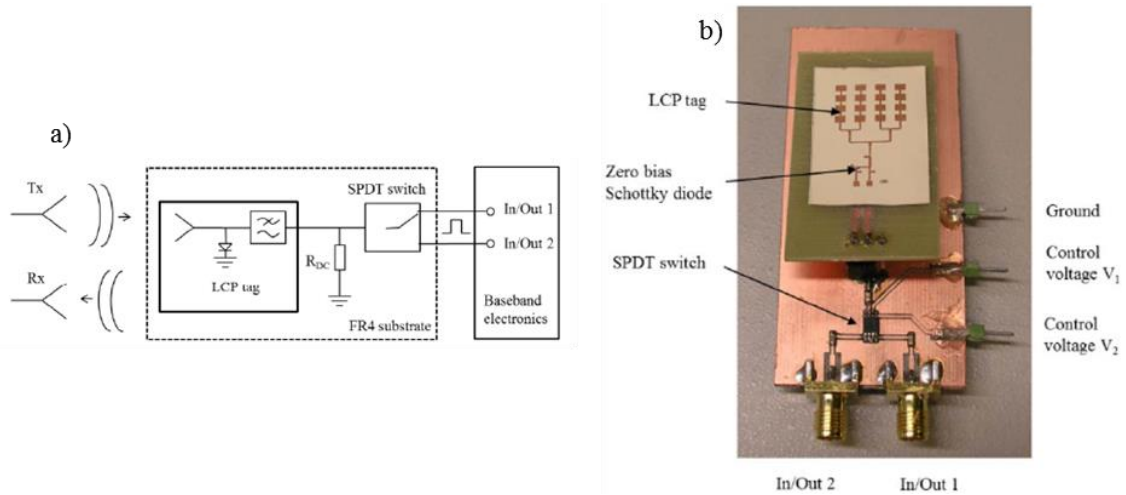


Figure 6.32. Prototype de tag MMID passif assisté par batterie [6.15]. a) Schéma bloc fonctionnel du tag. b) Photo du prototype.

Le tag est formé du réseau de 16 patches réalisé sur substrat LCP présenté à la Figure 6.1-a), d'un circuit d'adaptation, d'une diode Schottky à tension de polarisation nulle et d'un filtre passe-bas. Le circuit sur LCP est relié à un circuit sur FR4 où sont implémentées les fonctions électroniques en bande de base : le port de réception pour récupérer la requête du lecteur et le port commandant la rétro-modulation.

Lorsque le tag est en réception, la diode permet de démoduler la requête du lecteur qui est modulée en amplitude. Lorsque le tag répond au lecteur, la rétro-modulation est réalisée en commutant la diode entre l'état passant et l'état bloqué, faisant varier le coefficient de réflexion aux bornes de l'antenne du tag. Ce dispositif présentant de très bonnes performances, cette technique est retenue pour créer la fonction de commutation de charge des tags développés dans ce chapitre. Une attention particulière sur le choix de la diode et des techniques d'adaptation d'impédance devra toutefois être portée afin de limiter les pertes dans le circuit.

5.2. Conception du circuit de commutation

La diode Schottky Aeroflex/Metelics MZBD-9161 [6.16], fabriquée en technologie GaAs, est choisie pour sa compatibilité jusqu'à 110 GHz et pour sa résistance de jonction de 50Ω qui permet de facilement adapter la diode à l'antenne du tag. Durant cette section, les simulations électriques sont réalisées avec Ansoft Designer et les simulations électromagnétiques sont réalisées sous CST.

5.2.1. Etude préliminaire

L'objectif est de concevoir par simulation le circuit de commutation basé sur le modèle électrique Spice de la diode fourni dans la datasheet du constructeur. Deux fonctions sont donc à implémenter : l'adaptation de la diode à l'antenne et le circuit de polarisation de la diode qui doit être isolé de la partie RF. Dans le modèle électrique de la diode, la capacité de jonction parallèle est $C = 3,5 \cdot 10^{-14} F$ et la résistance de jonction est $R = 50 \Omega$. La partie imaginaire de l'impédance équivalente (R/C) est alors

égale à $j0,01 \Omega$. L'impédance de la diode est estimée à 50Ω . Pour confirmer cette approximation, le coefficient de réflexion de la diode en entrée d'un port 50Ω est réalisée. Le schéma du circuit est donné à la Figure 6.33. Dans un premier temps, des inductances idéales de 9 nH assurent l'isolation entre le port RF et le port DC pour permettre de polariser la diode à l'état passant.

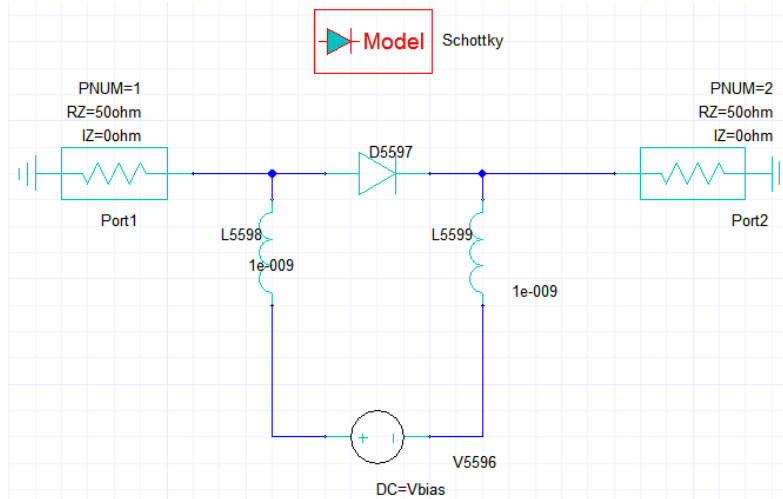


Figure 6.33. Schéma électrique de la diode polarisée par un générateur de tension continue V_{bias} .

La tension de polarisation V_{bias} est fixée à 5 V , très supérieure à la tension de jonction de $0,26 \text{ V}$. Le coefficient de réflexion obtenu à 60 GHz est de $-9,5 \text{ dB}$ et le coefficient de transmission entre les deux ports est de $-3,5 \text{ dB}$. En théorie, la transmission devrait être de -3 dB . Cette courte étude permet de valider que la diode n'a pas besoin de circuit d'adaptation en entrée pour être connectée à l'antenne qui possède un port 50Ω .

5.2.2. Conception par modélisation électrique

5.2.2.1. Modèle simplifié

Un premier circuit est réalisé avec uniquement des tronçons de lignes sans perte, dont les paramètres utilisés sont la longueur électrique et l'impédance caractéristique. Afin d'éviter l'utilisation de vias, coûteux et ramenant une inductance parasite sur le circuit, seuls des stubs ouverts peuvent être utilisés. L'utilisation de stubs ne permet pas d'obtenir un comportement large bande mais ce critère n'est pas essentiel car le tag MMID ne fonctionne qu'à fréquence porteuse fixe (ici 60 GHz). La diode est connectée à la masse par sa cathode afin d'agir comme une impédance adaptée pour le port source. La rétro-modulation se fait donc entre une charge adaptée (diode passante) et un circuit ouvert (diode bloquée). Le schéma est présenté à la Figure 6.34. Par la suite, le port 1 dénote le port d'entrée auquel la diode est connectée.

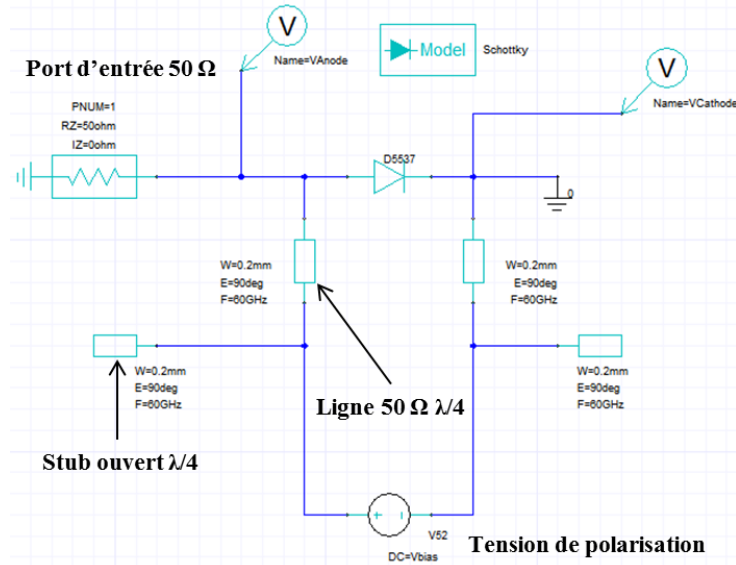


Figure 6.34. Schéma électrique du circuit de commutation.

L'isolation entre le circuit DC et le circuit RF est réalisée à partir d'un stub ouvert de longueur électrique $\lambda/4$ à 60 GHz ramenant un court-circuit RF aux bornes du générateur de tension. Le tronçon de ligne utilisé pour connecter les anodes et cathodes de la diode au générateur sont de longueur $\lambda/4$ à 60 GHz afin de ramener ce court-circuit en circuit ouvert aux bornes de la diode. Ainsi, l'onde RF ne voit pas la partie DC.

La simulation est réalisée pour différentes tensions de polarisation V_{bias} afin d'étudier la variation d'adaptation d'impédance de la diode. Les résultats de la simulation sont présentés à la Figure 6.35.

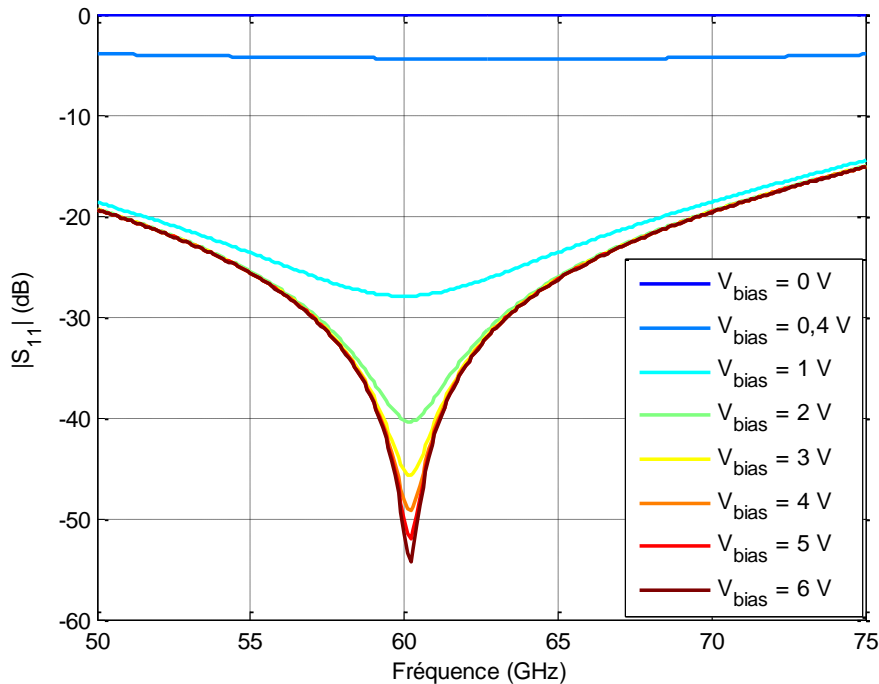


Figure 6.35. Coefficient de réflexion en entrée de la diode en fonction de la tension de polarisation.

Comme attendu en théorie, la diode devient passante une fois que la tension de polarisation de la diode dépasse la tension de jonction. En augmentant considérablement la tension de polarisation, le canal créé dans la jonction de la diode devient complètement passant ce qui se traduit par une adaptation quasi-parfaite de la diode. L'isolation entre le circuit RF et le circuit de polarisation est également simulée avec le circuit présenté à la Figure 6.36. Le générateur de tension et la diode sont remplacés par un port d'impédance 50Ω , respectivement le port 2 et 3.

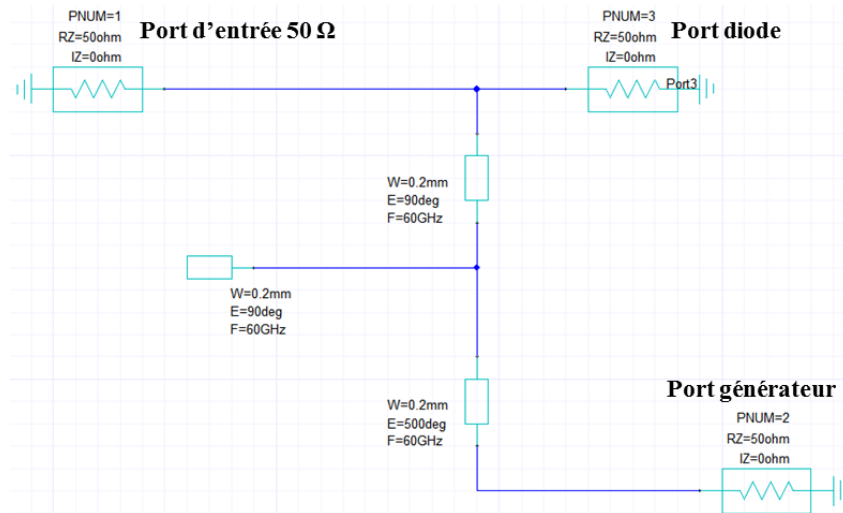


Figure 6.36. Schéma électrique du circuit permettant de caractériser l'isolation entre la RF et le DC.

Les paramètres S sont alors simulés et présentés à la Figure 6.37.

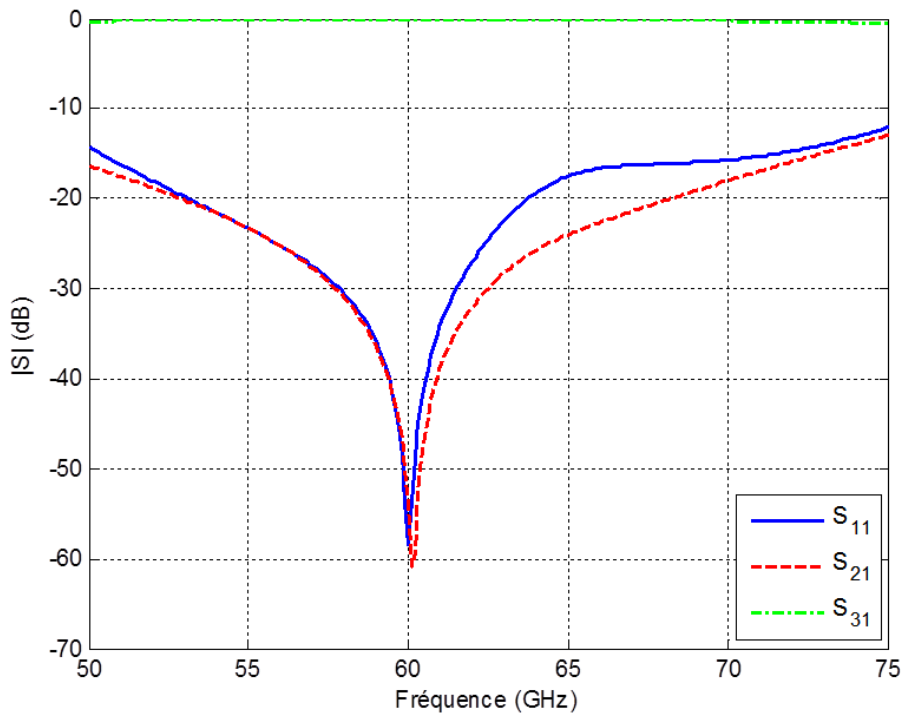


Figure 6.37. Paramètres S simulés.

L'isolation est validée avec un transfert de puissance de -54,3 dB à 60 GHz tandis que l'adaptation d'impédance en entrée de la diode est conservée. Le coefficient de transmission entre le port source et le port représentant la diode est de 0 dB à 60 GHz et supérieur à -0,5 dB dans toute la bande V. L'ensemble du circuit est donc validé.

5.2.2.2. Modèle complet

Le circuit électrique idéal est maintenant transformé en incluant les dimensions physiques des portions de ligne de transmission. La masse reliée à la cathode est réalisée virtuellement au moyen d'un stub radial ouvert de longueur physique $3\lambda/4$. Ce type de stub présente l'avantage d'offrir une grande surface de couplage avec le plan de masse, permettant de réaliser un court-circuit RF plus efficace qu'avec un stub droit. Le nouveau schéma électrique et les dimensions physiques des lignes sont présentés à la Figure 6.38, où W est la largeur de piste et P la longueur de la ligne.

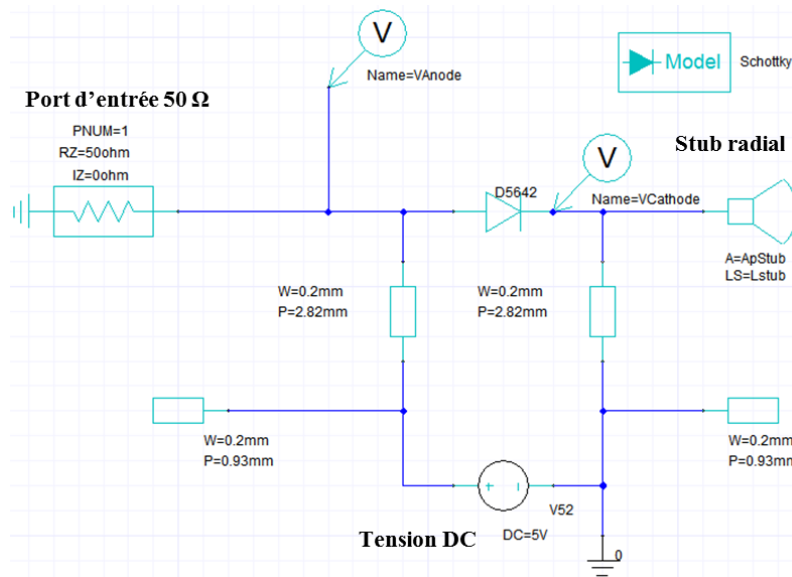


Figure 6.38. Schéma électrique du circuit de commutation avec longueur physique et stub radial.

En pratique, le circuit DC n'a pas besoin d'être adapté à 50 Ω. La largeur de piste est fixée à 0,2 mm de sorte à naturellement présenter une désadaptation du circuit de polarisation aux bornes de la diode. Les paramètres du stub sont l'ouverture angulaire Ap_{stub} et sa longueur L_{stub} . Ils sont optimisés de manière à obtenir un comportement équivalent à un court-circuit au niveau de la cathode : $Ap_{stub} = 90^\circ$ et $L_{stub} = 2,4 \text{ mm}$. La tension de polarisation est fixée à 5 V de manière à assurer un comportement passant de la diode. Le coefficient de réflexion en entrée du circuit est présenté à la Figure 6.39.

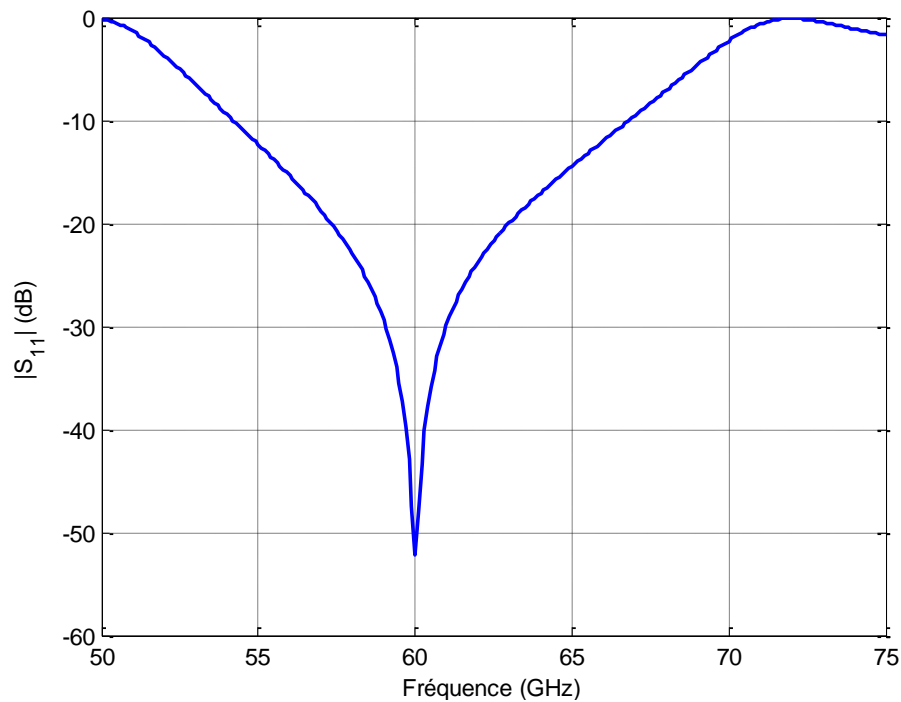


Figure 6.39. Coefficient de réflexion à l'entrée du circuit de commutation quand la diode est passante.

Une très bonne adaptation de -52 dB est obtenue à 60 GHz. Il convient de noter également que la bande passante du $|S_{11}|$ à -10 dB permet de couvrir la bande 57-66 GHz.

5.2.3. Validation par simulation électromagnétique de la conception

A partir des dimensions physiques obtenues précédemment, le circuit de commutation est optimisé par simulation électromagnétique. En effet, ce type de simulation est plus précis car il est directement basé sur la propagation de l'onde électromagnétique alors que la simulation électrique se base sur des modèles analytiques. Des tronçons de lignes sont ajoutés après les stubs d'isolation pour permettre à terme d'y souder un connecteur pour relier le générateur de tension DC. Le modèle simulé est présenté à la Figure 6.40.

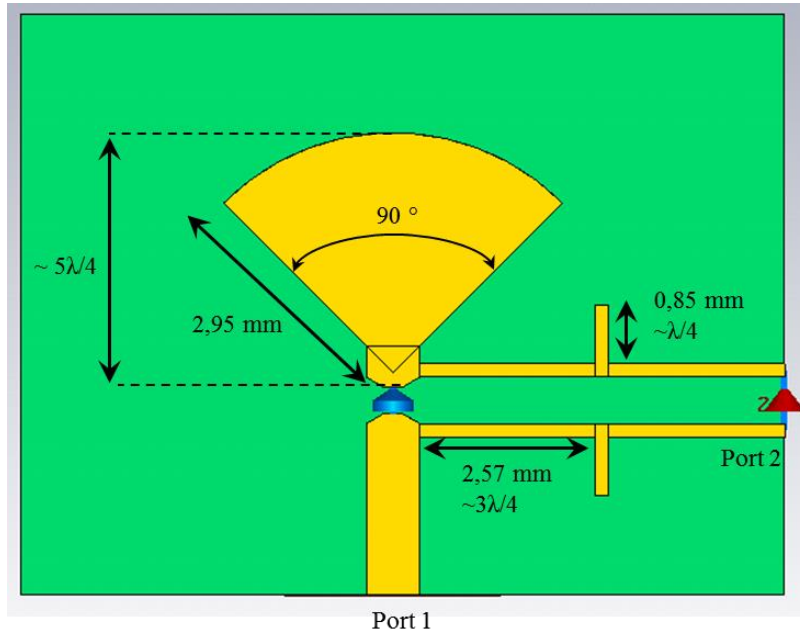


Figure 6.40. Modèle de simulation électromagnétique du circuit de commutation.

La diode est représentée par un élément localisé d'impédance 50Ω . Le port 1 est le port RF source. Le port 2 est un port 50Ω localisé représentant le générateur. Les dimensions sont optimisées pour adapter l'impédance d'entrée du port 1 et de maximiser l'isolation entre les ports 1 et 2. Les résultats après optimisation sont présentés à la Figure 6.41.

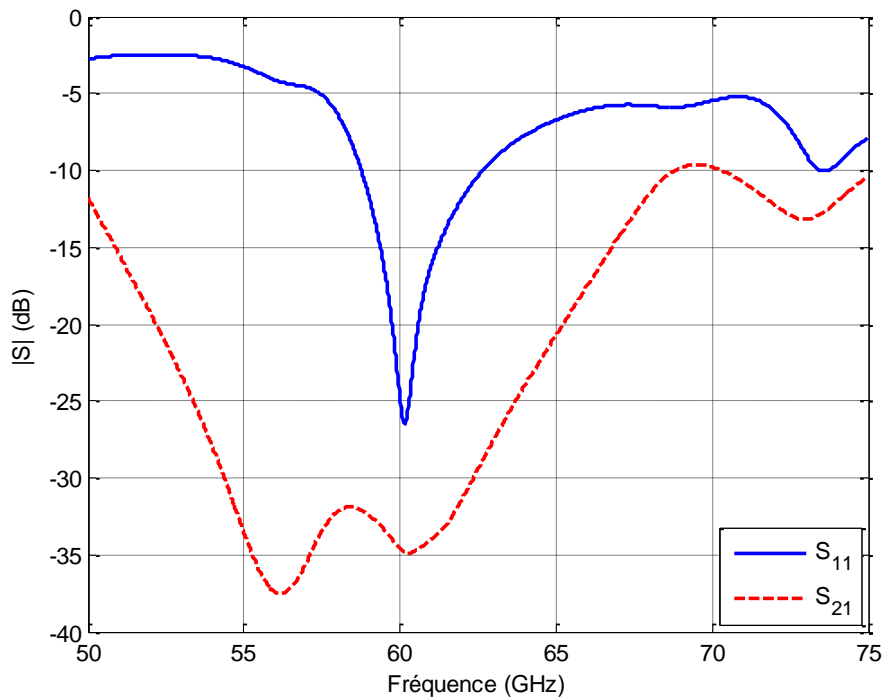


Figure 6.41. Paramètres S simulés sous CST du circuit de commutation.

Une adaptation d'impédance de $-24,8$ dB et une isolation de $-34,6$ dB sont obtenues à 60 GHz, validant le circuit.

6. Etude expérimentale des prototypes de tags MMID passifs

L'objectif de cette section est d'étudier la communication par rétro-modulation de prototypes de tags MMID réalisés à partir du circuit de commutation et des antennes présentés précédemment.

6.1. Prototypes de tag MMID passifs fabriqués

Tout d'abord, des pistes pour souder un connecteur SMA sont rajoutées au circuit de commutation de la Figure 6.40 afin de pouvoir connecter un générateur de tension pour polariser la diode.

Des prototypes de tag sont fabriqués en connectant sur un même circuit l'antenne et le circuit de commutation. Un prototype est fabriqué pour chaque largeur $W_t = 100 \mu m$ et $W_t = 200 \mu m$. Le tag à base de 4 patchs en série est dénoté « Tag 1 » et celui à base de 16 patchs est dénoté « Tag 2 ». Les prototypes de tag sont présentés à la Figure 6.42 avec leurs modèles de simulation respectifs et leurs dimensions finales. Le Tag 1 mesure $26,6 \text{ mm} \times 17,4 \text{ mm}$. Le tag 2 mesure $32,5 \text{ mm} \times 26,8 \text{ mm}$.

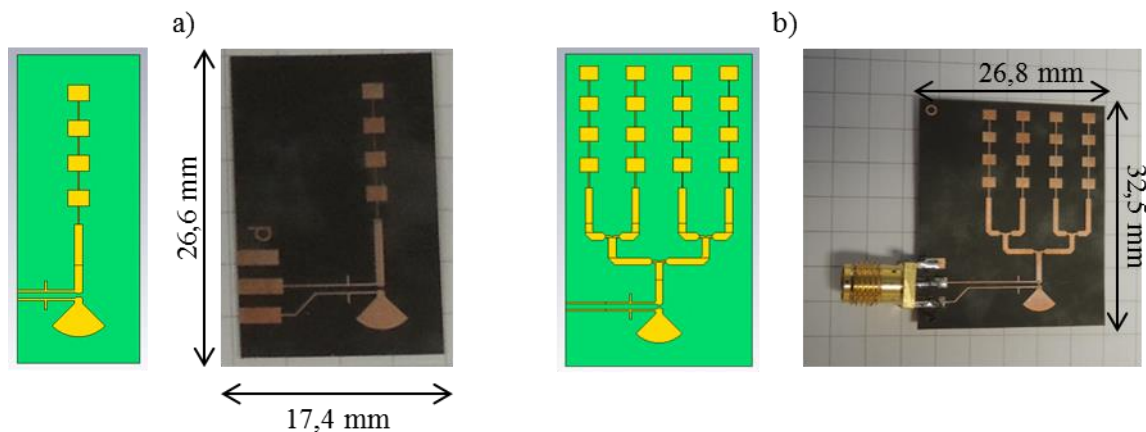


Figure 6.42. Modèles de simulation et prototypes de tag MMID passifs fabriqués, incluant le circuit de commutation de charge. a) Réseau de 4 patchs. b) Réseau de 16 patchs.

L'intégration de la diode au PCB est délicate. En effet, le packaging de la diode est basé sur du plomb (technologie « beam lead »), la diode ne peut donc pas être soudée au fer à souder et à l'étain. De plus, les dimensions physiques de la diode (incluant les pads de connexion) sont de $0,76 \text{ mm} \times 0,28 \text{ mm}$, ce qui rend le positionnement difficile.

L'intégration a finalement été réalisée au CIME Nanotech à Grenoble. La diode est déposée à l'aide d'une binoculaire et fixée à la piste au moyen de laque d'argent déposée sous forme de gouttelettes. Une fois la laque sèche, la diode est testée puis collée au substrat avec de la colle forte.

6.2. Mesure de la rétro-modulation des tags

6.2.1. Configuration

L'objectif est d'analyser les propriétés (temps de montée/descente, ΔP , etc.) de la liaison montante entre les prototypes de tags MMID passifs et la station de base. Aucun émetteur/récepteur à 60 GHz étant disponible au laboratoire, le VNA est utilisé en tant que « lecteur MMID ». La configuration de lecture retenue est mono-statique, avec pour antenne d'émission/réception un cornet de référence. Le VNA émet une onde en continu à une seule fréquence. Pour pouvoir visualiser la réponse du tag, qui est une modulation d'amplitude, le coefficient de réflexion est mesuré dans le temps. Néanmoins, la mesure temporelle étant lente, elle ne permettra pas de caractériser la transmission pour des hautes fréquences de rétro-modulation.

La bande de base du tag est réalisée en connectant un Générateur de signal en Basses Fréquences (GBF) au tag considéré. Le GBF, configuré avec un signal carré périodique de rapport cyclique 0,5 et d'amplitude 0 V – 5 V, commande la diode. La diode est donc tantôt bloquée (0 V), tantôt passante (5 V), réalisant la rétro-modulation du tag. Un schéma du principe est donné à la Figure 6.43.

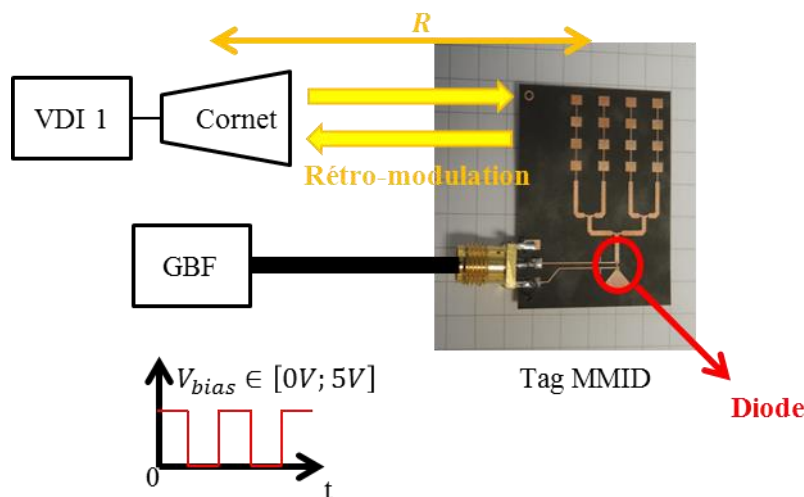


Figure 6.43. Schéma de la mesure de la rétro-modulation des tags MMID passifs.

6.2.2. Rétro-modulation du Tag 1

Dans un premier temps, la fréquence du signal du GBF est fixée à 1 Hz afin de pouvoir visualiser la commutation sur le VNA. Les antennes sont séparées par une distance de 20 cm pour assurer un niveau de puissance retourné au VNA suffisamment élevé pour être détecté. Le Tag 1 utilisé pour cette caractérisation est celui avec $W_t = 200 \mu m$.

Plusieurs fréquences d'émission f_0 du VNA sont testées dans la bande 57-66 GHz, avec un pas de 500 MHz, afin de trouver la fréquence à laquelle la réponse du tag est la plus forte, i.e. lorsque le

niveau de signal moyen est le plus élevé. Les coefficients de réflexion pour $f_0 = 60 \text{ GHz}$ et $f_0 = 58 \text{ GHz}$ sont tracés à la Figure 6.44 et correspondent respectivement au niveau de signal moyen le plus haut et le plus bas. L'état haut correspond à la diode passante (charge adaptée) et l'état bas à la diode bloquée (circuit ouvert). En effet, la SER du tag est minimale lorsque la charge est en circuit ouvert.

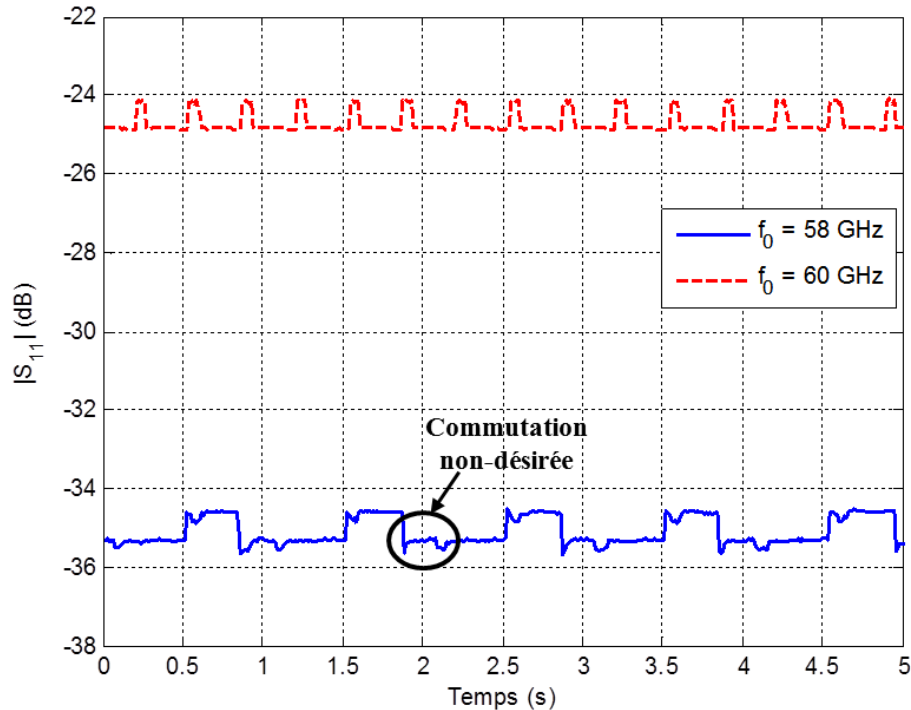


Figure 6.44. Coefficient de réflexion mesuré dans le temps pour différentes fréquences d'émission.

Le circuit d'adaptation dépend beaucoup de la fréquence d'utilisation, ce qui explique que les résultats en termes d'amplitude et de forme de signal soient différents pour ces deux fréquences. Il apparaît que le niveau de signal moyen du tag est le plus élevé autour de 60 GHz, correspondant à la fréquence de résonance du tag. Ces résultats confirment bien d'une part que le Tag 1 présente une meilleure réflexion à 60 GHz grâce à la conception de l'antenne et du circuit de commutation. Néanmoins, dans les deux cas le signal carré de fréquence 1 Hz et de rapport cyclique 0,5 n'est pas retrouvé. A 58 GHz, le temps « haut » est plus court à cause d'une commutation non désirée de la diode. A 60 GHz, le temps « haut » ne reste que quelques millisecondes. Malgré un très bon niveau de commutation (environ 1 dB de variation de puissance ΔP), ces résultats ne sont pas assez satisfaisants. Ils valident cependant le principe de rétro-modulation à 60 GHz.

Toujours dans l'objectif d'étudier la rétro-modulation du tag, la fréquence de la modulation a été augmentée à 3 Hz tout en conservant une fréquence d'émission de 60 GHz. Le résultat obtenu est comparé à la Figure 6.45 avec deux autres fréquences d'émission correspondant à des maximums de ΔP lorsqu'une modulation de 1 Hz est utilisée.

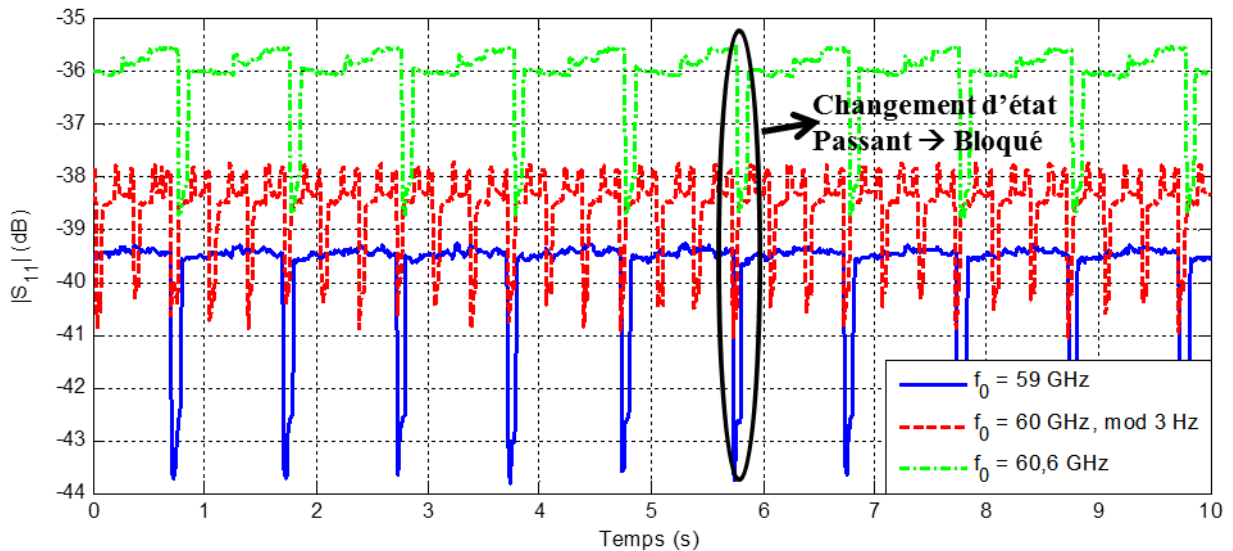


Figure 6.45. Coefficient de réflexion durant la mesure de la commutation de charge du Tag 1 à 22 cm avec une modulation à 1 Hz et 3 Hz et un rapport cyclique de 50 %.

Il convient de noter que le tag a été repositionné à 22 cm pour des raisons pratiques, d'où les niveaux d'amplitude plus faibles. La rétro-modulation à 3 Hz mesurée pour une fréquence d'émission de 60 GHz présente un ΔP de près de 3 dB. Il y a bien trois périodes de signal par seconde mais il est impossible de distinguer l'état haut de l'état bas. De plus lors du changement d'état de la diode de passant à bloqué, une variation abrupte de la puissance rétrodiffusée apparaît. Il en est de même pour les autres fréquences d'émission où le modulant est cadencé à 1 Hz. Une amplitude crête ΔP de cet « over-shoot » de 4 dB est par exemple obtenue à 59 GHz. Ces résultats confirment qu'une étude du circuit de commutation seul doit être menée pour comprendre pourquoi l'intégrité du signal n'est pas conservée.

Deux hypothèses ont été émises sur la provenance de cette perte d'intégrité. Une mauvaise connexion de la diode sur le circuit via la laque d'argent est une piste sérieusement envisagée. Des réflexions parasites peuvent apparaître et causer des discontinuités dans la commutation. L'autre source d'erreur possible serait un phénomène d'auto-polarisation de la diode, comme évoqué dans [6.15]. En effet, aucune résistance de polarisation n'a été placée au niveau du circuit de polarisation de la diode alors qu'une tension élevée est utilisée. Cette auto-polarisation entraînerait notamment les commutations indésirées de la diode. Le circuit de commutation doit être amélioré par la suite car si l'intégrité du signal n'est pas conservée, les amplitudes crêtes sont prometteuses pour obtenir un fort niveau de ΔP . Par ailleurs, la commutation se fait entre le circuit ouvert et la charge adaptée. Une optimisation des charges de commutation pourrait également permettre d'augmenter le ΔP .

6.2.3. *Rétro-modulation du Tag 2*

Les mêmes expérimentations sont réalisées avec le Tag 2. Le tag est placé à 22 cm de l'antenne d'émission/réception. Dans un premier temps la fréquence de la modulation est fixée à 1 Hz et la fréquence d'émission du VNA est variée. Les résultats sont présentés à la Figure 6.46.

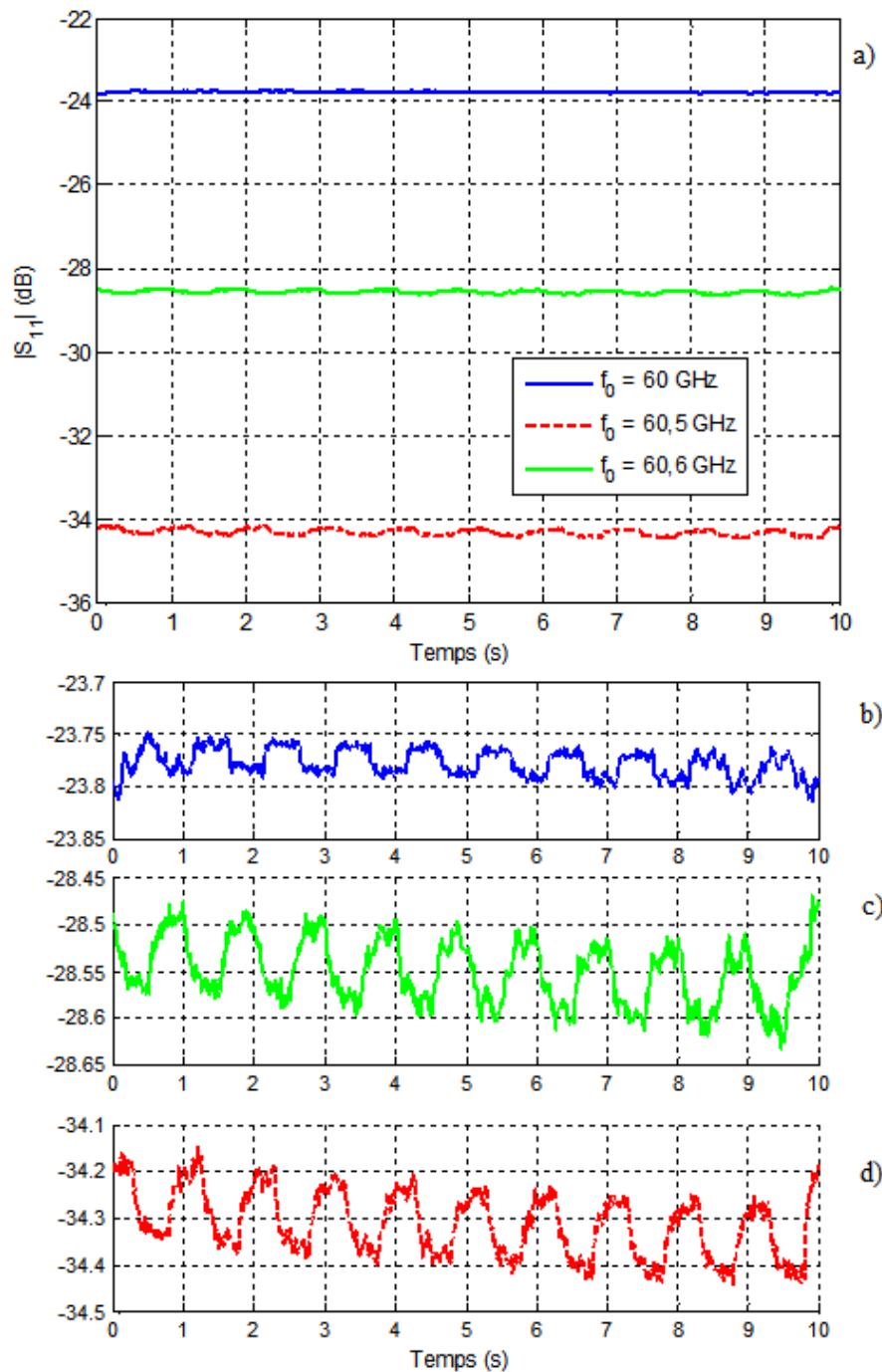


Figure 6.46. Coefficient de réflexion temporel lors de la mesure de la rétro-modulation du Tag 2 à 22 cm avec une fréquence de 1 Hz. a) Résultats à trois fréquences d'interrogation. b) Zoom à 60 GHz. c) Zoom à 60,6 GHz. d) Zoom à 60,5 GHz.

Les résultats avec ce tag sont meilleurs. Ces résultats indiquent que les problèmes de commutation rencontrés avec le Tag 1 n'apparaissent pas avec le Tag 2. Or, seule la connexion de la diode sur le PCB et la topologie de l'antenne diffèrent entre les deux tags. L'hypothèse que la connexion de la diode soit la cause des problèmes rencontrés avec le Tag 1 semble se confirmer.

Par ailleurs, un effet capacitif est constaté lors de la montée et de la descente du signal. Ces temps de commutation sont dus au temps de charge et de décharge du canal créé dans la jonction de la diode. Une limitation du ΔP à 0,2 dB dans le meilleur cas est observée. Ce résultat est expliqué par un mode d'antenne plus faible que pour le Tag 1. En effet, le diviseur de puissance présente des pertes de 3 dB environ. L'onde réfléchie aux bornes de la diode est donc atténuée à la réception (de l'antenne vers la diode) et à la réémission (de la diode vers l'antenne) de 3 dB, soit 6 dB d'atténuation.

Une démodulation du signal du tag est également étudiée pour différentes fréquences de modulation, l'objectif étant de voir si l'effet capacitif et le bruit électronique n'empêche pas de décoder le signal sans faute. La Figure 6.47 présente le signal modulé $|\Delta S_{11}|$ tracé en fonction du temps. Une fréquence d'interrogation fixe de 59,93 GHz est choisie car elle correspond au maximum de ΔP constaté. La fréquence de modulation varie entre 1 Hz et 4 Hz. Les courbes sont centrées autour de leur valeur moyenne qui est la même pour les 4 modulations. Chaque courbe est décalée de 0,1 dB par rapport à la précédente pour permettre une comparaison sur le même graphique.

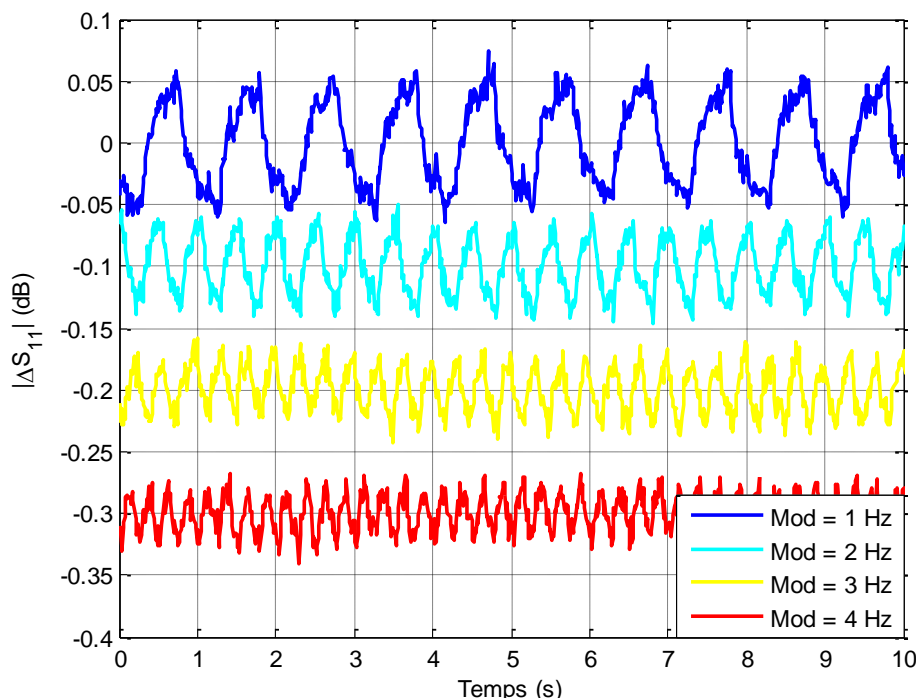


Figure 6.47. Variation de la puissance reçue en fonction du temps pour différentes fréquences de modulation.

Une démodulation numérique basée sur un seuil de détection égale à la moyenne temporelle du signal est utilisée et permet d'obtenir les courbes présentées à la Figure 6.48. L'axe des ordonnées est

sans unité car le signal démodulé ne tient pas compte du niveau de signal reçu, il s’agit simplement de l’image du signal reçu, avec une amplitude crête à crête de 1.

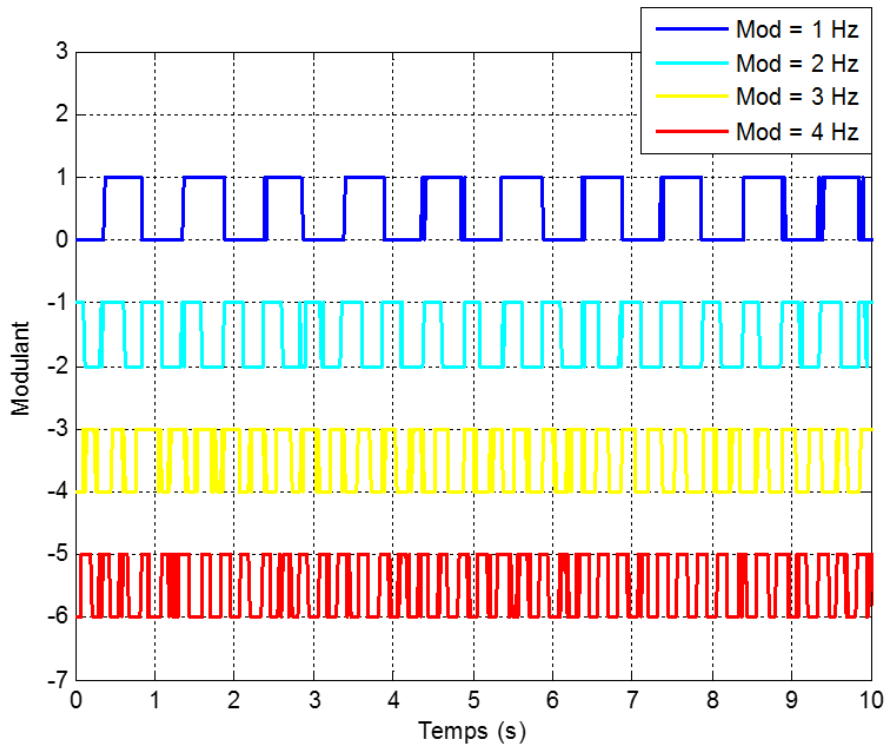


Figure 6.48. Signaux démodulés numériquement.

Seules quelques erreurs de bit sont obtenues avec la montée en fréquence du modulant. Ces résultats sont encourageants car ils permettent de valider la phase de conception des tags. Cependant, il s’avère indispensable d’améliorer d’une part le circuit de commutation en incluant une résistance série dans le circuit de polarisation de la diode et d’autre part d’améliorer la connexion entre la diode et la piste de cuivre. En termes de portée de lecture, en supposant que le même système de lecture puisse émettre à 40 dBm EIRP contre 26 dBm EIRP actuellement, la portée de lecture du tag est estimée à 60 cm environ.

Il convient de noter que des fréquences de rétro-modulation plus élevées ont été testées mais la dynamique temporelle de mesure du VNA ne permet pas d’observer ces variations. Un dispositif de mesure plus rapide s’avère nécessaire pour tester le circuit de commutation à plus hautes fréquences.

7. Conclusion et perspectives

Ce chapitre a présenté une étude de conception de tags MMID passifs planaires allant de la conception des réseaux d’antennes jusqu’à la caractérisation expérimentale de la rétro-modulation du tag.

Tout d'abord, la conception de deux prototypes de réseaux de 4 et 16 patchs a été présentée. Le substrat utilisé, le Roger 5880 qui présente une permittivité relative de 2,2, a permis de fabriquer des antennes à faibles pertes en bande V grâce à sa faible tangente de perte de 0,0009 mesurée à 1 GHz. Les deux antennes ont été caractérisées et présentent une très bonne adaptation d'impédance et une bande passante couvrant au moins la moitié de la bande 57-66 GHz. Le réseau de 4 patchs alimentés en série permet d'obtenir un gain réalisé mesuré de 13,5 dBi à 60 GHz avec une efficacité de rayonnement simulée de 95 %. Le réseau de 4 × 4 patchs présente un gain réalisé de 17,2 dBi à 60 GHz avec une efficacité de rayonnement simulé de 95 % environ.

Par la suite, un circuit de commutation de charge, basé sur une diode Schottky commutant entre l'état bloqué et l'état passant, a été conçu. Le circuit de polarisation de la diode est isolé du circuit RF aux moyens de stubs. L'isolation a été simulée à -35 dB environ autour de 60 GHz. L'adaptation de la diode est simulée à -24,8 dB à 60 GHz.

Basés sur les réseaux d'antennes et ce circuit, deux prototypes de tags MMID passifs ont été fabriqués et testés. La bande de base du tag est assurée par un GBF tandis que le lecteur MMID est émulé par le VNA. Une communication par rétro-modulation à 20 cm a été démontrée en configuration mono-statique. Néanmoins, l'intégrité du signal n'est pas conservée à cause de défauts de fabrication du circuit de commutation. En effet, la technique de fixation de la diode avec de la laque d'argent et le positionnement manuel du composant, de surface inférieure au millimètre carré, entraînent des discontinuités parasites. De plus, si le niveau de rétro-modulation est très prometteur pour le tag à 4 patchs avec jusqu'à 3 dB d'amplitude crête, la rétro-modulation du tag à 16 patchs présente un niveau décevant de 0,2 dB crête. Ce faible niveau est en partie dû au diviseur de puissance 1 vers 4 qui présente 3 dB de pertes en moyenne. Néanmoins, les tags conçus ont permis de valider la communication par rétro-modulation à 60 GHz avec un tag dont toute l'électronique peut être intégrée sur un substrat souple avec une surface maximale de 32,5 mm × 20 mm pour un gain réalisé de 17,2 dBi à 60 GHz. Au final, les atouts de la MMID par rapport à la RFID UHF ont bien été vérifiés tout en conservant un aspect faible coût : la large bande passante, la miniaturisation des antennes et leurs fortes directivités.

En perspective, une carte de caractérisation du circuit de commutation permettra de tester le circuit indépendamment de l'antenne afin d'identifier les possibles erreurs de conception ou de fabrication. Par ailleurs, la réception du VNA est limitée sur la fréquence de la rétro-modulation. Un dispositif de mesure plus rapide permettrait de tester la communication à plus haute fréquence, le haut débit étant un des atouts avancés pour la MMID. Ces travaux servent donc de base sur lesquelles les prochaines réalisations pourront s'appuyer.

8. Références

- [6.1] P. Pursula, F. Donzelli, « Transponders for Millimeter Wave Identification », in IEEE-APS Topical Conf. Antennas Propag., pp. 1221-1224, Sep. 2011.
- [6.2] H. I. Cantu, D. R. S. Cumming, T. D. Drysdale, « Active V-band modulated backscatter tag », *Microw. Optical Technol. Lett.*, vol. 53, no. 7, pp. 1613-1615, Jul. 2011.
- [6.3] J.-C. S. Chieh, A.-V. Pham, G. Kannell, A. Pidwerbetsky, « A W-Band 8 x 8 Series Fed Patch Array Detector on Liquid Crystal Polymer », in IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp. (APSURSI), pp. 1-2, Jul. 2012.
- [6.4] C. A. Balanis, « Microstrip Antennas », in « Antenna theory – Analysis and Design », 3rd ed., John Wiley & Sons, pp.816-843, 2005.
- [6.5] S. Landis, « Technologies de base en lithographie », 1st ed., Hermes Sci. Publications, Mar. 2010.
- [6.6] D. M. Pozar, « Microstrip Antennas », *Proc. IEEE*, vol. 80, no. 1, Jan. 1992.
- [6.7] <http://www.rogerscorp.com/acs/products/32/RT-duroid-5880-Laminates.aspx>
- [6.8] D. M. Pozar, « Rigorous Closed-Form Expressions For The Surface Wave Loss Of Printed Antennas », *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 13, pp. 954-956, Jun. 1990.
- [6.9] M. Kirschning, R.H. Jansen, « Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies », *Electron. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp 272-273, Mar. 1982.
- [6.10] D. M. Pozar, « Chapter 2 – Transmission line theory », in « Microwave Engineering », 4th ed., John Wiley & Sons, pp. 48-94, Dec. 2011.
- [6.11] <http://mpd.southwestmicrowave.com/products/family.php?family=71>
- [6.12] T. Yuan, J.-Y. Li, L.-W. Li, L. Zhang, M. S. Leong, « A Novel Series-fed Taper Antenna Array Design and Analysis », in Asia-Pacific Microw. Conf. Proc., pp. 1-3, Dec. 2005.
- [6.13] D. M. Pozar, « Chapter 7 – Power Dividers and Directional Couplers », in « Microwave Engineering », 4th ed., John Wiley & Sons, pp. 48-94, Dec. 2011.
- [6.14] S. Azzouzi, M. Cremer, U. Dettmar, T. Knie, R. Kronberger, « Improved AoA Based Localization of UHF RFID Tags using Spatial Diversity », in IEEE Int. Conf. RFID-Techn. Applications (RFID-TA), pp. 174-180, Sep. 2011.
- [6.15] T. Kiuru, P. Pursula, J. Rajamäki, T. Vähä-Heikkilä, « 60-GHz Semipassive MMID Transponder for Backscattering Communications », in IEEE Int. Microw. Symp. Digest (IMS), pp. 1-3, Jun. 2013.
- [6.16] <http://ams.aeroflex.com/metelics/micro-metelics-prods-GaAs-Beamlead-ZB.cf>

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Ce sujet de thèse s'inscrit dans un contexte actuel, tourné vers la montée en fréquence dans les systèmes de communication sans fil. Les progrès importants en micro-électronique, notamment en termes de précision de gravure, de densité des circuits à transistors MOS, et de pertes dans les circuits, ont notamment été un élément moteur pour permettre le développement de nouvelles technologies en bande millimétrique. Le concept de MMID est assez récent et beaucoup de travail tant en recherche qu'en développement reste encore à accomplir avant de voir apparaître sur le marché les premiers systèmes MMID opérationnels.

Les travaux présentés à travers ce manuscrit ont apporté des contributions originales et nouvelles et pourront constituer des bases pour les travaux à venir. L'aspect caractérisation en bande millimétrique a notamment été étudié à travers des méthodologies de mesure rigoureuses. Une méthode de co-conception puce/antenne a été proposée théoriquement et vise à permettre de réaliser des tags MMID aux portées de lectures maximisées. La MMID a également été proposée comme solution complémentaire à la RFID UHF pour la traçabilité des objets métalliques à partir de l'exploitation de structure 3D de type cavité résonante. Diverses conceptions d'antennes, à base de cavité résonante, de guide d'onde ou encore de circuit imprimé ont été présentées et validées par la caractérisation des prototypes réalisés. A partir de ces antennes, diverses approches ont été proposées pour la MMID. Des fonctions de capteur d'humidité et de pression ont été étudiées et les résultats obtenus sont prometteurs pour envisager un déploiement de réseaux de capteurs passifs MMID. La rétro-modulation, propriété particulière de la RFID/MMID passive, a été étudiée à travers divers circuits de commutation de charge reliés aux antennes fabriquées durant la thèse. Des communications MMID de quelques dizaines de centimètres ont été obtenues. A travers ces études théoriques et expérimentales tenant compte de la réglementation en vigueur en Europe, il a été démontré que la MMID pouvait apporter de nombreuses évolutions à la RFID UHF. Les résultats obtenus permettent par exemple d'envisager divers scénarios MMID : applications type transfert de données sécurisé et à haut débit en utilisant des antennes à faible gain, ou applications de localisation intérieure ou de réseaux de capteurs avec des antennes à fort gain.

Le chapitre 1 a présenté un état de l'art général de la RFID et de la MMID. Les concepts fondamentaux de la RFID passives ont été rappelés : la télé-alimentation du tag et sa rétro-modulation. Après avoir énoncé les propriétés des communications sans fil en bande V et notamment les réglementations en vigueur, le potentiel applicatif de la MMID a été présenté ainsi que les perspectives de recherche de la thèse. Les principaux verrous de la MMID, à savoir la portée de lecture et le débit, ont notamment été mis en avant.

Le chapitre 2 a présenté les différents moyens de caractérisation d'antennes et particulièrement le banc de mesure en bande V conçu et les méthodes de mesures développés. Les méthodes de mesure de gain ont été validées à travers la caractérisation d'antennes cornets de référence choisies pour leur fort gain. Une méthodologie de mesure de la SER en MMID a été développée à partir des méthodes standards en UHF. Ces méthodes nécessitent en bande millimétrique des précautions particulières afin d'obtenir des mesures fiables et précises. Le fenêtrage temporel, le positionnement de l'antenne sous test et la précision angulaire du plateau tournant sont des paramètres sensibles qui ont été évalués à travers la mesure de la SER d'une antenne cornet et d'une plaque métallique de référence. Les résultats de mesure montrent que le gain et la SER peuvent être mesurés de 57 GHz à 66 GHz avec une précision de l'ordre de 0,4 dB pour le gain et de 1,2 dB pour la SER. Ces précisions sont satisfaisantes pour caractériser les prototypes d'antennes fabriqués au cours de la thèse.

Le chapitre 3 a présenté une étude permettant d'identifier des objets métalliques embarquant une structure de type cavité résonante. L'utilisation d'une étiquette RFID UHF de type boucle (AKTAG), couplée électro-magnétiquement à la cavité à fente réalisée à partir de l'objet métallique à étiqueter, permet d'identifier cet objet facilement et à faible coût. Cette solution permettrait de s'affranchir de tags spécialisés pour l'identification d'objets métalliques à moindre coût et sans connexion physique entre puce et cavité à fente. A partir d'une boîte à biscuits métallique, un cas réel a été considéré : le positionnement de l'AKTAG a été étudié et optimisé, et des portées de lecture comprises entre 5 et 8 mètres ont été obtenues. Ce concept est prometteur pour la MMID dont les fréquences de fonctionnement permettent d'exploiter des cavités résonantes bien plus petites. D'autre part un prototype de capteur de pression à 3,5 GHz, constitué d'une cavité cylindrique à fente dont une des parois est remplacée par une membrane métallique, a été réalisé et caractérisé. Les résultats ont démontré que des déflexions de la membrane de quelques dizaines de micromètres pouvaient être détectées théoriquement jusqu'à 1,4 m. Le concept a pu être étendu à la bande millimétrique où une cavité à fente rectangulaire de très petites dimensions (3,75 mm × 1,88 mm × 3,35 mm) a été étudiée en simulation. Les résultats ont permis d'estimer qu'une variation de la déflexion de la membrane de 1 µm pourrait être détectée avec une portée théorique de détection de 20 cm. Des antennes de tags MMID basées sur des structures de type cavité résonantes pourraient donc être envisagées pour réaliser des capteurs MMID passifs identifiables.

Le chapitre 4 s'est attaché d'une part à la conception optimale de tags RFID/MMID et d'autre part à la caractérisation du coefficient de structure d'une antenne. La conception d'un tag passif sans batterie a été considérée théoriquement en proposant une méthode originale dont l'objectif est d'optimiser simultanément les liaisons montante et descendante. La méthode, proposée tout autant pour la conception de tags RFID que MMID, consiste à développer simultanément la puce et l'antenne du tag afin d'en optimiser à la fois les paramètres de réception et de rétro-modulation. La méthode a été illustrée avec un exemple en RFID UHF où la portée d'un tag a été améliorée de 14% environ. Cette approche

de co-conception tend d'ailleurs à se développer dans le domaine des systèmes électroniques avec de plus en plus de méthodes orientées en ce sens, notamment avec les technologies « Antenna on Chip » et « Antenna on Package ». Une méthode permettant de calculer le coefficient de structure d'une antenne quelconque dans une bande de fréquence considérée a également été présentée. La méthode proposée est basée sur la connaissance de la SER totale de l'antenne, obtenue par simulation ou mesure, pour différentes charges connectées à l'antenne. Si l'intérêt de la méthode est d'ordre général, le coefficient de structure ayant une incidence fondamentale sur la SER d'une antenne, elle présente un avantage particulier pour la MMID. La méthode permettrait en effet d'identifier une impédance optimale qui maximiserait la SER totale de l'antenne du tag.

Le chapitre 5 a présenté la conception d'une antenne guide d'onde à réseau de fentes pour tag MMID passif. Un gain réalisé de 10,7 dBi a été mesuré à la fréquence de résonance de 58,7 GHz. A partir des résultats de la caractérisation, des portées de lecture théoriques de l'ordre du mètre sont obtenues grâce aux bonnes performances de l'antenne. La commutation de charge, entièrement contrôlée par un microcontrôleur, a permis de démontrer en temps réel qu'une communication MMID passive était réalisable avec ce type d'antenne. Le tag MMID a par la suite été étudié pour former un capteur de pression basé sur les travaux de Léon Theremine. Une variation de la SER de 33,7 cm² par millimètre de déplacement d'un court-circuit coulissant a été obtenue à 57,8 GHz pour une portée théorique de détection de l'ordre de 3,7 m. Le tag MMID a également été étudié en tant que capteur d'humidité à partir de l'ajout d'un film de Kapton d'épaisseur 25 µm à l'antenne. Une variation moyenne de la fréquence de résonance de 7,2 MHz par pourcentage d'humidité relative a été constatée. Cependant, la mesure présente une forte hystérésis, tant sur le niveau d'adaptation que sur la fréquence de résonance. Une conception de l'antenne intégrant la présence du Kapton permettrait d'augmenter significativement les performances du tag-capteur.

Le chapitre 6 a présenté une étude de conception de tags MMID passifs planaires, basés sur un substrat à faibles pertes, incluant la réalisation de deux réseaux d'antennes et du circuit de commutation. Une antenne à 4 patches alimentés en série, de surface 23,2 mm × 12,7 mm, permet d'obtenir un gain réalisé de 13,5 dBi à 60 GHz avec une efficacité de rayonnement simulée de 95 %. L'autre antenne réalisée est un réseau de 4 × 4 patches, de surface 29,27 mm × 20 mm, qui présente un gain réalisé de 17,2 dBi à 60 GHz avec une efficacité de rayonnement simulé de 95 % environ. Les deux antennes présentent une bande passante couvrant la bande 57-66 GHz. Ces deux antennes ont été utilisées conjointement à un circuit de commutation conçu sur la base d'une diode Schottky commutant entre l'état bloqué et l'état passant. Une communication à 20 cm a été démontrée. Les prototypes ont permis de confirmer les atouts de la MMID par rapport à la RFID UHF : la large bande passante, la miniaturisation des antennes et leurs fortes directivités.

Perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit ouvrent des perspectives pour différents axes de recherche à mener par la suite. Les travaux présentés dans les chapitres 3 et 5 permettent notamment d'envisager une nouvelle génération de tags MMID passifs pouvant inclure une fonctionnalité de capteur. L'utilisation en bande millimétrique de la technique d'identification des cavités à fentes permettrait en effet de coupler la puce MMID à l'antenne guide d'onde à réseau de fente. La conception et la fabrication de puce MMID est également un objectif important pour le futur de la MMID. L'intégration de tous les éléments du tag, l'antenne et les circuits de réception/rétro-modulation, serait alors possible. Par ailleurs, les études de capteurs MMID ont été concluantes et ont prouvé que des tags-capteurs passifs ayant une bonne sensibilité de mesure pouvaient être envisagés. Des conceptions d'antennes de tags spécifiques pour ce type d'application permettraient d'améliorer les performances obtenues et contribuer au développement des réseaux de capteurs MMID. La localisation intérieure n'a pas été adressée durant la thèse mais les résultats expérimentaux ont montré l'intérêt des tags MMID aux réseaux d'antennes directifs pour ce type d'application. Le chapitre 6 a permis de poser les bases de conception des tags MMID sur substrat. Néanmoins, le circuit de commutation est à améliorer pour permettre d'atteindre le haut débit promis avec la bande ISM 57-66 GHz. D'autre part, le dispositif de détection de la réponse du tag utilisé durant la thèse ne permet pas de détecter des variations de signal rapides. La partie lecteur MMID, non-abordée durant la thèse, devrait donc faire l'objet des futures recherches. Les résultats issus des travaux sur la SER des tags MMID offrent également des perspectives intéressantes pour la RFID sans puce, notamment pour augmenter la capacité de codage des tags.

Annexes

1. Conception de la chambre anéchoïque en bande V

Au démarrage de la thèse, le LCIS disposait de nombreux équipements de test et caractérisation dont une chambre anéchoïque pour des mesures dans la bande de fréquence [50 MHz ; 18 GHz]. A travers cette thèse, les premiers travaux de l'équipe dans le domaine des ondes millimétriques allaient être développés et il était donc nécessaire de disposer d'une chambre anéchoïque dédiée. Les quelques devis demandés pour l'achat (et le montage) d'une telle chambre faisant état d'un coût important (~ 15-20 k€), il a été décidé de concevoir une chambre anéchoïque « maison ». L'objet de cette annexe est de présenter la chambre qui a été conçue et notamment comment le choix des dimensions du caisson a été fait.

1.1. Considérations générales

Le dimensionnement du caisson de la chambre a été étudié pour permettre de caractériser tout type d'antennes MMID en bande V pour des mesures de gain et de Surface Equivalente Radar (SER) en champ lointain.

Le principal paramètre jouant sur la taille du caisson est la taille de l'Antenne Sous Test (AST) à caractériser. En effet, la distance minimale de champ lointain est classiquement fixée à $R = 2D^2/\lambda$ avec D la plus grande dimension de l'antenne considérée et λ la longueur d'onde dans l'air. Plus l'antenne est grande, plus la distance de champ lointain augmente, et plus le caisson devra être long. L'antenne considérée pour réaliser l'étude est le cornet de référence (Cf. Chapitre 2). En effet, son ouverture de 21 mm × 18 mm correspond à une surface d'antenne couramment rencontrée en bande V pour des réseaux d'antennes directifs.

Le second facteur important pour déterminer les dimensions du caisson est indirectement lié à la mesure de la SER. En effet, il s'agit de la caractéristique la plus critique à mesurer car l'onde émise est atténuée deux fois (pertes de propagation aller et retour suite à la réflexion de la cible) et les niveaux de SER étudiés en simulation sont plus faibles que les niveaux de gains. Par exemple, la SER minimale pour le cornet de référence est de -40 dBm² contre environ -30 dBi pour un nul de gain, Cf. les chapitres 2, 5 et 6.

Ainsi, le dimensionnement du caisson par rapport à la mesure de SER en configuration mono-statique est basé sur un compromis entre les trois critères évoqués au cours du chapitre 2 : i) permettre une configuration de mesure en champ lointain, ii) éviter un recouvrement temporel des réponses, et iii) assurer une puissance minimale détectée par le VNA. Le premier critère permet l'utilisation des méthodes de mesure en champ lointain qui sont utilisées durant la thèse. Le deuxième critère permet de garantir que le fenêtrage temporel peut être utilisé durant la mesure (superposition réduite des réponses

temporelles et ainsi apodisation sans erreur de troncature). Le dernier critère permet de garantir que le plus petit niveau de puissance retourné au VNA puisse être détecté.

1.2. Etude des critères

1.2.1. Configuration champ lointain

Le cornet de référence présente une dimension maximale de 21 mm, ce qui porte la distance de champ lointain à environ 22 cm pour la plus petite longueur d'onde de la bande V (soit 4 mm à 75 GHz). Le caisson doit donc permettre de placer l'ATS à au moins 22 cm de l'antenne d'émission du banc de mesure.

1.2.2. Recouvrement temporel des réponses

Une mesure de la réflexion temporelle de l'antenne cornet connectée à un court-circuit permet d'estimer les largeurs temporelles des réponses : de l'antenne d'émission/réception, de l'AST et de son support. L'AST est le cornet de référence connecté à un circuit ouvert (cas du minimum de SER) qui est placé à 50 cm du cornet d'émission/réception. La configuration de mesure est présentée à la Figure 1 et le résultat de mesure à la Figure 2.

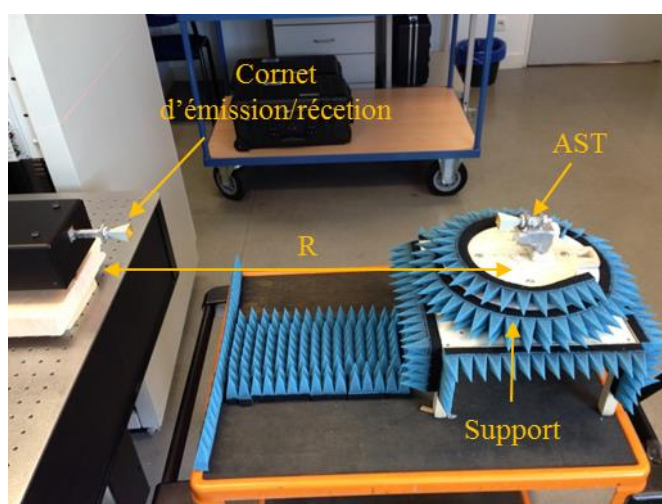


Figure 1. Configuration de mesure de la largeur temporelle des réflexions en mesure de SER mono-statique.

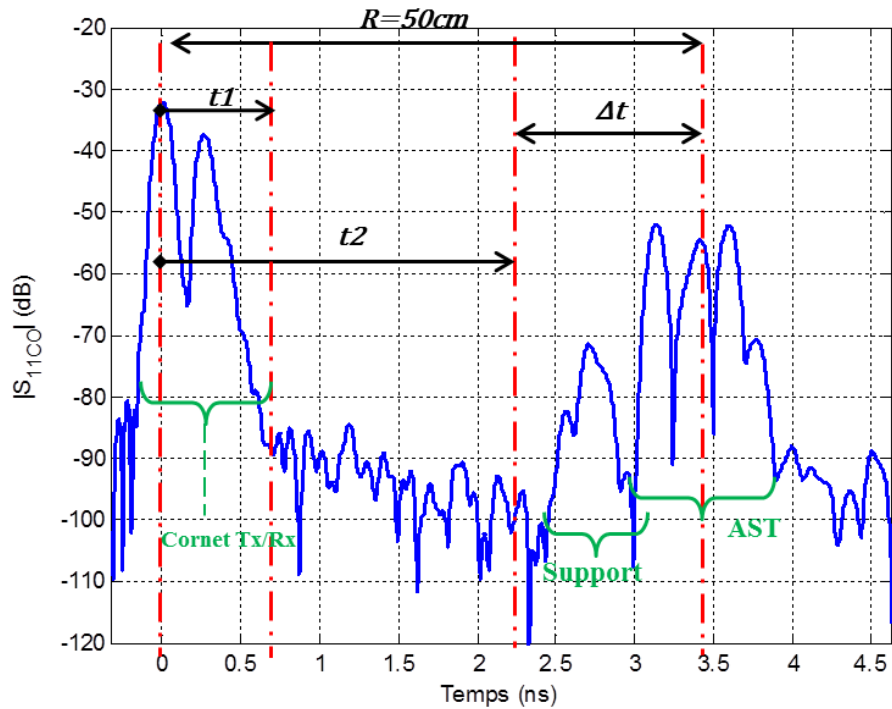


Figure 2. Résultat de la mesure de la réflexion temporelle.

La réflexion de l'AST est composée de trois lobes : la réflexion due à l'extrémité du cornet, la réflexion due à la jonction entre l'ouverture du cornet et le guide d'onde et la réflexion due au circuit ouvert. Il convient de noter que le temps observé en abscisse de la Figure 2 correspond au trajet aller-retour de l'onde. En l'occurrence, les 3,33 ns mentionnés sur la figure correspondent à 1 m aller-retour, soit 50 cm de distance de séparation. La fin de la réflexion du cornet d'émission/réception est identifiée en $t_1 = 0,705 \text{ ns}$ et correspond à un minimum de réflexion. Le début de la réflexion du support (première rétrodiffusion) est identifié en $t_2 = 2,334 \text{ ns}$. La distance minimale entre les deux antennes R_{min} correspond au cas où $t_2 = t_{2min} = t_1 + t_c$, où t_c est le temps de coupure de la fenêtre. Le temps de coupure doit être considéré pour assurer une séparation optimale des réponses. En supposant l'utilisation de la fenêtre « normale » du VNA, le temps de coupure en nanosecondes est défini par (1), avec Δf la largeur de la bande de fréquence dans laquelle la mesure est réalisée (i.e. 25 GHz).

$$t_c = \frac{2,8}{\Delta f} \quad (1)$$

Le temps de coupure est évalué à 0,112 ns. Le temps correspondant à la distance R_{min} est $t = t_{2min} - t_1 = t_1 + t_c$. Finalement, R_{min} est déterminée par (2), avec $\Delta t = 1,081 \text{ ns}$

$$R_{min} = 0,5 \cdot c \cdot (t_1 + t_c + \Delta t) \quad (2)$$

En conclusion, la distance minimale de séparation entre les antennes est estimée à 28,5 cm de sorte à pouvoir séparer les réponses temporelles en réflexion.

1.2.3. Puissance minimale reçue par le VNA

Le VNA calibré présente une sensibilité $P_{min} = -65 \text{ dBm}$. La puissance retournée au VNA pour la plus petite valeur de SER doit donc être supérieure à ce seuil pour être détectée. La SER minimale simulée à mesurer dans le cas du cornet chargé par un circuit ouvert est -40 dBm^2 à 58,25 GHz. Un bilan de puissance permet de déterminer la distance maximale à laquelle cette SER peut être détectée : 67 cm. Cette distance correspond à la distance maximale à laquelle l'AST pourra être placée dans la chambre.

1.3. Dimensions de la chambre anéchoïque

A partir des études précédentes, la puissance reçue dans le cas de la SER minimale (à 58,25 GHz) P_{rmin} est tracée sur la Figure 3 en fonction de la distance et comparée aux trois critères.

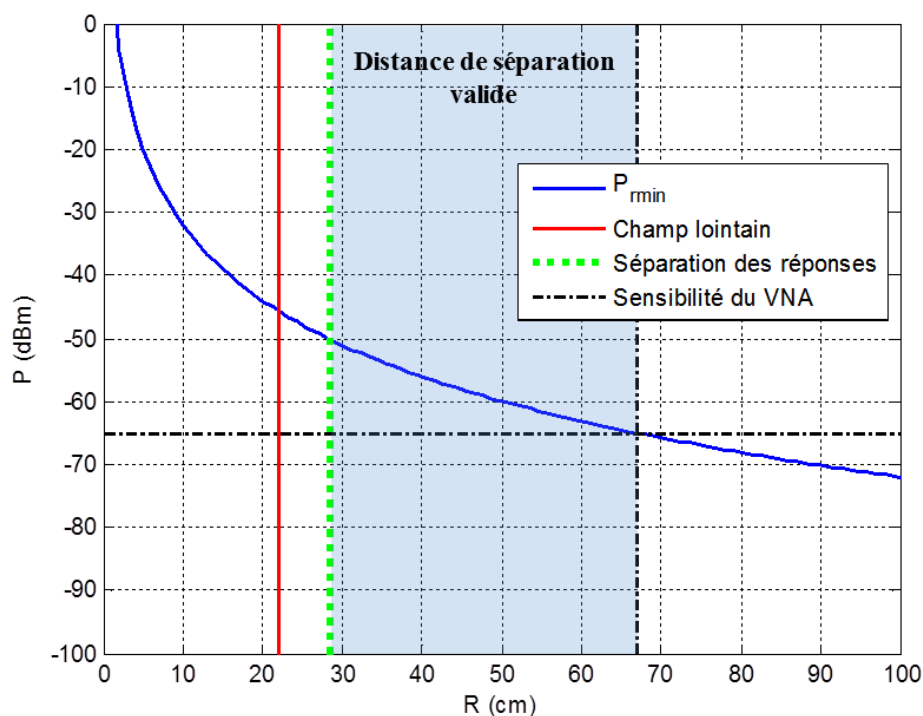


Figure 3. Tracé de la puissance reçue par le VNA dans le cas de la SER minimale à mesurer.

Il convient de noter que les distances obtenues à partir des trois critères considérés restent des approximations. Des études présentées, la distance optimale de mesure se situe au milieu de la zone de distance de séparation dite « valide » de la Figure 3. Une distance de 50 à 60 cm maximum entre l'antenne d'émission/réception et l'AST permet donc de valider tous les critères.

En prenant une marge de 20 cm entre l'AST et le fond de la chambre anéchoïque (en cas de réponse temporelle plus longue) et de 20 cm entre la paroi et l'antenne d'émission/réception, une longueur de la chambre de 100 cm convient pour les applications visées. Pour éloigner les antennes des

absorbants, la hauteur et la profondeur du caisson sont fixées respectivement à 70 cm et 50 cm. Finalement, les dimensions extérieures retenues sont 104 cm × 74 cm × 52 cm, dimensions tenant compte de l'épaisseur des parois.

1.4. Réalisation de la chambre

Des photographies de la chambre sont présentées à la Figure 4. Le bois est choisi pour réaliser le caisson car il est facile à usiner et de faible coût, et il présente une permittivité relative faible, limitant les réflexions des parois dans la chambre. Le caisson est réalisé en MDF 18 mm pour assurer une bonne solidité mécanique tout en restant à bas prix. Les parois sont recouvertes d'absorbants VHP-2 dont la réflectivité est annoncée à -50 dB à 24 GHz d'après la datasheet. Des supports extérieurs au caisson sont prévus pour y poser les modules VDI. Un chariot roulant muni d'un plateau-tiroir sert de support à la chambre. Le plateau permet de déposer les modules VDI durant la calibration (notamment pour réaliser le « Thru »).

A titre indicatif, le coût de la chambre anéchoïque réalisée est d'environ 1100 € TTC, tout compris.



Figure 4. Photos de la chambre anéchoïque pour les mesures en bande V.

Un plateau tournant en bois, avec un système rotatif centré et gradué, a également été fabriqué. Au centre de la partie tournante se trouvent des ergots en plastique permettant de fixer les différents

supports d'AST (également en bois) qui ont été conçus spécialement pour chaque antenne réalisée. Des photos du plateau tournant avec différents supports pour AST sont présentées à la Figure 5.

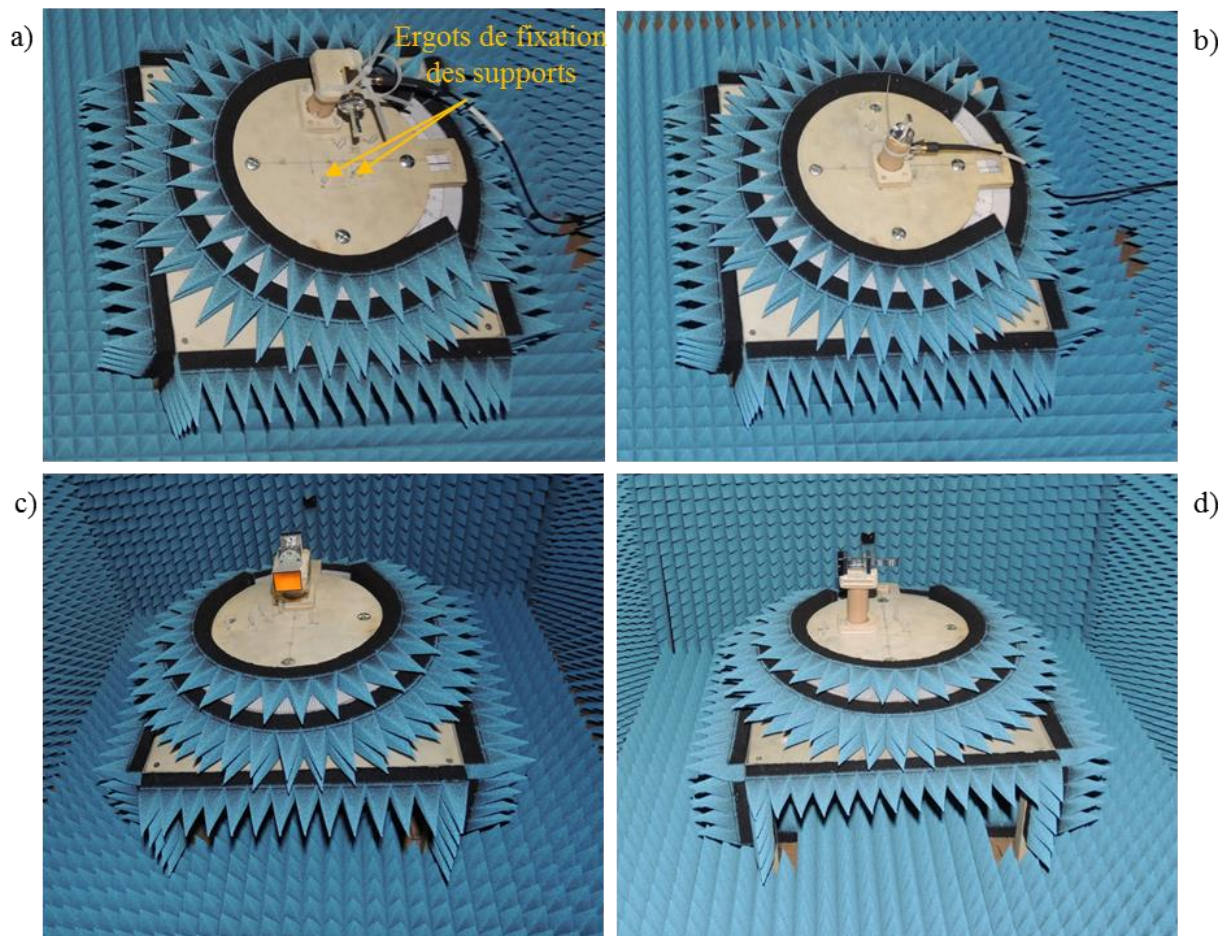


Figure 5. Photos des supports des AST placés sur un plateau tournant. a) Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne à fente dans le plan H. b) Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne à fente dans le plan E. c) Mesure de la SER du cornet terminé par une charge adaptée. d) Mesure de la SER de l'antenne à fente terminée par une charge adaptée.

2. Résolution du système de calcul du coefficient de structure

Cette annexe reprend le calcul évoqué au chapitre 4, section 3. Pour rappel, l'objectif est de calculer le coefficient de structure A_{struct} de la formule analytique de la SER totale σ (3), où G est le gain de l'antenne, et Γ_E^* est le coefficient de réflexion conjugué entre l'antenne et la charge.

$$\sigma = \frac{G^2 \lambda^2}{4\pi} |A_{struct} - \Gamma_E^*|^2 \quad (3)$$

2.1. Solution générale

A partir du modèle général d'une antenne terminée par une charge quelconque, un système de 3 équations à 3 inconnues (4) a été obtenu pour trois charges différentes, avec σ_i la SER obtenue avec chaque charge, G le gain de l'antenne et λ la longueur d'onde dans l'air. La résolution de ce système est présentée ci-après et reprend les notations et concepts introduits au chapitre 4, avec notamment $A_{struct} = a + jb$ et, pour chaque charge distincte, le coefficient de réflexion, $\Gamma_{E_i}^* = x_i + jy_i$.

$$(a - x_i)^2 + (b - y_i)^2 = (4\pi\sigma_i)/(G^2\lambda^2) \quad (4)$$

A partir de deux charges (indices 1 et 2) choisies arbitrairement parmi les trois, deux équations à partir de (4) sont obtenues et soustraites l'une à l'autre. Il vient alors l'expression de a en fonction de b (5) :

$$a = \frac{Cste - Yb}{X}, \quad (5)$$

avec $Cste = (4\pi/(G^2\lambda^2)) \cdot (\sigma_1 - \sigma_2) - x_1^2 - y_1^2 + x_2^2 + y_2^2$, $Y = 2(y_2 - y_1)$ et $X = 2(x_2 - x_1)$. En réinjectant ce résultat dans (4) pour la charge 1, une équation du second ordre (6) permettant de calculer b est obtenue :

$$Ab^2 + Bb + Cb = 0, \quad (6)$$

avec les variables suivantes :

$$\begin{cases} A = 1 + \left(\frac{Y}{X}\right)^2 \\ B = -2\left(y_1 + \frac{Y}{X}\left(\frac{Cste}{X} - x_1\right)\right) \\ C = y_1^2 + \left(\frac{Cste}{X} - x_1\right)^2 - (4\pi\sigma_1)/(G^2\lambda^2) \end{cases} .$$

Les solutions pour b étant celles d'une équation du second ordre, elles ne sont pas présentées en détail car triviales. Parmi les deux couples de solutions obtenus, la solution (a, b) retenue, i.e. la solution physique, est celle qui vérifie (4) dans le cas de la troisième charge.

2.2. Solution approchée

Les coefficients a et b étant réels, le discriminant de (6) ne peut pas être négatif (cela conduirait à ce que physiquement il n'y ait pas d'intersection entre les deux cercles et donc pas de solution possible). Toutefois, comme évoqué au chapitre 4, des erreurs de mesures et/ou de simulation peuvent conduire à des cas où (6) n'a pas de solution réelle. Dans ces cas-là, une solution approchée (a_{app}, b_{app}) est utilisée, conformément à la Figure 6 (issue du chapitre 4).

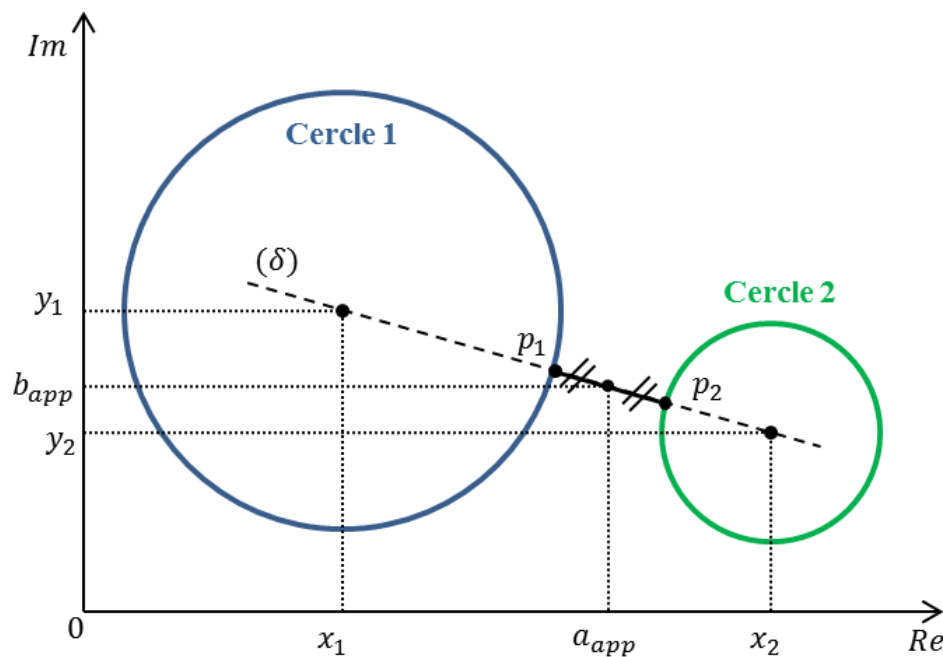


Figure 6. Détermination de la solution approchée (a_{app}, b_{app}) lorsque les cercles de centres (x_1, y_1) et (x_2, y_2) n'ont pas de point d'intersection à cause d'erreur de mesure ou de simulation.

L'équation de la droite (δ) est définie par (7).

$$y = \frac{y_1 - y_2}{x_1 - x_2} (x - x_1) + y_1 \quad (7)$$

L'équation de la droite est réinjectée dans (4) pour les deux charges 1 et 2 afin de déterminer les points d'intersection entre les cercles et la droite. Les distances entre chaque point d'intersection de chaque cercle sont alors calculées et permettent de déterminer les deux points d'intersection les plus proches $p_1 = (a_1, b_1)$ et $p_2 = (a_2, b_2)$. Les coordonnées de la solution approchée sont alors calculées en prenant la valeur moyenne des coordonnées de p_1 et de p_2 comme illustré.

3. Conception des lignes micro-rubans

Dans le chapitre 6, des lignes de transmission micro-ruban de diverses impédances caractéristiques sont nécessaires pour réaliser l'alimentation des réseaux d'antennes présentés : 30,34 Ω , 50 Ω et 70,71 Ω . Le dimensionnement des pistes est détaillé dans cette section.

3.1.1. Rappels sur les lignes de transmission micro-ruban

Des formulations analytiques connues¹ permettent de déterminer la largeur de piste correspondant à l'impédance caractéristique souhaitée. Ces formules sont basées sur l'hypothèse que l'impédance de la ligne est purement réelle et ne varie pas avec la fréquence. Dans le cas de la ligne micro-ruban, l'onde électromagnétique guidée se propage entre la piste supérieure et le plan de masse selon un mode quasi-TEM. Les lignes du champ électrique et magnétique de cette onde se retrouvent en partie dans l'air et en partie dans le diélectrique comme l'illustre la Figure 7. La permittivité effective $\epsilon_{r\text{eff}}$ équivaut à la permittivité relative d'un milieu homogène combinant les deux milieux différents (air et diélectrique). Elle est déterminée analytiquement avec (8) à partir de la permittivité relative du diélectrique ϵ_r et du rapport entre l'épaisseur du substrat et la largeur de piste h/W .

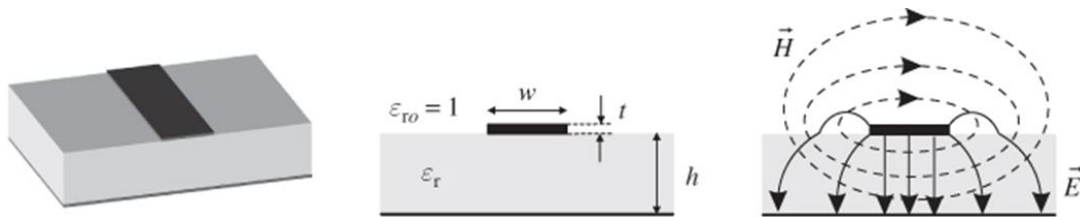


Figure 7. Illustration des champs E et H d'une onde se propageant selon le mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban.

$$\epsilon_{r\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 h/W}} \quad (8)$$

Le rapport W/h , permettant de déterminer la largeur de piste correspondant à impédance caractéristique souhaitée Z_0 , est calculé à partir de (9) :

$$\begin{aligned} & W/h \\ & = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] & \text{pour } W/h > 2 \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

avec A et B définis par (10) et (11) respectivement.

¹ D. M. Pozar, « Chapter 3 – Transmission lines and waveguides », in « Microwave Engineering », John Wiley & Sons; Édition : 4th Edition, pp. 95-164, December 2011.

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (10)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (11)$$

3.1.2. Conception des lignes

La conception des lignes se fait en deux temps. Tout d'abord, les largeurs de pistes sont déterminées analytiquement avec (9). Par la suite, les largeurs des pistes sont optimisées par simulation afin de tenir compte de la fréquence et de la tangente de perte. Les dimensions optimisées sont arrondies à des valeurs réalisables.

3.1.2.1. Dimensions analytiques

Les largeurs de piste obtenues à partir de (9) pour obtenir les impédances de 30,34 Ω , 50 Ω et 70,71 Ω sont respectivement 1,559 mm, 0,783 mm et 0,457 mm.

3.1.2.2. Dimensions optimisées

Dans le modèle de simulation les lignes sont de longueur fixée à 3,84 mm, ce qui correspond à environ une longueur d'onde guidée à 60 GHz. Les lignes sont connectées de part et d'autre à des ports RF d'impédance caractéristique égale à l'impédance donnée en objectif.

Les largeurs de pistes optimisées sous CST sont respectivement 1,314 mm, 0,779 mm et 0,424 mm. La précision de ces valeurs est irréalisable en pratique à cause de la précision de gravure de 15 μm . Les valeurs optimales sont arrondies à deux chiffres significatifs : 1,31 mm, 0,78 mm et 0,42 mm. Les coefficients de réflexion et de transmission simulés avec ces valeurs sont présentés à la Figure 8. Les coefficients S_{11} et S_{22} ainsi que les S_{12} et S_{21} étant symétriques (avec moins de 0,01 dB d'écart en module), seuls les S_{11} et S_{21} sont tracés.

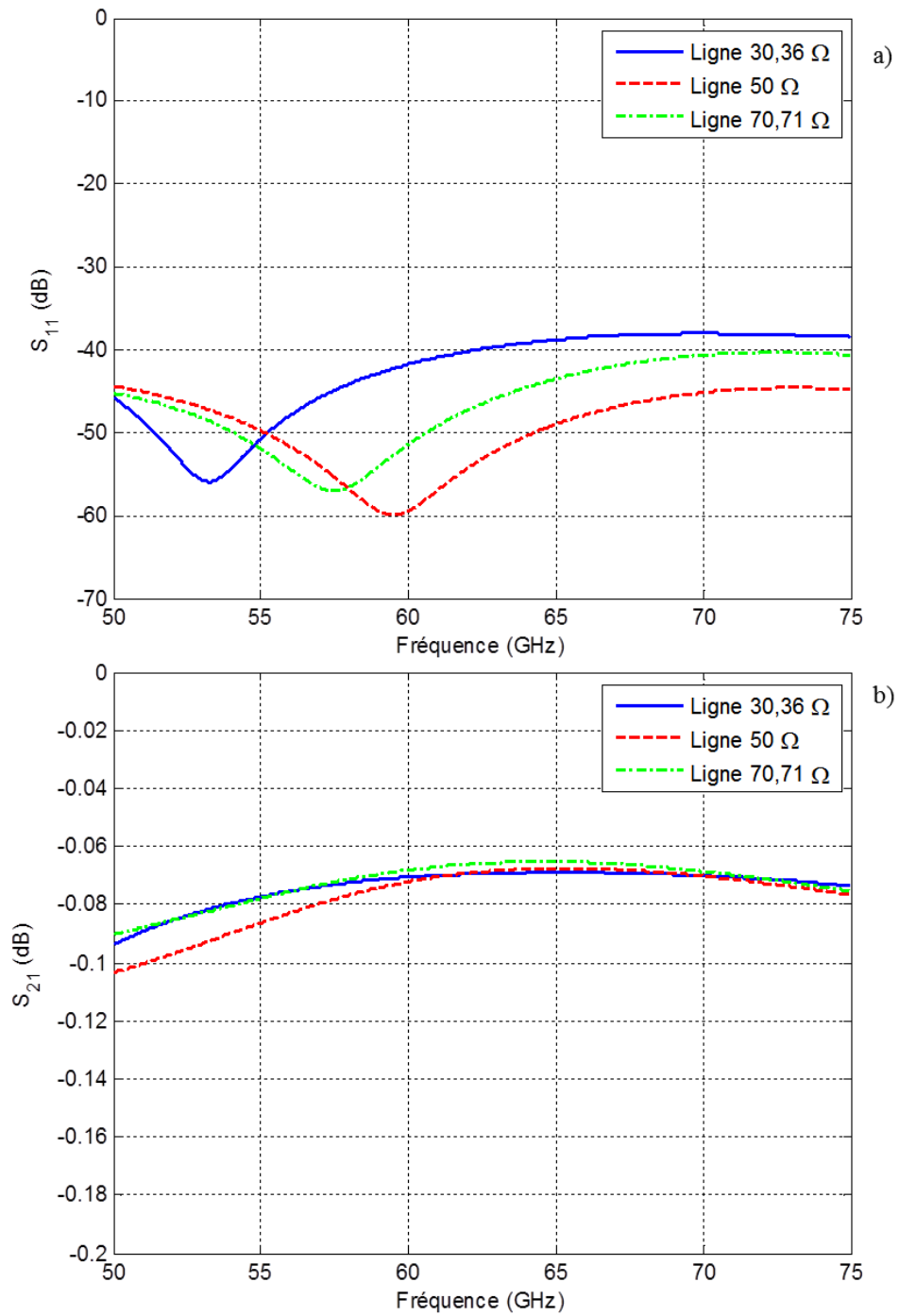


Figure 8. Résultats de simulation des lignes de transmission élémentaires. a) Coefficient de réflexion. b) Coefficient de transmission.

Dans les trois cas, une bonne adaptation d'impédance ($S_{11} < -38 \text{ dB}$ dans la bande V) est obtenue de même que de faibles pertes de transmission ($S_{21} > -0,1 \text{ dB}$ dans la bande V). Les résultats obtenus sont résumés dans le Tableau A.1.

Tableau A.1. Résumé des résultats de simulation à 60 GHz des lignes de transmission élémentaires.

Ligne	$ S_{11} = S_{22} $	$ S_{12} = S_{21} $	Z_c
W = 1,31 mm	-41,77 dB	-0,07 dB	$35,36 + j0,58 \Omega$
W = 0,78 mm	-59,48 dB	-0,07 dB	$49,97 - j0,01 \Omega$
W = 0,42 mm	-51,46 dB	-0,07 dB	$70,58 - j0,36 \Omega$

Les impédances caractéristiques obtenues correspondent aux objectifs de conception. Les pertes de transmission à 60 GHz sont de 0,07 dB pour 3,84 mm de longueur de ligne. Cela correspond à un coefficient de pertes de propagation $\alpha_{dB} = 2,1 \text{ dB/m}$, soit $\alpha_{Np} = 0,24 \text{ Np/m}$. Les pertes diélectriques restent cependant très faibles compte tenu de la bande de fréquence considérée, confortant le choix du substrat. La longueur des pistes du réseau d'alimentation des antennes patch est donc critique. En effet, il suffit de quelques millimètres de longueur de ligne pour avoir 0,1 dB de pertes, directement reliées au gain réalisé du réseau d'antenne.

Liste des publications

Revue internationale avec comité de lecture

- D. Hotte, R. Siragusa, Y. Duroc, S. Tedjini, « Radar Cross-Section Measurement in Millimetre-Wave for Passive Millimetre-Wave Identification Tags », IET Microw. Antennas Propag., Sep. 2015.
- D. Hotte, Y. Duroc, R. Siragusa, S. Tedjini, « A Method to Characterize the Frequency Dependent Structural Coefficient of Antennas - Application to Millimeter Waves Identification », Jun. 2015.
- D. Hotte, R. Siragusa, Y. Duroc, S. Tedjini, « Directive and High-Efficiency Slotted Waveguide Antenna Array for V-Band made by Wire Electrical Discharge Machining », Electron. Lett., vol. 51, no. 5, pp. 380-382, May 2015.

Conférences internationales avec comité de sélection et actes

- D. Hotte, R. Siragusa, Y. Duroc, S. Tedjini, « A New Concept of UHF RFID Tag for Metallic Object Tracking with Embedded Cavity », in IEEE RFID Technol. Appl. Conf. (RFID-TA), pp. 237-240, Sep. 2014.
- D. Hotte, R. Siragusa, Y. Duroc, S. Tedjini, « Performance optimization for the choice of impedances in the design of passive RFID tags », in IEEE-APS Topical Conf. Antennas Propag. Wireless Commun. (AWPC), pp. 1349-1352, Sep. 2013.
- D.-T. Nguyen, D. Hotte, S. Tedjini, « Slotted Waveguide Antenna for Wireless Applications », in IEEE-APS Topical Conf. Antennas Propag. Wireless Commun. (AWPC), pp. 1353- 1356, Sep. 2013.

Conférences nationales avec comité de sélection et actes

- D. Hotte, R. Siragusa, Y. Duroc, S. Tedjini, « Antenne guide d'onde à réseau de fentes à haute efficacité pour communications sans fil en bande V », in 19^{ème} Journées Nationales Microondes, Bordeaux, Jun. 2015.
- D. Hotte, R. Siragusa, Y. Duroc, S. Tedjini, « Méthodes de mesure de la surface équivalente radar d'antennes en bande millimétrique pour la caractérisation de transpondeurs MMID », in 19^{ème} Journées Nationales Microondes, Bordeaux, Jun. 2015.

De la RFID à la MMID 60 GHz : contribution au développement de l'identification par onde radiofréquence en bande millimétrique

Mots-clés

Identification par radiofréquence (RFID), RFID en bande millimétrique (MMID), Tags, Antennes, Réseaux d'antennes, Surface équivalente radar (SER), Capteurs, Banc de mesure en bande V, 60 GHz.

Résumé

Avec l'ouverture de la bande 57-66 GHz en Europe, de nouvelles technologies de communication sans fil à haut débit sont en cours de développement. De nombreux avantages liés à cette bande de fréquence ont notamment conduit à envisager la transposition du principe de l'identification par radiofréquence (RFID) en bande millimétrique : la MMID. Les réglementations internationales font notamment apparaître une bande passante commune de 5 GHz qui permettrait la mise en place de solutions universelles. De plus, la sécurisation des communications point-à-point et la directivité des réseaux d'antennes offrent des perspectives intéressantes.

Les travaux présentés dans cette thèse visent à contribuer au développement de la MMID. Ils soulignent les principaux verrous de cette technologie et présentent les différentes solutions proposées qui couvrent de multiples aspects : conception d'antennes et de réseaux d'antennes, conception de prototypes de tags MMID passifs, caractérisation et méthodologie de mesure dont la conception intégrale d'un banc de mesure en bande V, amélioration des performances des tags, et étude de fonctionnalités de capteur intégrées aux tags. Les différents prototypes de tags MMID fabriqués ont permis de réaliser des communications passives de type rétro-modulation jusqu'à 20 cm. De plus, des fonctions de capteur d'humidité et capteur de pression intégrées aux tags MMID ont été montrées expérimentalement. L'ensemble de ces résultats ouvre la voie à de nouvelles perspectives pour les domaines des télécommunications et des réseaux de capteurs en bande millimétrique.

From RFID to the MMID 60 GHz: contribution to the development of the radiofrequency identification in millimeter-wave band

Keywords

Radiofrequency identification (RFID), RFID in millimeter-wave band (MMID), Tags, Antennas, Antennas arrays, Radar cross section (RCS), Sensors, Measurement bench in V-band, 60 GHz.

Abstract

With the opening of the 57-66 GHz band in Europe, new high data-rate wireless communication technologies are currently under development. Numerous advantages linked to the frequency band conducted to consider the transposition of the radiofrequency identification (RFID) principle to the millimeter frequency band: the MMID. The international regulations provide a common bandwidth of 5 GHz allowing universal solutions. Moreover, the communication security of point-to-point networks and the directivities of the antennas present interesting perspectives.

The presented work in this thesis looks for contributing to the development of MMID. The work underlines the principal locks of this technology and it presents the different proposed solutions covering multiple aspects: conception of antennas and antennas arrays, conception of MMID tags prototypes, characterization and measurement methodology including the complete conception of a measurement bench in V-band, improvement of the tags performances and study of sensing functionalities integrated in the tags. Different prototypes of MMID tags are fabricated and passive communications based on the backscattering of the tags were demonstrated up to 20 cm. In addition, humidity and pressure sensing functionalities were proved by experimentations. The overall of these results pave the way for new perspectives for the wireless communication domain and sensors networks in the millimeter-wave band.