HAL
open science

Miniaturisation et intégration d'antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés

A. Chami

To cite this version:

A. Chami. Miniaturisation et intégration d'antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés. Electromagnétisme. Université Nice Sophia Antipolis, 2011. Français. NNT : . tel-00668605

HAL Id: tel-00668605

https://theses.hal.science/tel-00668605v1

Submitted on 10 Feb 2012

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.

UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

ECOLE DOCTORALE STIC

SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION

T H E S E

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences

de l'Université de Nice-Sophia Antipolis

MENTION : Électronique

présentée et soutenue par

Ali CHAMI

Miniaturisation et intégration d'antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés

Thèse dirigée par *Georges KOSSIAVAS*

25 Novembre 2011

Jury :

M. A. SHARAIHA	Prof. à l'Université de Rennes1	Rapporteur
M. T.P. VUONG	Prof. à l'IMP Grenoble	Rapporteur
M. P. BRACHAT	Ingénieur R&D Orange Labs La Turbie	Examinateur
M. J-Y. DAUVIGNAC	Prof. à l'Université Nice-Sophia Antipolis	Examinateur
M. J. GAUBERT	Prof. à l'Université Paul Cézanne	Examinateur
M. G. KOSSIAVAS	Prof. à l'Université Nice-Sophia Antipolis	Examinateur
M. N. FORTINO	MCF à l'Université Nice-Sophia Antipolis	Invité

à mes parents ....

à Célisté ....

Remerciements

Tous les travaux de cette thèse n'auront jamais été accomplis au sein du LEAT sans l'accueil chaleureux de son directeur M. Christian PICHOT que je remercie infiniment.

Mes remerciements vont également à mon directeur de Thèse, M. Georges KOSSIAVAS, caractérisé par son rire singulier, sa sympathie, son esprit jeune et sa présence toujours agréable, avec son look révolutionnaire des temps moderne : sa mode vestimentaire élégante toujours associée d'une barbe mal rasée. N'oubliant pas sa rigueur et son sérieux à travers ses réflexions et ses commentaires sur les travaux que je lui ai présentés tout au long de ce parcours. Une personne pour laquelle j'ai beaucoup de respect et une énorme estime. Merci Georges.

J'adresse aussi ma gratitude à mes encadrants :

Patrice BRACHAT, mon co-directeur de thèse, qui a suivi mes travaux depuis R&D France Telecom à La Turbie, et qui aimait bien me taquiner sur mon coté SUISSE avec ses e-mails provocateurs après chaque tournoi de tennis où Federer a participé. Merci Patrice.

Jean-Yves DAUVIGNAC, nouveau directeur du laboratoire, une personne visant la perfection, et toujours disponible quand il le fallait ! Merci Jean-Yves.

Nicolas FORTINO, le plus jeune des encadrants, auteur de la première thèse sur l'Ultra Large Bande au laboratoire, dont j'ai bénéficié des conseils avisés, notamment dans la gestion du stress lors de la période de rédaction, dans l'attente des rapports et dans la préparation de la soutenance. Merci Nico.

Je remercie mes rapporteurs de thèse Ala SHARAIHA et Than-Phu VUONG, qui ont pris le temps de rapporter et d'examiner mon mémoire soigneusement, en y apportant leurs différentes observations rigoureuses. J'adresse aussi toute ma gratitude à Jean GAUBERT, d'une part parce qu'il m'a fait l'honneur d'être le président de mon jury, mais aussi pour l'efficacité avec laquelle il a géré le projet MIMOC.

Ma reconnaissance va aussi vers le personnel du laboratoire :

Franck PERRET et Laurent BROCHIER pour leur bonne humeur, leur initiation à la course à pieds en compétition et les merveilleux moments partagés à la salle de sport et à la machine à café !

Olivier BENEVELLO, sans qui je n'aurais pas pu terminer mes travaux dans les temps, notamment lors des simulations longues qui ont nécessité d'énormes ressources informatiques. Il a été mon "dealer" de Gigabit/mémoire tout le long de cette thèse. Merci Olivier

Mes collègues de bureau avec qui j'ai partagé ces années de thèse, faites de galères, de joies, de prises de tête, de moments de fous rires. Je pense particulièrement à Guigui, la connaissance avant le camarade, le camarade avant le pote, le pote avant l'ami !

Je n'oublie pas mes parents et mes proches dans ces remerciements, sans qui je ne serai pas là en ce moment et sans qui je n'aurais pas pu rédiger ces mots lus.

Je remercie deux amours qui ont été ma force et mon soutien permanent dans les moments difficiles, dans mes sauts d'humeur et dans les périodes de déprime. Le sourire du premier et la présence éphémère du second étaient la concrétisation de mon bonheur et de ma joie de vivre ! Deux amours que j'ai portés, que je porte et que porterai dans mon cœur. Merci énormément

CHAMI Ali

Préambule

Vous n'imaginez pas la quantité d'ondes qui nous traversent tous les jours et à chaque instant. On baigne dans un monde de faisceaux, un monde de hertz, le wifi, le GPS, le bluetooth, ... et l'on ne connait pas encore ce que nous réserve l'avenir. On cherche toujours à apporter de nouvelles applications, à créer de nouveaux produits qui fonctionnent à de nouvelles fréquences. C'est pour cela que le civil est venu empiéter sur le domaine militaire en leur soutirant de nouvelles bandes de fréquences sous prétexte d'une forte demande et pour rendre le monde encore meilleur au nom de la technologie et de la prospérité. Dites-vous qu'il y a plus de bits qui circulent dans le monde que tout autre chose. Dites-vous qu'un bébé a déjà entendu "Bob Marley" sous forme de "1" et de "0" avant sa naissance. Dites-vous que toutes les informations et nouvelles sont transformées à l'instant "t" en trames codées avant d'écouter le journal télévisé ou lire les journaux. Nous baignons dans un monde d'ondes avec les plantes et les animaux. La technologie sans fil évolue très vite. Hier encore, il fallait descendre de sa voiture pour ouvrir le portail ou la porte de son garage, il fallait se déplacer pour répondre au téléphone, il fallait se doter du bon câble et du bon adaptateur pour naviguer sur internet dans son salon,... alors qu'aujourd'hui les associations de hertz et de bits nous permettent de connecter n'importe où. C'est bien, c'est pratique et ça facilite la vie. Mais il n'y a pas que des avantages. Les ondes c'est aussi de l'énergie et des puissances. Un excès peut transformer certaines cellules en steaks microscopiques grillés et un défaut se caractérisera par une imperfection du système. Il faut trouver un bon compromis. Comme tout évolue trop vite, la médecine et les sciences humaines n'arrivent plus à anticiper les effets de tous ces nouveaux dispositifs fréquentiels, qu'elle subit, tels que par exemple les nuisances liées à la présence d'une antenne réseau ou celles associées aux longues communications avec un téléphone mobile à l'oreille ...

Les hommes devenant de plus en plus dépendants de technologie, le business l'emporte sur la santé. Mais jusqu'où ira cette pieuvre technologique?

J'imagine le jour où l'on intégrera des décodeurs au niveau des neurones et des systèmes nerveux pour rendre le monde encore plus rapide. On pourra analyser et décoder les informations que l'on recevra en temps réel. Comme des machines. Plus besoin de lire ou d'écouter la radio pour savoir ce qu'a dit le président lors de son discours. Et qui sait, on trouvera peut être le moyen d'échanger avec les animaux domestiques. Les systèmes y seront intégrés et la langue commune sera celle des « 0 » et des « 1 ». Ce jour là les chats parleront!

Nous devrions commencer à réfléchir collectivement sur la part de la technologie dans le monde des humains, se poser les bonnes questions et mesurer les impacts individuels et collectifs. Après, une fois submergés et dépendants nous ne pourrons plus rien faire, pour nous protéger nous-même et protéger nos enfants. On sera tous embarqués dans le même bateau et la même spirale.

Rappelons nous qu'au départ, les ondes étaient au service de l'homme. La question qui se pose aujourd'hui n'est pas d'apprécier si la technologie remplit ou non ses fonctions mais plutôt de comprendre quel type d'humain on est devenu au milieu de cet univers technologique ?

Table des matières

Introduction générale.....17

Chapitre 1.....26

Introduction aux systèmes Ultra Large Bande.....26

1 Introduction aux systèmes Ultra Large Bande.....27

1.1 Technologie Ultra Large Bande (ULB).....27

1.1.1 Un peu d'histoire.....27

1.1.2 Un début très confidentiel.....28

1.1.3 Un peu d'ordre.....28

1.1.3.1 Aux États-Unis.....28

1.1.3.2 Hors États-Unis.....30

1.1.3.2.1 L'ULB en Europe.....30

1.1.3.2.1 L'ULB au Japon et à Singapour (Asie).....31

1.1.4 La standardisation.....33

1.1.5 Les applications Ultra Large Bande.....35

1.2 Les signaux Ultra Large Bande.....42

1.3 Les modulations Ultra Large Bande.....43

1.3.1 La modulation PPM (Pulse Position Modulation) 43

1.3.2 La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation).....44

1.3.3 La modulation OOK (On Off Keying).....44

1.3.4 La modulation BPSK (Bi-Phase Shift Keying).....44

1.4 Les antennes imprimées Ultra Large Bande 45

1.4.1 Antennes indépendantes de la fréquence.....45

1.4.1.1 Les antennes équiangulaires.....45

1.4.1.1.1 L'antenne spirale logarithmique.....45

1.4.1.1.2 L'antenne à spirale d'Archimède.....47

1.4.1.2 Antennes log-périodiques.....48

1.4.1.2.1 L'antenne log-périodique circulaire.....49

1.4.1.2.1 L'antenne log-périodique trapézoïdale.....50

1.4.1.3 L'antenne sinueuse.....50
1.4.2 Les antennes élémentaires.....51
1.4.2.1 L'antenne biconique.....51
1.4.2.2 L'antenne papillon.....52
1.4.2.3 Les antennes monopoles imprimées à plan de masse réduit.....53
1.4.2.4 Les antennes à transition progressive.....56
1.4.2.5 Les antennes auto-complémentaires.....57
1.5 Techniques de miniaturisation.....58
1.5.1 Techniques pour antennes à bande étroite.....59
1.5.1 Techniques pour antennes Ultra large bande.....60
1.6 Conclusions.....64
1.7 Références du chapitre 1.....65
Chapitre 2.....69
Étude d'un élément imprimé ULB planaire.....69
2 Étude d'un élément imprimé ULB planaire.....70
2.1 Introduction.....70
2.2 Étude de la ligne de transmission.....70
2.2.1 Caractéristique d'une ligne de transmission.....71
2.2.2 Choix de l'outil de simulation.....72
2.2.3 Conception des lignes de transmission.....72
2.2.3.1 Impédance caractéristique de 50 Ohms.....73
2.2.3.2 Propagation monomodale.....74
2.2.4 Choix du substrat et de la ligne de transmission 77
2.3 Élément rayonnant de la bande FCC [3,1 – 10,6 GHz].....79
2.3.1 Choix de l'antenne.....79
2.3.1.1 Antennes du LEAT.....79
2.3.1.2 Antennes France Télécom (La Turbie).....81
2.3.1.3 Élément rectangulaire imprimé à plusieurs étages.....82
2.3.2 Miniaturisation par la technique de repliement.....85
2.4 Étude de l'élément imprimé rectangulaire.....86
2.4.1 Introduction et choix des résultats à analyser.....87

2.4.2 Dimensions de la ligne de transmission, des plans de masse latéraux et des plans de masse inférieurs....88
2.4.3 Dimensions de la transition au niveau des plans de masse latéraux et au niveau des plans de masse inférieurs 91
2.4.4 Dimensions des paramètres constituant la géométrie de l'élément rayonnant....94
2.5 Optimisation de l'élément rayonnant pour deux largeurs de plan de masse (USB Key et Carte de crédit)....101
2.6 Références du chapitre 2....104
Chapitre 3....105
Intégration avec une antenne fonctionnant 105
dans la bande FCC....105
3 Intégration avec une antenne fonctionnant dans la bande FCC 106
3.1 Introduction....106
3.2 Bloc puce....106
3.2.1 Excitation par une ligne microruban....107
3.2.2 L' interconnexion....107
3.2.2.1 Méthode par Wirebonds....108
3.2.2.2 Méthode par Flip-Chip....109
3.2.3 Conception du bloc puce....109
3.2.3.1 Définition des ports d'excitation....110
3.2.3.2 Unification de la masse....111
3.2.3.3 Les Wirebondings....111
3.3 Études paramétriques du bloc puce....112
3.3.1 Prise en considération de l'effet de peau....112
3.3.2 Problématique et nouvelle configuration....113
3.3.2.1 Première configuration....113
3.3.2.2 Deuxième configuration....114
3.3.2.3 Conclusion et choix des paramètres....123
3.4 Intégration des antennes sur les cartes....124
3.4.1 Présentation des cartes....124
3.4.2 Résultats des cartes....126

3.5 Caractérisation des antennes (prototypes) ULB....128
3.5.1 Fonction de transfert....129
3.5.1.1 Choix de l'antenne de référence....130
3.5.1.2 Les antennes sous test (AUT)....131
3.5.2 Processus de mesure en fréquentiel....132
3.5.3 Processus de mesure en temporel....135
3.5.3.1 Banc de mesure....136
3.5.3.2 Calibration du banc de mesure....137
3.5.3.3 Mesures des antennes de référence....137
3.5.3.4 Mesures des antennes sous test (AUT)....138
3.5.4 Résultats des campagnes de mesure....140
3.5.4.1 Gain des antennes AUT....140
3.5.4.2 Facteur de Fidélité (FF) des antennes AUT....147
3.6 Démonstration d'une transmission en impulsionnel....150
3.7 Conclusion....153
3.8 Références du chapitre 3....154
Chapitre 4....155
"Co-design" dans la bande ECC....155
4 "co-design" dans la bande ECC....156
4.1 Introduction....156
4.2 Antenne ECC rectangulaire....157
4.3 Antenne ECC triangulaire....159
4.3.1 Présentation de l'antenne et de son support....159
4.3.2 Excitation de l'antenne ECC triangulaire....162
4.3.3 Études paramétriques....162
4.3.3.1 Études paramétriques de la ligne d'alimentation et de la transition....163
4.3.3.2 Études paramétriques de la géométrie de l'antenne....170
4.3.3.3 Commentaires et conclusions....173
4.3.4 Configurations intéressantes....174
4.3.5 Insertion d'une fente sélective....176
4.4 Antenne "co-designée" avec une puce émettrice d'impulsions....185

4.4.1 Miniaturisation du bloc.....186
4.4.2 Packaging du système.....188
4.4.2.1 Le packaging en microélectronique.....188
4.4.2.2 En-capsulage de la puce et packaging du système.....189
4.4.2.3 Résultats en termes de diagramme de rayonnement.....192
4.4.3 Connexion du système sur PCB.....196
4.5 Conclusion.....199
4.6 Références du chapitre 4.....200
Conclusions 202
Perspectives.....203

Introduction générale

La technologie Ultra Large Bande permet de transmettre des informations à très haut débit comparée aux normes et systèmes existants déjà. Le seul inconvénient est sa courte portée et la stricte limitation des spectres de puissance. Les travaux de cette thèse porteront sur la miniaturisation d'antennes ULB et leur intégration avec des composants radiofréquences dans l'objectif de concevoir un système complet de transmission ULB.

Dans le cas d'une très large bande, la miniaturisation n'est pas un challenge facile à relever car la majorité des techniques connues s'applique à des bandes étroites. L'idée principale sera d'abaisser la fréquence basse sans détériorer le reste de la bande. En termes d'intégration, le but sera de trouver des techniques d'adaptation et de connexions entre une puce émettrice d'impulsions qui sera connectée à la ligne d'alimentation et l'antenne. D'autre part, il sera intéressant d'étudier le comportement de l'adaptation d'impédance lorsque l'antenne est directement alimentée par une puce implantée sur la ligne d'alimentation en comparaison de la technique classique par connecteur. L'avantage de cette alimentation directe par une puce est son approche plus réaliste. Le seul inconvénient est celui du nombre de détails de la géométrie à prendre en compte lors des simulations, ce qui nécessitera des temps de calcul importants et demandera des ressources informatiques adaptées.

Cette thèse est intitulée: "Miniaturisation et intégration d'antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés". Elle a pour but le développement d'éléments rayonnants et des outils de modélisation contribuant à l'intégration et la miniaturisation de nouveaux objets communicants. Comme la tendance va simultanément vers des systèmes ayant un fort débit binaire, un faible coût et une très faible consommation moyenne il apparaît que l'utilisation de transmission de type ultra large bande (ULB) constitue une solution de choix pour augmenter les débits d'information par rapport aux systèmes actuels à bande étroite. Il nous paraît donc opportun de développer les outils permettant la miniaturisation et l'assemblage de l'antenne, du circuit intégré et du boîtier dans le but d'obtenir des objets communicants miniaturisés et à bas coût de fabrication utilisant des techniques de transmission ULB pulsée. Le travail portera, essentiellement sur la miniaturisation des antennes ULB, leur interfaçage avec la puce (ici un pulseur) ainsi que sur la définition d'une méthodologie de "co-simulation" et de "co-design" antenne / puce / boîtier / circuit imprimé de support (PCB).

Les objectifs de cette thèse sont de lever les verrous technologiques identifiés dans le cadre des transmissions ULB pulsées :

- La modélisation globale de la fonction de transfert du lien RF (deux antennes et un canal réaliste). Actuellement, les structures et les capacités de calcul ne permettent qu'une analyse par blocs et conduisent à des résultats trop approchés.
- La miniaturisation des antennes. Celle-ci est difficilement compatible avec l'aspect large bande. Typiquement l'antenne ULB est une transition progressive entre la ligne d'alimentation, et l'espace libre. Sa miniaturisation présente des limites physiques.
- Le plan de masse. Compte tenu des contraintes d'intégration, la notion de plan de masse tend à disparaître et c'est tout l'environnement proche de l'antenne qui contribue à ses performances (boîtier, PCB, SOC, ...).

- L'aspect ULB requiert la mise en œuvre d'une métrologie spécifique (liée aux problèmes de connectique) qui nécessitera la mise au point d'un banc de mesure original (technique sous pointes en temporel).

Le projet MIMOC

La thèse fait partie du projet MIMOC (Méthode d'Intégration et de Miniaturisation d'Objets Communicants) qui est supporté par la plateforme Conception du Centre Intégré de Microélectronique Provence-Alpes-Côte d'Azur (CIM PACA). Le consortium de ce projet regroupe deux laboratoires universitaire (l'IM2NP et le LEAT) et deux industriels (Insight SIP et Orange Labs). MIMOC a pour objectif principal de proposer des solutions technologiques permettant l'intégration et la miniaturisation de nouveaux objets communicants. La tendance actuelle se situe vers des systèmes ayant un fort débit binaire (augmentation de la quantité d'information en général), un faible coût et une très faible consommation moyenne. Le projet cible les systèmes de transmission de signaux par impulsion occupant une très large bande du spectre en fréquence (Ultra Wide Band, UWB, dans la littérature anglophone). L'utilisation d'une transmission de type Ultra Large Bande (ULB) apparaît comme une solution pour augmenter les débits d'information par rapport aux systèmes actuels à bande étroite. Pour répondre à la forte demande actuelle concernant la réalisation de systèmes de transmissions à bas coût et à débit élevé, des bandes de fréquences ont été allouées ou sont encore en discussion. Dans ce projet nous ciblons les bandes 6-8.5 GHz (ECC) et 3.1-10.6 GHz (FCC). Une des principales applications envisagées, pour les systèmes utilisant les techniques "UWB", concerne les réseaux personnels de télécommunication sans fils à courte et moyenne portée. Pour ce type d'applications grand public, le coût de fabrication ainsi que le degré de miniaturisation sont les principales spécifications du cahier des charges. L'idéal à atteindre est l'intégration de l'antenne et d'un SoC regroupant toutes les fonctions électroniques dans un seul et même boîtier.

Enjeux Technologiques

Les principaux enjeux technologiques de ce projet sont la miniaturisation de l'antenne et la cohabitation ou le co-design entre la puce (pulseur, LNA) et l'élément rayonnant. Souvent l'encombrement est dû aux grandes dimensions des plans de masse. Ces derniers jouent un rôle important pour la bonne adaptation de l'antenne. Ainsi il faudra trouver des solutions de miniaturisation compatibles avec des plans de masse réduits et fonctionnant correctement sur toute la bande de travail. Le co-design est essentiel pour un bon fonctionnement de l'entité du système. Brièvement parlant, la sortie d'une puce a une impédance différente de celle des lignes d'alimentation (50 Ohms) qui sont couramment utilisées pour alimenter une antenne. Ceci est due aux technologies utilisées pour les connexions d'une puce, à l'effet des *boundings*, etc... C'est pourquoi une transition doit être conçue pour connecter la puce avec l'antenne. Il faut également vérifier que le rajout de la puce ne dégrade pas les performances de l'antenne. Si c'est le cas, il faudra essayer de modifier la géométrie de l'élément rayonnant ou encore agir sur la transition ligne-antenne. Ce mémoire présentera les différents travaux et études faites dans le contexte de ces deux grands axes intéressant à la fois le monde de la recherche et de l'industrie. Je note qu'aucune étude complète de co-design d'un système n'a été encore réalisée en commençant par le point d'alimentation jusqu'au rayonnement de l'impulsion à travers un élément rayonnant en prenant en compte tous les paramètres de l'environnement.

Stratégies et partenaires

La très bonne complémentarité entre le LEAT, l'IM2NP et Orange Lab a été un atout important dans ce travail de thèse. Les principales taches ainsi que les différents axes de recherche de chaque partenaire sont décrits dans ce qui suit.

LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE
ANTENNES ET TELECOMMUNICATIONS

Le LEAT travaille depuis 9 ans sur le développement d'antennes imprimées UWB tout d'abord pour des applications radars, et depuis 2002 pour des applications de télécommunications. Les compétences et le savoir-faire du LEAT dans le domaine de l'UWB portent sur la modélisation et la conception d'antennes (en particulier leur miniaturisation), l'optimisation pour le rayonnement d'impulsion et l'intégration de circuits électroniques dans la structure de l'antenne. En février 2005, la direction du GDR Ondes - suite à des propositions de trois partenaires du club des industriels (France Télécom R&D, CEA/LETI et l'INRETS) qui étaient intéressés pour développer de nouvelles applications de télécommunications, de localisation et de détection en utilisant la technologie UWB - a demandé au LEAT (Jean-Yves Dauvignac et Georges Kossiavas) d'animer un groupe de travail. Les principaux objectifs étaient d'une part de faire un état des lieux sur les travaux dans le domaine l'UWB, et d'autre part de développer conjointement entre les acteurs académiques, les partenaires industriels et les experts, une synergie pour dynamiser la recherche et le développement des communications UWB et proposer des actions futures. Afin de réaliser les projets de dissémination et de structurer les projets technologiques, l'activité de ce groupe de travail s'est poursuivi en 2006.

Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence
UMR 6242 CNRS, Universités Paul Cézanne, Provence et Sud Toulon-Var

L'équipe de recherche "Conception de Circuits Intégrés" de l'IM2NP qui coordonne le projet MIMOC avec le LEAT, possède une expérience forte dans le domaine de la conception de circuits intégrés pour les systèmes de communication RF. Cette expérience attestée par des publications et des brevets à été principalement développée autour de projets de recherche industrielle réalisés en collaboration avec des partenaires du monde de la microélectronique (ST Microélectronics pour l'essentiel) et dans le cadre d'une convention pluriannuelle financée par le Conseil Général des bouches du Rhône (CG13). Dans ce cadre il a été réalisé un système en technologie CMOS 0.28 intégré comprenant un émetteur/récepteur incluant les parties filtrage et modulation/démodulation dont la fréquence porteuse est de 2.45 GHz. Ce système intégré a été validé expérimentalement au niveau électrique pour chacun de ses blocs constitutifs ainsi que récemment par des mesures au niveau système sur un échantillon qui a été mis en boîtier. Par ailleurs, des travaux de recherche sont en cours dans le domaine des systèmes intégrés de communication UWB pour la bande 3.1-10.6 GHz. Ces travaux de recherche concernent l'architecture des systèmes du type modulation de la position d'une impulsion ainsi que la conception de fonctions analogiques dédiées à ces applications. Ces travaux ont permis de démontrer la possibilité d'une intégration en technologie CMOS standard des principales fonctions nécessaires à l'UWB pulsé. Des résultats expérimentaux

concernant les LNA spécifiques aux systèmes intégrés UWB ainsi que la génération d'impulsions UWB compatibles avec les bandes de fréquences 3-10 GHz et 6-8.5 GHz ont été publiés récemment. Enfin des travaux de recherche de nature exploratoire sont menés en parallèle afin d'évaluer les potentialités des technologies CMOS standard pour l'intégration de fonctions analogiques dans les bandes de fréquences millimétriques. Les publications et brevets de l'équipe sont donnés, ci-dessous, avec les noms des participants à MIMOC soulignés.

Et

Le CREMANT, Centre de recherche mutualisé sur les antennes est le fruit d'une collaboration officialisée entre le CNRS, l'Université de Nice-Sophia Antipolis et Orange Labs. Ce laboratoire permet de mutualiser les compétences et les moyens entre les chercheurs du Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications (LEAT)(1) et les ingénieurs du centre de recherche et développement (R&D) d'Orange Labs. Principal objectif ? Devenir un acteur européen majeur dans le domaine des systèmes communicants. Antennes pour nouvelles technologies sans fil, antennes sur puces, antennes "intelligentes", capteurs pour la santé…, les antennes interviennent de plus en plus dans notre environnement. En concevoir avec des fonctionnalités nouvelles constitue un défi primordial pour les années à venir. La création d'un centre de recherche dédié à ces objets s'inscrit dans ce contexte. Ce tout nouveau laboratoire augure d'une véritable synergie entre recherche publique et privée dans le domaine des objets et systèmes communicants. Il s'agit, en outre, du premier pôle de recherche commun entre une unité mixte CNRS / Université et France Télécom-Orange. De par sa spécificité, le CREMANT permettra la mutualisation des moyens humains et expérimentaux, des outils de calcul et de simulation, entre le Laboratoire d'électronique, antennes et télécommunications (LEAT) et le laboratoire Orange Labs situé à La Turbie, à proximité de Nice, et spécialisé dans les antennes. Les projets R&D du CREMANT se concentreront sur cinq axes de recherche, en particulier, la modélisation et la simulation électromagnétique, la miniaturisation et l'intégration d'antennes sur puce, les systèmes multicapteurs / multi-antennes, les antennes à base de matériaux artificiels ainsi que l'ingénierie de l'e-santé.

France Telecom R&D (FT), centre de recherche & développement, est le moteur de l'innovation de France Télécom et de ses filiales en France et à l'étranger. Plus particulièrement les unités de recherche du site de La Turbie disposent des compétences nécessaires à la réalisation de différentes tâches du projet.

- Forte expertise dans le domaine de la modélisation de structures rayonnantes et de leur mesure. Pour leurs besoins propres, elles développent des logiciels de simulation (SRSR, SR3D) basés sur des méthodes rigoureuses dont certains sont industrialisés et commercialisés.
- Capacité à concevoir des antennes innovantes (plus de 20 brevets antenne déposés au cours de ces dernières années)
- validation de très nombreuses réalisation grâce aux moyens expérimentaux (chambre anéchoide, base longue extérieure, radôme : bande couverte de 0,5 GHz à 75 GHz)

Description des chapitres

Ce manuscrit est composé de quatre chapitres soigneusement présentés ci dessous:

Dans le chapitre 1, on propose un rappel de la technologie Ultra Large bande. On commence par citer les principaux atouts de cette technologie. Les avantages sont la largeur de bande qui permet une très bonne résolution temporelle, un très haut débit de communications et des émissions en milieu perturbés. Cependant la limitation du niveau de puissance imposée par les autorités de régulation conduit, pour des débits élevés, à des portées de communications courtes.

L'histoire et la naissance de cette technologie ainsi que les différentes phases de son développement, en commençant par un début confidentiel durant les années 80 et 90 jusqu'à ce que l'ère de confidentialité fut levé vers 1994, sont résumées.

Essentiellement développée au États-Unis, l'Europe et l'Asie s'y intéressent également. Afin de normaliser l'utilisation et la commercialisation des nouveaux produits qui utiliseront la technologie ULB, l'IEEE prend en charge cette mission au niveau des États-Unis, tandis que c'est l'ETSI et le CEPT qui s'en chargent en Europe. On présente donc les différents standards ainsi que les différences existantes entre les deux continents suite aux décisions prises par les autorités concernées. On cite principalement une bande de fréquence plus étroite et des niveaux de puissance émise autorisées plus faible en Europe qu'aux USA.

On enchaîne avec la présentation des applications ciblées par cette nouvelle technologie et essentiellement dans le domaine de la transmission sans fil. Elle est également utilisée pour les applications touchant au domaine de la détection (radar, imagerie médicale, …), des transmissions de données à courtes portées et a très grands débits, de la géolocalisation, … La présentation des applications est étayée par des exemples concrets de produits existant sur le marché ou encore en attente (Samsung, WISAIR, Decawave,...). On poursuit en définissant les signaux et les modulations les plus connues en ULB.

La partie la plus importante de ce chapitre est la présentation des antennes Ultra large bande. La grande diversité d'élément rayonnants ne pouvant être entièrement développée, nous nous sommes uniquement intéressés aux antennes ULB imprimées. Ceci pour la proximité de ce type d'antenne avec les études et les applications ciblées aux cours de cette thèse. Finalement, nous achevons ce chapitre en définissant les différentes techniques de miniaturisation appliquées aux antennes à bande étroite mais également aux antennes ULB. Cette partie est essentielle, vu les travaux concernant la miniaturisation d'éléments rayonnant auxquels nous nous sommes intéressés afin de pouvoir les intégrer dans des systèmes à encombrement réduit.

Le chapitre 2 présente l'étude d'un élément rayonnant dans la bande FCC [3,1 – 10,6 GHz]. Premièrement on définit le substrat que nous allons utiliser tout le long de l'étude. On étudie également les lignes de transmission afin d'obtenir une ligne non dispersive (monomodale) et d'impédance 50 Ohms.

Avec ces travaux et la collaboration des partenaires du projet MIMOC, nous avons choisi d'alimenter l'élément rayonnant à l'aide d'une ligne GCPW (Grounded Co-Planar Waveguide) sur un substrat multicouches RO4003. Grâce à ce choix de ligne, on arrive à modéliser un PCB utile pour toute implantation de circuits électroniques à l'aide des deux plans de masse latéraux. L'aspect multicouche permet de relier plusieurs accès en passant par les différentes couches métalliques. Les plans métalliques destinées à la masse de notre dispositif sont reliés entre eux par l'insertion des

vias.

L'élément rayonnant que nous avons choisi est une antenne imprimée rectangulaire à plusieurs étages. Ce choix est fait après avoir présenté les principales antennes possibles pour notre projet et a été fait en se basant sur les différentes structures déjà existantes au sein du LEAT et de FT R&D La Turbie. L'antenne est alors entièrement paramétrée et étudiée. L'adaptation se fait essentiellement à l'aide des dimensions de la structure mais également des dimensions des encoches qui ont été taillées dans les différents plans de masse.

Cette antenne a été optimisée pour deux encombrements différents du plan de masse. Ces deux encombrements ont été choisis en fonction de deux formats standards dans lesquels l'antenne pourrait être intégrée : format "clé USB" et format "carte de crédit". On commence par adapter une antenne avec un plan de masse large. Ensuite on démontre que la technique de repliement de plan de masse (en 2D et 3D) en conservant l'élément rayonnant n'est pas une technique de miniaturisation applicable dans notre cas. La réduction de l'encombrement du plan de masse est faite en réadaptant la structure, en modifiant les dimensions des cotes et en se basant sur les résultats des études paramétriques réalisées.

Dans le chapitre 3 nous passons à l'intégration des éléments rayonnants dans des prototypes comprenant un générateur d'impulsions. La puce étant un nouvel élément, il a fallu entièrement la modéliser. La procédure suivie a été de paramétrer toute la puce et d'étudier l'influence de ces paramètres sur l'adaptation de ce nouveau bloc (antenne, PCB, puce) afin de retenir les dimensions permettant la meilleur adaptation d'impédance dans la bande FCC. Pour cela on est passé par plusieurs phases d'études et de conception pour obtenir la nouvelle excitation de notre élément.

Ceci dit, la puce doit être connectée à la ligne GCPW. Après avoir présenté les différentes techniques de connexion en microélectronique et en accord avec l'IN2MP, on a retenu la technique de connexion par des filaments métalliques ("wirebonds"). L'avantage de ce choix est une réalisation moins coûteuse et un plus grand degré de liberté au niveau de la mise en œuvre. Les principaux inconvénients sont la fragilité des "wirebonds" ainsi que l'incapacité de maîtriser entièrement la longueur ou la forme de ces filaments (s'il s'avère qu'ils ont un rôle majeur dans l'adaptation).

Les prototypes réalisés ont été choisis en fonction des applications ciblées. On a donc retenu deux formes assez populaires dans le domaine des applications existantes.

L'antenne avec un plan de masse large a été intégrée dans le prototype dont la forme et les dimensions sont assimilées à des applications de type "Carte de Crédit". Tandis que l'antenne à plan de masse réduit à été intégrée dans un prototype se rapprochant des applications de type "Clé USB". Ces deux prototypes intégrant l'élément rayonnant et le modèle du générateur d'impulsion ont été simulés.

Deux types de réalisation ont été faites. La première consiste à obtenir un prototype avec une puce directement implantée au niveau de l'alimentation de notre élément. Ce prototype nous a permis de valider une transmission sur une longueur de 30 et 50 cm avec des débits supérieur à 500 Méga Pulses/s. Le prototype nécessite d'être connecté par un système à clipser sur une carte mère développée par l'IM2NP. Cette carte permet l'alimentation de la puce en lui fournissant la tension "VDD" nécessaire à la polarisation des transistors, la tension "Vc" qui contrôle le fonctionnement de la puce et le flux de données "Vdata" (signal carré entre 0 et 1,2V représentant les bits à transmettre). L'inconvénient de ce prototype, dû au collage de la puce et à l'utilisation d'une carte mère rend le système peu maniable, fragile et très encombrant.

On a donc décidé de réaliser de nouveaux prototypes plus maniables et plus solides facilitant ainsi leur caractérisation en chambre anéchoide. Ils ne comportent ni les puces et ne sont pas clipsées à la carte mère. Il a donc fallu modifier l'accès par "clipsage" afin de le rendre compatible avec une alimentation intégrant un connecteur SMA. Pour cela on a modifié les différents brins imprimés (formant l'accès aux clips) en une piste en forme de "V" se mariant bien avec la largeur de l'âme centrale du SMA et permettant ainsi une bonne soudure.

Ces nouveaux prototypes sont plus solides et peuvent donc être caractérisés dans leur ensemble. On les a placés sur un positionneur mobile pour mesurer les diagrammes de rayonnement dans différents plans (plan XOY, plan XOZ et plan YOZ). L'antenne de référence que nous avons utilisée est le cornet SH2000 (de la société SATIMO), une antenne directive et très peu dispersive dont nous connaissons toutes les caractéristiques dans la bande FCC.

On présente les deux procédures de mesures dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel qui ont été utilisées pour mesurer les caractéristiques radioélectriques des prototypes (gain, fonction de transfert). À travers ces procédures, les mesures de référence et de synchronisation des antennes SH2000 et des antennes sous test (AUT) nous permettent de trouver la fonction de transfert des antennes et de tracer leurs gains dans les différents plans.

Elles sont trouvées directement dans le domaine fréquentiel tandis que dans le domaine temporel, il faut impérativement passer par les transformée de Fourier afin de les visualiser. Pour ce qui est des mesures en temporel, nous avons trouvé des résultats légèrement perturbés dans les hautes fréquences de la bande FCC dus essentiellement à la limite des appareils de mesure. Principalement le générateur d'impulsions que nous avions utilisé dont la bande passante n'excède pas les 8 GHz dans la meilleure des configurations.

La fonction principale de ces prototypes étant une transmission d'impulsions, on s'est également intéressé au facteur de fidélité (FF). Il permet de comparer l'impulsion générée et transmise par l'antenne de référence avec l'impulsion reçue par les prototypes (AUT). Le FF ne prend pas en compte l'amplitude des signaux. Ce qui est équivalent à une comparaison des spectres normalisés des deux signaux dans le domaine fréquentiel.

Toutes les études et les résultats obtenus dans ce chapitre démontrent que les prototypes réalisés sont valides pour une transmission impulsionnelle. On valide également le co-design de l'antenne et de la puce qui a permis d'obtenir un système intégré et bien adapté dans la bande FCC. Grâce à la modification des dimensions des paramètres, les systèmes sont facilement sur des supports de type "carte de crédit" ou moins encombrants et plus étroits (de type clé USB).

Le chapitre 4 s'intéresse à une autre bande de fréquence conforme aux normes Européennes s'étalant de 6 à 8,5 GHz, dite bande ECC. Premièrement, on définit la bande de fréquence ainsi que son spectre et la limitation des puissances émises.

Les principaux travaux de ce chapitre sont le développement d'un élément rayonnant adapté dans la bande FCC et le co-design de cet élément avec la puce électronique (déjà présentée, modélisée et étudiée dans le chapitre 3). L'idée est donc de développer l'élément rayonnant avant de le connecter à la puce, puis ensuite de corriger les désadaptations qui seront ramenées par la puce dans ce processus de co-design.

Pour l'étude de l'élément rayonnant, nous avons conservé la même structure de substrat et le même type d'antenne (antenne imprimée). La première antenne présentée est basée sur la structure du monopole à plusieurs étages rectangulaires (antenne FCC) que nous avons réadapté à la bande ECC

par homothétie partielle (seule la géométrie de l'antenne subit l'homothétie tout en conservant la configuration des plans de masse). Les résultats montrent une antenne bien adaptée dans cette bande mais encombrante et pas très sélective en haute fréquence.

Pour cela nous avons donc étudié une autre antenne, dite ECC triangulaire. Cette antenne est entièrement paramétrée. On procède premièrement à l'étude de l'influence de chaque paramètre indépendamment des autres paramètres. Ces études nous permettent d'obtenir une base de données qui permet à chaque instant de réadapter l'antenne en fonction de l'avancement des travaux. On note ici que pour obtenir une base de données très complète, il faut en plus d'étudier les paramètres indépendamment, les étudier les uns en fonction des autres. Ceci dit, cette approche est coûteuse en temps de simulation et demande de grosses capacités de stockage (mémoires et disques durs) si on prend en compte toutes les combinaisons possibles.

Les résultats obtenus nous permettent de retenir une configuration bien adaptée dans la bande ECC. La géométrie de l'élément nous permet de fixer la fréquence basse d'adaptation et le niveau de l'amplitude du coefficient de réflexion sur toute la bande. Afin de rendre notre élément plus sélectif, on a inséré une fente dans la structure dans le but de fixer une fréquence haute entre 8,5 et 9 GHz. La fente en forme de "V" est également paramétrée selon sa longueur , ses deux largeurs et son épaisseur. Différentes études paramétriques nous ont permis de sélectionner les dimensions de la fente permettant la meilleure sélectivité.

Par la suite, on a intégré la puce (générateur d'impulsions) à cet élément, ce qui a modifié essentiellement la manière dont est excité le système mais également les premiers résultats de simulation du dispositif (antenne+puce). Les résultats montrent une dégradation de l'amplitude du coefficient de réflexion ainsi qu'une diminution de la fréquence basse. Grâce aux données requises, on modifie les dimensions de l'élément sans toucher à celles de la fente (qui maintient son rôle de sélection de la fréquence haute) afin de réadapter notre élément.

Enfin, on a poussé l'étude de l'élément ECC en étudiant son packaging. Le packaging est composé de deux phases principales. La première consiste à en-capsuler la puce et les "wirebounds", la seconde est la protection de l'entité du dispositif par un package en Silicium. On remarque que l'effet "packaging" ne détériore pas l'adaptation de l'élément.

Finalement, on a développé un système de connexion qui permet au dispositif d'être soudé sur un PCB ou d'être collé sur un substrat d'accueil. Ce système est basé sur des plots métalliques imprimés sur la dernière couche du substrat et dont les dimensions et l'espacement entre les plots sont définis par les techniques de fabrication (InSight SIP).

À la fin du chapitre 4, on obtient alors un système de transmission composé d'une puce génératrice d'impulsions et d'un élément rayonnant fonctionnant parfaitement dans la bande ECC. Ce système est très peu encombrant et a comme dimensions 19,49mm*8,18mm*1,87mm. La comparaison entre les résultats de simulation et de mesure n'est pas envisageable une fois le prototype réalisé car ceci nécessiterait des mesures sous pointes. L'inconvénient de ce type de mesure est la perturbation due au bras métallique portant les pointes et à son support sur le dispositif miniaturisé. La seule technique de validation pour ce prototype sera l'étude d'une transmission.

Dans les perspectives de cette thèse, en plus de la réalisation du prototype ECC, on envisage de développer ce dernier pour des applications "on body". L'avantage du dispositif que nous avons développé est l'alimentation qui se fait par une puce intégrée et donc l'absence de connecteur SMA ou autres câbles qui sont considérés comme une problématique majeure pour les applications "on body". Ceci dit, on procède par une élévation de la structure de telle sorte qu'elle fasse un angle de 90° avec le plan de propagation de la ligne GCPW. Ceci permettra d'éviter un contact entre

l'élément et le corps humain qui, vu les permittivités élevées de ses constituants (peau, graisse, muscle …) dégraderait fortement les performances de l'antenne. Cette élévation risque de désadapter l'antenne. On se référencera aux différents résultats acquis afin de la réadapter.

Ce type d'application est en forte croissance et elle est très envisageable avec l'antenne ECC en raison de ses petites dimensions, même dans le cas d'une antenne à 90°. Ce dispositif est tellement peu encombrant que l'on pourrait envisager de l'intégrer dans une montre. Ceci permettrait d'alimenter la puce en utilisant la pile de la montre. Cette application nécessite également l'étude du diagramme de rayonnement et des déformations que celui ci peut subir au cours des différentes phases de développement et d'intégration. La portée de la transmission est également importante. Ceci sera amélioré en fonction du cahier de charge bien du projet et du type d'application souhaité.

¤¤

Chapitre 1

Introduction aux systèmes Ultra Large Bande

1 Introduction aux systèmes Ultra Large Bande

1.1 Technologie Ultra Large Bande (ULB)

La technologie Ultra Large Bande est une technologie de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences. On parle souvent d'une bande allant de 500 MHz jusqu'à plusieurs GHz. En premier lieu, elle fut utilisée pour des applications radars. Puis suscitant un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle, elle fut transportée aux applications de télécommunications. Ces dernières allant des systèmes de communications telles les échanges de données entre deux portables, aux applications médicales, évoluent actuellement vers les systèmes de télécommunications dits "on body" .

Pourquoi cette orientation vers l'Ultra Large Bande? Les propres caractéristiques de l'Ultra Large Bande comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle permettent de proposer des systèmes de communication à très hauts débits, pouvant ainsi atteindre plusieurs centaines de Mbits/s, voire 1 Gbits/s. Cette largeur de bande est favorable pour des émissions en milieux perturbés tels les applications "indoor" où plusieurs fréquences et normes différentes y sont présentes. En revanche, les puissances d'émission autorisées sont largement inférieures aux normes radio et limitent donc la portée des communications à quelques centaines de mètres, pour des bas débits, dans le meilleur des cas. On en conclut ainsi que la technologie ULB est parfaitement positionnée pour le marché des radiocommunications de proximité.

Le travail effectué au cours de de cette thèse porte donc sur le domaine des applications "indoor". Dans ce chapitre, la technologie ULB à ce jour est ainsi présentée.

1.1.1 Un peu d'histoire

Tout a commencé avec les expériences menées par Marconi qui ont abouti à ce que l'on appelle le système émetteur "spark gap" en 1897. Mais pour l'époque, ce type de transmissions ne trouva pas sa place dans le monde des communications suite aux importants phénomènes d'interférences **[I - 01] [I - 02]**. Le sans fil abandonna ainsi l'ULB pour les systèmes à bandes étroites plus faciles à gérer. L'apogée de l'ULB n'apparaîtra que récemment avec l'engagement pour le développement des transmissions à courte distance. Ainsi malgré l'ancienneté du concept, le domaine de l'ULB reste récent, et la grande majorité des techniques de transmissions actuelles utilisent des modulations avec porteuses (bluetooth,...). Pourtant, dès la fin du 19ème siècle, Heinrich Hertz eut l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques. En parallèle, des chercheurs américains et soviétiques travaillaient sur l'électromagnétisme dans le domaine temporel ainsi que sur les signaux non sinusoïdaux. Leur objectif était l'observation de phénomènes transitoires dans les systèmes radar à réseaux d'antennes. A la même époque, des progrès remarquables concernant les composants hyperfréquences ont permis le développement des premiers systèmes tels que l'oscilloscope rapide de Hewlett Packard (1964), et les premiers récepteurs dans le domaine temporel de Textronics (1962). Ainsi dès le début des années 70, les bases de la technologie impulsionnelle sont établies, sans porteuse (carrier free), bande de base (baseband) ou encore non sinusoïdale (nonsinusoidal) suivant les époques et la provenance des chercheurs (radar, mesure, instrumentation...). C'est alors qu'en 1973, le 17 avril, Ross pose pour Sperry Rand Corporation, le premier brevet sur un système de communications par émission

d'impulsions très courtes, brevet américain 3,728,632 **[I - 03]**. Ce brevet fut l'aboutissement de ses travaux en électromagnétisme dans le domaine temporel, démontrant ainsi la possibilité d'utiliser des formes d'ondes ULB pour des applications en radar et communications en décrivant le comportement transitoire de réseaux micro-ondes à travers leur réponse impulsionnelle caractéristique.

1.1.2 Un début très confidentiel

Durant les années 80 et 90, la majorité des travaux visait à améliorer certains sous systèmes de cette nouvelle technologie. C'est alors que plus d'une centaine de brevets et de démonstrateurs voient le jour pour différentes applications (radar de proximité pour véhicule, capteur de niveau de liquide, communications militaires moyenne portée, . . .). Tous ces projets étaient classés secret défense par le gouvernement fédéral des États-Unis d'Amérique. La maturité de la technologie fut aussi acquise en URSS et en Chine où la confidentialité est aussi de rigueur. A cette époque, plusieurs petites et moyennes entreprises (PME) se créent aux USA pour réaliser les projets gouvernementaux : Multispectral, Time Domain, Xtremespectrum, Aetherwire,. . . Il faudra alors attendre l'année 1989 où dans une publication du ministère de la défense fut utilisé le termes Ultra large bande. En 1994, avec la sortie du premier radar très faible puissance **[I - 04]**, l'ère de la confidentialité sur les projets touchant à la technologie ULB fut levée. Ceci marqua le décollage des travaux de recherches sur les potentialités des communications ULB d'abord aux USA puis dans le reste du monde **[I-05][I-06]**.

1.1.3 Un peu d'ordre

1.1.3.1 Aux États-Unis

La technologie ULB typique utilise une partie du spectre fréquentiel déjà allouée à des services radio opérationnels. Par conséquent, malgré leur niveau de puissance émise extrêmement faible, les dispositifs radio ULB pourraient être une source potentielle d'interférence avec les services radio actuels, et doivent donc prouver leur capacité de coexistence avec les autres services radio. Le but est alors d'élaborer des moyens efficaces afin de gérer le spectre fréquentiel, avec des mécanismes de coexistence plutôt qu'avec des mécanismes conventionnels de partage fréquentiel **[I - 07]**. Les États Unis ont été le premier pays à réglementer l'utilisation de l'ULB.
En utilisant un très large spectre fréquentiel, les systèmes ULB devraient ainsi fonctionner hors licence. Il existe plusieurs systèmes opérant dans des bandes incluses dans la bande du signal ULB. Le premier pas dans le monde de la réglementation a été l'établissement d'un groupe de travail appelé « UWBWG » par certaines compagnies aux États-Unis dans le but de négocier avec la FCC (Federal Communication Commity) en levant les restrictions imposées sur les applications utilisant la technologie ULB.

En 1998, la FCC publia une NOI (Note of Inquiry). Malgré les niveaux de puissance extrêmement faibles, les partisans des systèmes existants ont soulevé de nombreuses contestations contre l'utilisation de l'ULB pour des applications civiles, fondant notamment leur argumentation sur des prévisions d'augmentations significatives du niveau d'interférence dans les bandes déjà allouées aux services existants. Lorsque l'ULB a été proposée pour des applications civiles, il n'y avait pas de définition précise du signal. L'ordre final fut établi le 14 Février 2002 , date de l'annonce de la publication du First Report & Order de la FCC **[I - 08],** décidant du masque de puissances autorisées dans un premier temps pour trois différentes applications de l'ULB (communication,

radar pour véhicule, imagerie et surveillance - radar de sol, imagerie médicale, imagerie à travers obstacles). La FCC publia les règles générales de la technologie ULB fixant ainsi les limitations sur le rayonnement en ULB autorisant aussi la commercialisation de la technologie . Ces règles sont propres aux États-Unis. Elles définissent alors les systèmes ULB comme étant des systèmes émettant un signal dont la bande relative instantanée est supérieure à 20%, ou alors de largeur de bande supérieure à 500 MHz. La fréquence centrale, $fcentral$, ainsi que la bande passante relative, $Bfrelative$, sont ainsi définies :

$$fcentral = \frac{flow + fhigh}{2} \quad (1) \text{ et } \quad Bfrelative = 2 * \left(\frac{fhigh - flow}{fhigh + flow}\right) = \frac{BW}{fcentral} \quad (2)$$

où $flow$ et $fhigh$ sont respectivement les fréquences basses et hautes de coupure à -10 dB du signal et BW la bande passante.

L'allocation de cette bande de fréquence a été scindée en deux catégories: les applications à l'intérieur des bâtiments et les applications à l'extérieur des bâtiments. Les principales applications "Indoor" sont celles déjà citées ci dessus, tandis qu'uniquement les applications liées aux portables sont autorisées à l'extérieur des bâtiments.

Les densités spectrales de PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente) moyenne maximale autorisée par la FCC pour les applications de transmission de données en intérieur et en extérieur, sont présentées dans le tableau ci dessous.

Fréquence en GHz	**Systèmes intérieurs PIRE en dBm / MHz**	**Systèmes extérieurs PIRE en dBm / MHz**
0,960 – 1,610	-75,3	-75,3
1,610 – 1,990	-53,3	-63,3
1,990 – 3,1	-51,3	-61,3
3,1 – 10,6	-41,3	-41,3
> 10,6	-51,3	-61,3

On note également que $PIRE_{outdoor} = PIRE_{indoor} - 10\text{dBm}/MHz$ à l'exception des bandes [0,96-1,61 GHz] et [3,1-10,6 GHz].

C'est la première fois dans l'histoire des télécommunications qu'une bande aussi large est autorisée (1500 fois plus large qu'une seule licence UMTS), sans licence et de surcroît sur des bandes déjà occupées. Les figures 1.1 et 1.2 montrent le spectre de puissance pour l'ULB en "Indoor" et "Outdoor" pour le domaine des télécommunications ainsi qu'un deuxième masque pour la réglementation des radars pour véhicules. La différence principale entre les masques spectraux d'une transmission en intérieur et en extérieur est le degré de l'atténuation exigée en dessous de la bande utile pour les liaisons Outdoor. Ceci est justifié par le souhait de protéger les récepteurs du système mondial de géolocalisation GPS (Global Positioning System) situé dans la bande [0,96 – 1,61 GHz].

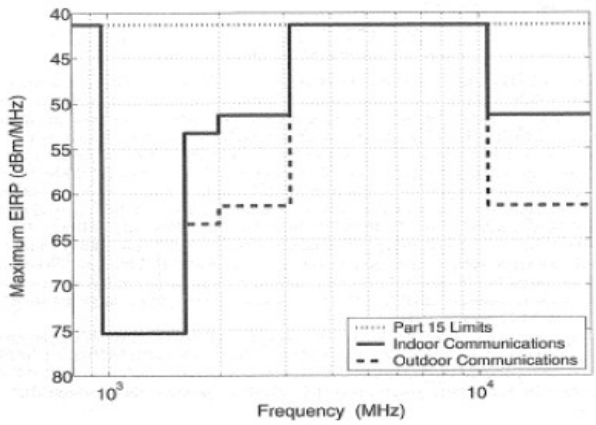


Figure 1.1: Spectre de puissance pour les applications en "Indoor" et "Outdoor"

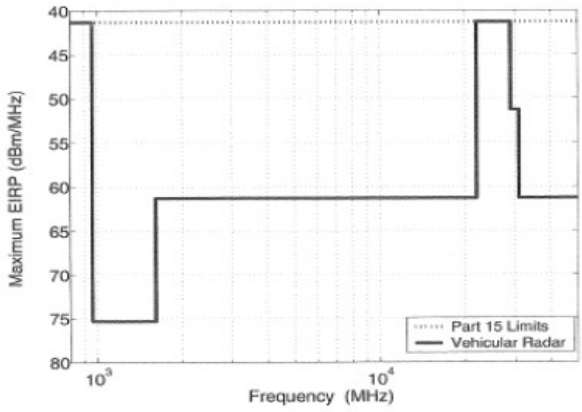


Figure 1.2: Spectre de puissance pour les applications de radar de véhicules

1.1.3.2 Hors États-Unis

L'Europe et le Japon ont commencé à établir les spécifications de leurs propres spectres d'émission pour les systèmes ULB.

1.1.3.2.1 L'ULB en Europe

En Europe, les principales autorités de réglementations sont l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute), et le CETP (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications). Elles ne bénéficiaient ni des 30 années d'expériences du département américain de la Défense, ni du tissu industriel qui l'entoure. Elles ont lancé leurs propres projets de R&D par l'intermédiaire de la Commission Européenne et elles ont parallèlement donné des mandats pour leurs propres études de normalisation (ETSI TG 31 A), et de réglementation (CEPT SE 24). A l'automne 2005, les premières solutions techniques élaborées par le TG3 peuvent être présentées comme suit :
Dans la bande 3,1-4,95 GHz, les équipements ULB pourraient éventuellement émettre avec une densité spectrale de PIRE moyenne maximale -41,3 dBm/MHz, sous réserve de mise en œuvre d'une technique d'évitement de type Detect and Avoid (DAA) qui reste à définir et à tester. Une approche avec limitation du temps de cycle a également été étudiée.

Une approche transitoire qui permettrait d'utiliser la bande 4.2 - 4.8 GHz avec une densité de PIRE moyenne maximale de -41,3 dBm/MHz, sans technique d'évitement et jusqu'au 30 juin 2010 a également été envisagée.

Enfin, dans la bande 6-9 GHz, les équipements ULB pourront émettre jusqu'à -41,3 dBm/MHz sans obligation de mise en œuvre de technique d'évitement particulière **[I – 09] [I - 10]**.

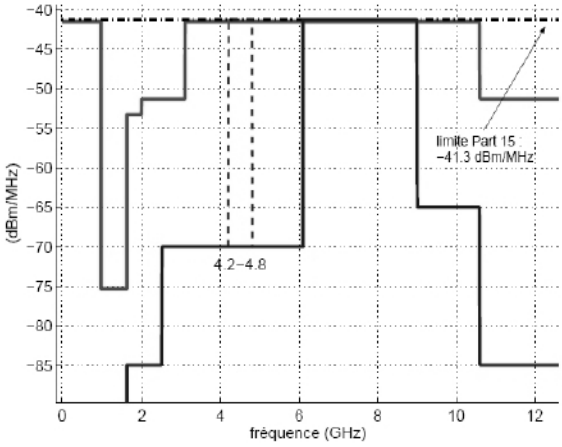


Figure 1.3: Différences entre le masque FCC et le masque européen (ECC)

Ces deux masques illustrent la problématique de la réglementation européenne de l'ULB où les niveaux permis sont sensiblement plus bas que les niveaux définis par la FCC. Ces propositions sont contraignantes en termes de protection des systèmes de communications déjà existants. Comparé à la FCC, elles ajoutent une marge de 30dB de protection envers les bandes ISM (Industriel, scientifique et Medical), centrées autour de 2,45 GHz, de même envers les bandes centrées autour de 5,8 GHz. En effet, selon la décision de mars 2006, la bande autorisée est maintenant entre 6 et 8,5 GHz, ce qui entraîne une pénalisation sur plusieurs aspects :

- Propagation : La portée est diminuée, car l'atténuation est plus forte pour les fréquences élevées.
- Technologie : Les technologies bas coûts actuelles (CMOS 130nm) limitant la fréquence d'utilisation de certains composants (convertisseurs notamment), ainsi que la majorité des systèmes actuels ont été conçus pour fonctionner jusqu'à 5GHz. En effet, au-delà, la fréquence maximale des transistors coupe la dynamique des signaux. Ainsi, travailler dans la bande définie par la CEPT implique la conception de nouveaux circuits avec des technologies plus avancées (CMOS 90nm, voire CMOS 65nm).
- Filtrage hors bande : La protection des fréquences adjacentes implique de limiter fortement les émissions hors de la bande utile, et donc d'ajouter de fortes contraintes supplémentaires en termes de filtrage sur l'émetteur.

Le termes "Part 15 limit" qui apparaît dans la légende des différentes figures est relatif à la limite souscrite par la FCC pour les émissions intentionnelles comme le rayonnement de certains appareils électroménagers.

1.1.3.2.1 L'ULB au Japon et à Singapour (Asie)

Les organismes de réglementation japonnais ont toléré l'ULB dans la bande 7,25 – 10 GHz avec un niveau d'émission à -41,3 dBm/MHz sans aucune contrainte sur l'utilisation de technique de mitigation. Avec cette décision, la bande commune entre le Japon, les USA et l'Europe s'étend de 7,25 GHz à 8,5 GHz.

Le Japon utilisa également une "phased approach" afin de pouvoir commercialiser une première génération de produits dans la bande 4,2 – 4,8 GHz sans technique de mitigation jusqu'à la fin 2008,

tandis qu'il a adopté des techniques de mitigation sur le modèle européen pour l'utilisation de la bande basse de 3,4 – 4,8 GHz.

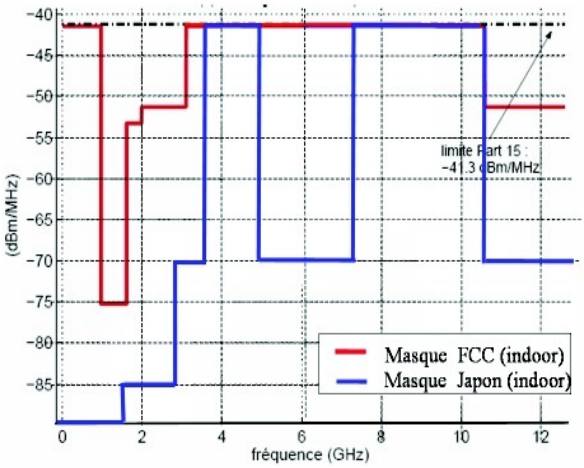


Figure 1.4: Différences entre le masque FCC et le masque japonais pour les applications "Indoor"

Notons à ce propos que la Chine a dès à présent adopté le masque FCC.

Singapour a autorisé une «ULB friendly zone» pour expérimenter la technologie ULB sur la bande 2.1-10.6 GHz avec une densité spectrale moins contraignante (-35 dBm/MHz); même si l'IDA (Infocomm Development Authority of Singapore) se tiendra au final aux décisions de l'ITU (International Telecommunication Union) **[I - 11]**.

Comme il vient d'être démontré, l'ULB doit coexister avec d'autres systèmes de communications sans être la source d'interférences ou de perturbations pour ces derniers. Quelques uns de ces systèmes sont illustrés sur la figure 1.5.

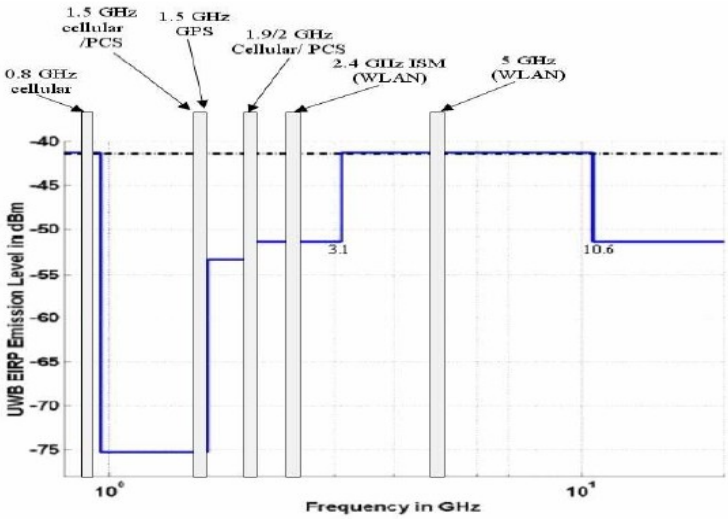


Figure 1.5: Niveau de puissance émise pour différentes applications cohabitantes avec les applications ULB

Pour conclure, le problème de la réglementation reste le point le plus épineux à surmonter par la technologie ULB, tant sur le plan politique que technique. La réglementation de l'ULB doit, par

ailleurs, avoir préférentiellement une dimension internationale, ce qui est bénéfique voire indispensable pour les consommateurs souhaitant utiliser leurs équipements ULB d'un continent à l'autre.

1.1.4 La standardisation

Le développement d'une nouvelle technologie pour le marché apporte de multiples préoccupations. Les concernés par la technologie doivent décider de fabriquer et vendre les produits eux mêmes ou s'aligner avec d'autres entreprises afin qu'elles puissent les produire selon les normes et standard existants déjà sur le marché. Cette évolution nécessite la modification ou la création de nouveaux standards.

L'Institut pour les ingénieurs électriques et électroniques (IEEE) est un organisme de normalisation qui aide à établir des normes telles que le WiFi et le Firewire pour l'industrie de l'électronique destiné au grand public.

Dès 2002, un processus de standardisation a été mis en place aux États-Unis dans le cadre de la norme IEEE 802.15.3a, parallèlement au processus de réglementation. L'IEEE a établi le groupe d'étude de la norme 802.15.3a afin de définir un nouveau concept de couche physique pour les applications à haut débit et à courte portée.
Avec un débit pouvant atteindre 480 Mbits/s, ce groupe a l'intention de développer un standard s'adressant aux applications multimédias. Le travail inclut également l'analyse du modèle du canal de propagation qui devrait être utilisé dans l'évaluation d'un système ULB. L'objectif de ce groupe d'étude est de fournir une couche physique plus haut débit, comme alternative à celle qui a été approuvée dans le standard 802.15.3. Les caractéristiques principales souhaitées pour cette couche physique alternative sont : la coexistence avec tous les standards IEEE 802 existants, un débit visé de plus de 100 Mbits/s pour les applications grand public, une performance robuste aux multi-trajets et l'utilisation d'une partie additionnelle non licenciée du spectre pour les applications WPAN à haut débit.
Dès juin 2003, apparaît le MBOA (Multi Band OFDM Alliance) SIG qui regroupe la plupart des grands industriels (ntel, Nokia,HP, Philips, ...) **[I - 12]** de l'électronique mondiale pour promouvoir l'implémentation "multibande" auprès de l'IEEE. En réaction fin 2004, les défenseurs d'une implémentation "impulsionnelle" se rassemblent sous l'appellation UWB Forum 7 et regroupent notamment Motorola, certaines des PME pionnières (Pulse Link, AetherWire) ainsi que de nombreux centres de recherche académiques. Ceci s'explique car le mode impulsionnel est plus proche des origines de la technologie.

La modulation OFDM a déjà prouvé sa robustesse aux multi-trajets dans les précédentes implémentations 802.11, DAB... Ses autres avantages sont ses capacités à « remplir » plus efficacement le spectre disponible, grâce à ses stratégies d'égalisation du canal qui capturent de façon inhérente l'énergie des multi-trajets avec une seule chaîne hyperfréquence. Mais l'avantage qui pourrait s'avérer déterminant est sa capacité à "éteindre" dynamiquement une ou plusieurs sous bandes et donc s'adapter à d'éventuelles contraintes régionales spécifiques. Ceci aiderait incontestablement l'adoption d'un standard mondial. La mission de la MBOA est de développer la meilleure solution globale pour les produits ULB conformément aux exigences internationales de réglementation, et d'assurer la coexistence avec les systèmes actuels et futurs. En pratique, la MBOA a été formée afin de répondre à l'impasse qui existait dans la tentative de standardisation de l'IEEE 802.15.3a.

La haute définition des télévisions (HDTV) est destinée à prendre plus d'ampleur dans l'avenir. Elle

nécessite également des transmissions simultanées avec des débits excédents les 110 Mbits/s. Ces applications dont le standard IEEE 802.15.3 n'est pas en mesure d'offrir ont donc aboutis à la création du groupe de travail IEEE 802.15.3a chargé de l'étude d'une couche physique alternative permettant d'accéder à de très forts débits de 480 Mbit/s, dans la technologie ULB et avec des portées < 10mètres.

Les premières propositions de ce groupe apparaissent au début 2003. Elles sont essentiellement basées sur la cohérence des traitements en réception. Après un long processus de sélection, uniquement deux solutions, non adoptées par le standard, coexistent.

La première est la solution impulsionnelle "DS-CDMA" qui propose des transmission à haut débit en augmentant la fréquence des impulsions en émission.

La seconde, fondée sur le principe de la multibande, évite les probables interférences inter symboles en utilisant une période de répétition supérieure à la durée d'étalement du canal pour chaque sous bande. L'utilisation d'un saut de fréquence permet l'exploitation correcte des sous bandes. Cette solution a rapidement été délaissée au profit de l'OFDM qui privilégie une émission des signaux simultanément sur des fréquences parallèles, et ceci aux dépens de l'exploitation de la bande disponible.

En août 2004, un nouveau standard 802.15.4a moins exigeant et moins sévère fut proposé. Il permet la transmission avec des débits ne dépassant pas les 2 Mbit/s. C'est également le standard des applications de communications ULB pour des plus faibles débits. Le 802.15.4a garantit des transmissions radios plus fiables que celles autorisées par le standard 802.15.4 (fondement du ZigBee) tout en permettant des portées allant jusqu'à 300 mètres. Il offre également une gamme de débits plus larges (de l'ordre de 50 kbit/s jusqu'à 1 Mbit/s) et assouvit les applications aux contraintes de coût et de consommation plus sévères. Cette technologie est généralement adaptée aux applications de géolocalisation fine (quelques dizaines de centimètres).

Une nouvelle norme concurrente principale du Bluetooth, la 802.15.6 devrait bientôt être finalisée pour venir concurrencer le Bluetooth en 2012. Elle a le soutien, entre autres, de Broadcom, Texas Instrument et Samsung. Elle vise avant tout le marché des appareils Bluetooth basse consommation. On devrait d'abord voir la commercialisation d'appareils médicaux, mais le père des Galaxy envisage déjà d'intégrer cette technologie. Le 802.15.6 promet une consommation nettement inférieure et moins d'interférence. Des appareils dédiés aux hôpitaux ne dépasseraient pas les 3 mA. Il utilise un champ électrique à l'instar du near-field communications. Opérant entre des fréquences de 21 MHz et 32 MHz, les débits iraient de 164 Kb/s à 1,3 Mb/s à une distance de trois mètres.

General Electric a proposé que la technologie utilise aussi la bande de fréquence 2,4 GHz. Ce serait utile dans le milieu médical pour gérer jusqu'à 64 périphériques simultanément. Néanmoins, il faudra d'abord que la FCC (l'équivalent de l'ARCEP aux États-Unis) lui ouvre ce spectre. On attend une décision de sa part cette année.

Au stade de brouillon pour le moment, les ingénieurs doivent répondre à plus de 100 commentaires techniques avant de produire les spécifications définitives. Des chercheurs japonais travaillent aussi sur une version de cette norme utilisant l'ultra wideband qui offrirait des débits de 2 Mb/s sur une distance de trois mètres sur des fréquences de 7,25 GHz et 10 GHz.

En conclusion, le projet semble intéressant, mais il reste encore un gros travail d'unification et de cohésion avant de pouvoir proposer une norme qui ralliera l'industrie.

1.1.5 Les applications Ultra Large Bande

Comme nous avons pu l'évoquer précédemment, les applications ULB sont nombreuses. Cette technologie commence à envahir tous les domaines. On peut définir principalement trois grandes catégories : la détection, la géolocalisation, et les communications sans fil (Wireless) **[I - 01][I - 13] [I - 14]**.

Malgré les restrictions significatives sur le niveau de puissance citées précédemment (§ 1.1), l'ULB détient un énorme potentiel pour les réseaux sans fils ad-hoc et point à point (peer-to-peer). Indépendamment du type d'implémentation, on peut dégager un certain nombre de performances inhérentes à la communication ULB.

L'application visée rentre dans la catégorie des applications de communications sans fil. L'un des plus importants critères de ce type d'applications est le débit. Le débit brut théorique varie entre 480 Mbps à 2 m et 11 Mbps à 10 m. Ce débit bien supérieur à ce qui se fait de mieux actuellement avec Hiperlan2 (54Mb/s) peut s'expliquer par la formule de Shannon sur la capacité théorique du canal:

$$C = B * \ln\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (3)$$

En effet la capacité du canal C croît proportionnellement avec la bande passante B du signal et décroît de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit S/N . Par ailleurs, la nature ultra large bande du signal ULB combat intrinsèquement le problème des évanouissements rapides (fading) particulièrement contraignants en environnement intra-bâtiment. En effet plus le signal émis est court dans le temps, moins le chevauchement de deux multi-trajets au niveau du récepteur est probable .

Ces trois grandes catégories des applications ULB sont essentiellement différenciées par le niveau de débit utilisé. Il y a donc les applications à haut et très haut débit de l'ordre de 480Mb/s jusqu'à 1Gb/s. D'autre part, il y a les applications à bas débit, permettant essentiellement d'offrir des moyens de localisation "Indoor" en complémentarité aux services de communications.

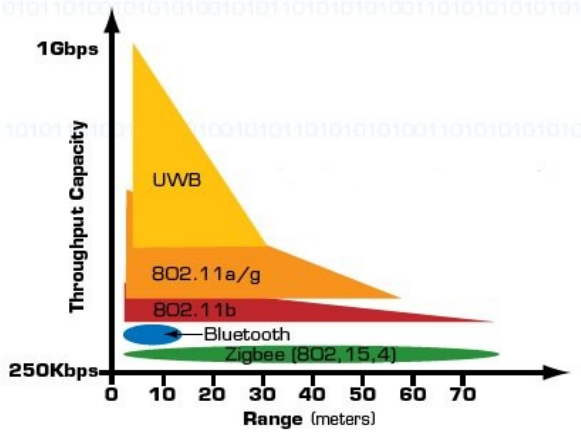


Figure 1.6: Capacité de débit en fonction de la portée de plusieurs technologies existantes

La faible puissance d'émission de l'ULB limite les applications à haut débit à de très courtes portées, et les applications à très faible débit à une portée modérée (figure 1.6). En extérieur, la technologie ULB est envisagée pour des applications de communication point-à-point. Citons à titre d'exemple l'échange de données entre plusieurs assistants personnels. Les systèmes ULB ont été ciblés pour des applications à très haut débit et à courte portée, pour le remplacement de l'USB par

exemple, ainsi que pour des applications à très faible débit pour des portées plus importantes, comme les capteurs et les étiquettes radiofréquence (tags RF). D'un point de vue commercial, des étiquettes ULB font l'objet de pistage de biens, identification radio fréquence (RFID), automobile, ou encore de sécurité.

D'une autre part, les systèmes de détection et de géolocalisation ne demandent pas un très gros débit mais nécessitent une bonne précision. Dans le domaine du radar par exemple, le fait de transmettre une impulsion très rapide et de très faible durée est très intéressant du fait que la résolution de ces systèmes est directement proportionnelle à la largeur de bande de l'impulsion. Cette grande précision pousse ces systèmes encore plus loin que la détection d'objets en déterminant leur nature (ex: contrôle non destructif, déminage, imagerie médicale,...).

La sécurité étant un domaine de plus en plus préoccupant de nos jours. L'ULB est un candidat prometteur et favorable dans les applications telles que la détection de personnes à travers différents obstacles, la surveillance policière ou encore pour retrouver des personnes emprisonnées dans des débris, des immeubles incendiés ou encore des avalanches.

On remarque également l'utilisation de l'ULB dans tous les types de construction d'appareils allant des applications radars dans l'automobile jusqu'à l'aviation (altimétrie de précision). Pour la géolocalisation, on parle surtout de géolocalisation de précision. Un grand intérêt et une grande demande sont portés sur l'ULB par les militaires et les industriels pour la localisation d'objets de petites dimensions demandant ainsi de très courtes impulsions pour de meilleures résolutions avec un taux d'erreurs assez faible. Pour exemple, un produit capable de localiser en fournissant une précision de l'ordre du "cm" sur des distances de l'ordre du "Km" fut développé par Aether Wire&Location, Inc opérant en milieux denses tels qu'à proximité de grandes constructions, en milieux urbains ou encore en foret.

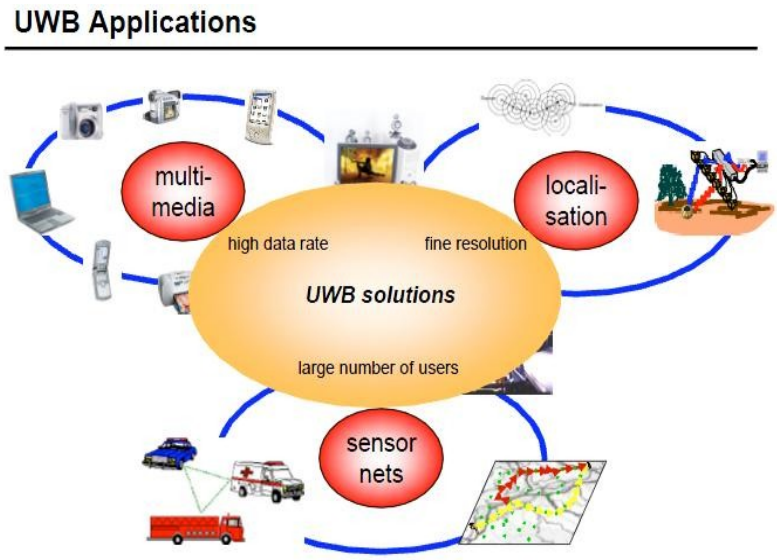


Figure 1.7: Illustration montrant les domaines dans lesquels l'UWB apporte des solutions intéressantes

Finalement, le domaine des communications sans fil est celui qui a été le plus ambitieux pour la technologie ULB. Poussée par la société de consommation, on développe de plus en plus des applications mobiles, portables et à portée de main. A cela se rajoute l'ouverture de la bande de fréquence 3,1-10,6 GHz sans licence qui a davantage favorisé l'intégration des applications ULB dans ce monde de "wireless" en promettant de très hauts débits d'information à courte portée peu altérés par les trajets multiples (très intéressant pour tout ce qui est multimédia).

Par ailleurs, notons que les réseaux point à point sont également des réseaux où la technologie ULB serait un candidat prometteur. En effet, la technologie ULB est envisageable comme étant la technologie de communication sans fil pour le marché des PDA, toujours émergeant d'énorme potentiel. Un tel objectif se fonde sur plusieurs arguments :

- L'ULB assurera une liaison sans fil très rapide pour des applications multimédias nécessitant des débits élevés, entre plusieurs PDA ou ordinateurs portables dans un schéma de réseaux ad hoc.
- La technologie ULB apportera la meilleure solution au problème de la raréfaction du spectre fréquentiel tout en garantissant la plus faible consommation.
- La conception des systèmes ULB est relativement simple. En effet, un grand nombre de systèmes ULB sont attendus sur le marché à brève échéance. Par conséquent, le prix sera aussi un des atouts les plus importants de la technologie ULB par rapport aux technologies alternatives.

Aucune autre technologie concurrente (Bluetooth, Zigbee, UMTS, IEEE 802.11 a/b/g, IEEE 802.16) n'a atteint ces mêmes objectifs. Aux Etats-Unis, les normes fixées favorisent beaucoup de recherches finalisées souvent par de nombreux produits commercialisés, tandis qu'en Europe, les recherches sont fructueuses attendant ainsi que l'industrie commercialise des produits aux normes européennes. Dans un premier temps, il sera beaucoup plus simple d'adapter les systèmes 3,1-10,6 GHz à la bande 6-8,5 GHz.

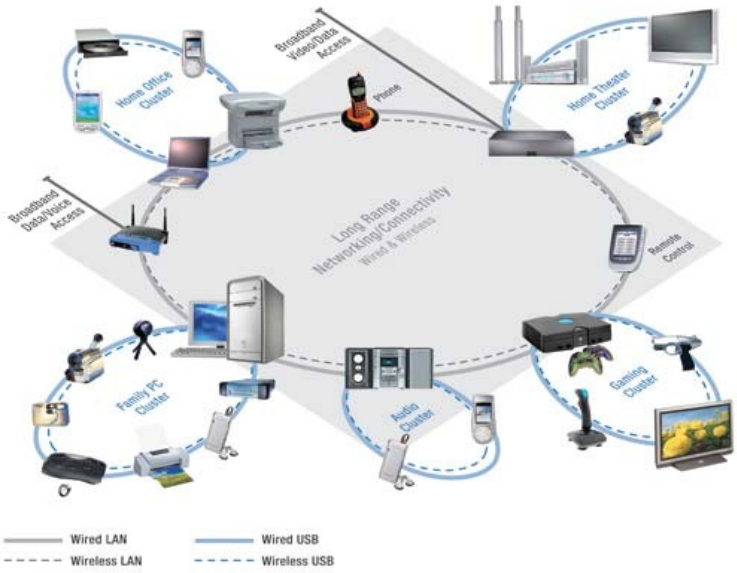


Figure 1.8: Illustration montrant comment et où la technologie sans fil remplace la technologie avec fil

On constate sur la figure 1.8 que "le wireless" a envahi tous les domaines des applications domestiques et professionnelles, surtout en remplaçant les connexions avec fil dans le monde de "l'indoor". Les figures 1.9 et 1.10 ci dessous donnent une idée plus claire sur le type d'application visée, modèle satisfaisant clients et industriels. Pour y parvenir, l'adaptation de tous ces appareils communicants à la technologie ULB est essentielle.

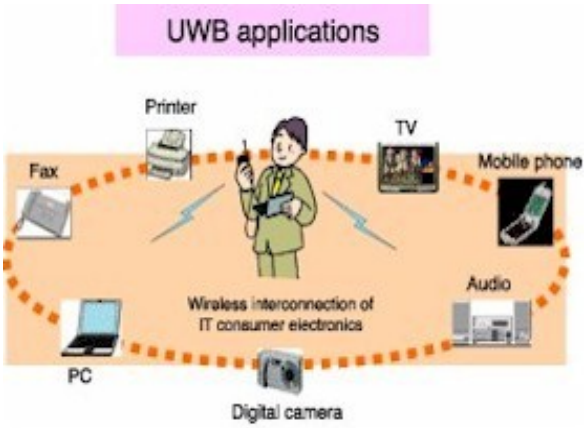


Figure 1.9: Domaines d'applications quotidiennes envisagées avec la technologie ULB

Figure 1.10: Nouvel appareil de commande des applications ULB avec intégration de la technologie dans un téléphone portable

On mentionne aussi que ce modèle reste dans le cercle des applications à courte portée. L'exemple illustré représente un début très intéressant sur l'intégration de nombreuses applications dans un seul bloc.

Les applications ULB sont en développement continu et les perspectives ne manquent pas. L'intégration de la technologie ULB dans les dispositifs déjà existants n'est pas une tache facile. L'encombrement de l'antenne ainsi que les interférences avec les autres normes de communications symbolisent les principaux problèmes à résoudre.

Les techniques de miniaturisation font l'objet de nombreuses études et recherches pour remédier à l'encombrement et à la faible densité spectrale ainsi qu'à l'évolution de la microélectronique (filtre, générateur d'impulsion, codeur, décodeur, ...).

De nombreuses applications ULB adressées au consommateurs existent aujourd'hui. Nous citons ci-dessous quelques exemples de ces applications.

La première étant un routeur de chez BELKIN, fonctionnant sur une bande ULB allant de 3.1 à 4.8GHz avec un débit de transfert de 480Mbits/s (figure 1.11); la seconde est un produit de chez STACCATO Communications présentant l'intégration de la technologie ULB dans une clé USB (figure 1.12).

Figure 1.11: Routeur intégrant la technologie ULB de chez BELKIN

Figure 1.12: Exemple de produit sous forme de clé USB avec l'intégration de la technologie ULB

Il y a également les sociétés comme Time Domain et Ubisense qui ont exploité la technologie UWB-IR et qui ont développé des systèmes sous forme d'étiquettes RFID permettant la localisation d'un personnel portant ces étiquettes à l'intérieur d'un local. Dans ces cas là, les tags représentent uniquement le système d'émission de la chaîne de transmission. La fonction de localisation est achevée au niveau du ou des récepteurs implantés dans le même local. Ceci étant qu'en technologie UWB-IR, il n'existe pas aujourd'hui de systèmes commerciales permettant la localisation d'un individu par rapport à un autre.

Il existe également des équipements développés par différentes sociétés comme Wisair et Samsung. Ils proposent des équipements associant la technologie UWB et la technologie USB.

Samsung propose l'un des tous premiers moniteurs à supporter la norme UWB (Ultra Wide Band ou Wireless USB), le SyncMaster C27A750. Grâce à l'UWB le nouvel écran Samsung ne fait appel à aucune connectique filaire pour communiquer avec le PC, seul le cordon d'alimentation est à relier à l'écran puisque le moniteur dialoguera par le biais d'un "dongle" UWB à brancher sur le PC.

Wisair propose une plus grande variété de produits dans la même conduite de technologie et essentiellement des adaptateurs permettant une transmission haut débit pour des applications Indoor. On cite certains de ces produits, le "Wireless USB Adaptor" et le "Laptop to home cinema Wirelessly" (figure 1.13). Ces applications se marient beaucoup plus avec le standard Wimedia group band 1 [3,1 – 4,7 GHz] et se présentent comme des produits s'alliant très bien avec les régulations imposées en Europe, au Japon, en Chine, en Corée et bien entendu aux États-Unis d'Amérique.

Figure 1.13: Illustration montrant le mode de fonctionnement des différents produits (applications) UWB de WISAIR

Concernant les produits "implémentables" et notamment les puce "Chips", Winsair propose déjà la WSR-601 qui présente un encombrement de 13mm². Elle s'allie au standard WiMedia [3,1-4,8 GHz] et permet un débit allant de 53,3 jusqu'à 480 Mbit/s. Elle cohabite parfaitement avec le bluetooth et le WiMax et intègre des techniques DAA (Detect&Avoid Technology) **[I – 15].**

On attend également la nouvelle puce de chez Decawave (figure 1.14), la ScenSor. C'est une puce contenant un émetteur et un récepteur sans fil et intégrant la technologie UWB IR, et conforme au standard 802.15.4a.

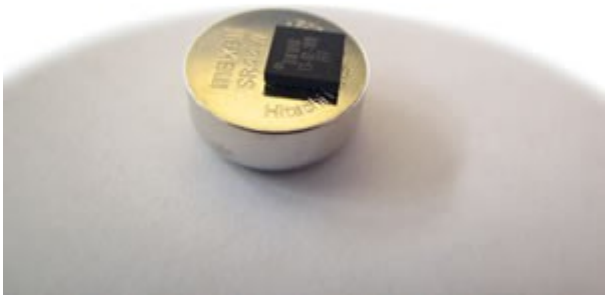


Figure 1.14: Illustration montrant la puce ScenSor

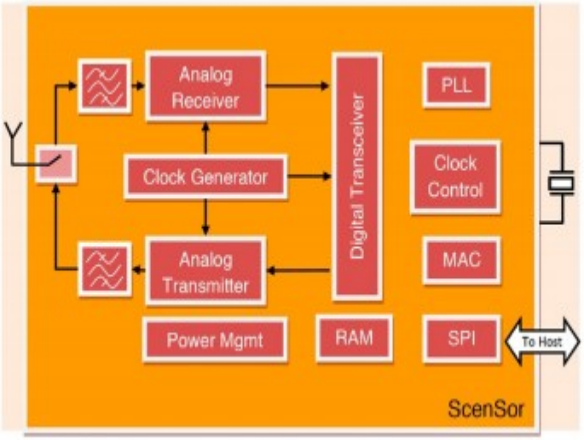


Figure 1.15: Architecture de la puce ScenSor

La figure 1.15 montre les différents blocs et leurs fonctions dans cette nouvelle puce ScenSor. Le plus innovant reste l'intégration du système d'émission et de réception dans le même boîtier. La puce a 64 pins et a une dimension totale de 4,5mm² **[I – 15].**

Comme exemple d'antenne UWB intégrée dans des systèmes , on, peut également mentionner le produit de Fractus, le Fractus Media+ UWB Chip Antenna (ref: Fractus Media+ UWB Chip Antenna) **[I - 17]** (figure 1.16).

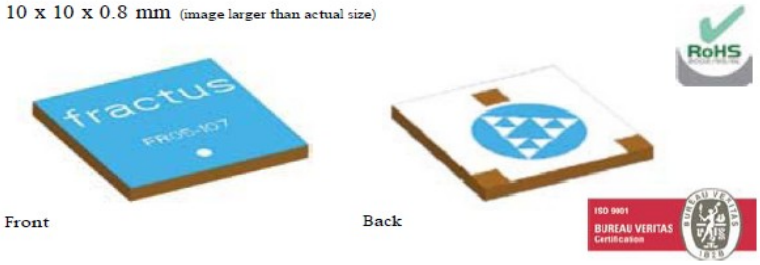


Figure 1.16: Illustration du produit UWB de Fractus

Ce produit est composé d'une antenne fractale imprimée. Comme l'indique bien la "fiche technique" de ce produit, il est conçu afin d'intégrer des systèmes tels les clés USB, les caméras digitales, les PDAs, les téléphones portables ainsi que tous les périphériques d'ordinateur afin d'assurer une transmission sans fil de données en utilisant les normes de l'ULB.

Ce produit fonctionne dans la bande [3,1 – 5 GHz], avec une efficacité > 60% et avec un diagramme de rayonnement variant légèrement en fonction des plans mesurés (figure 1.17).

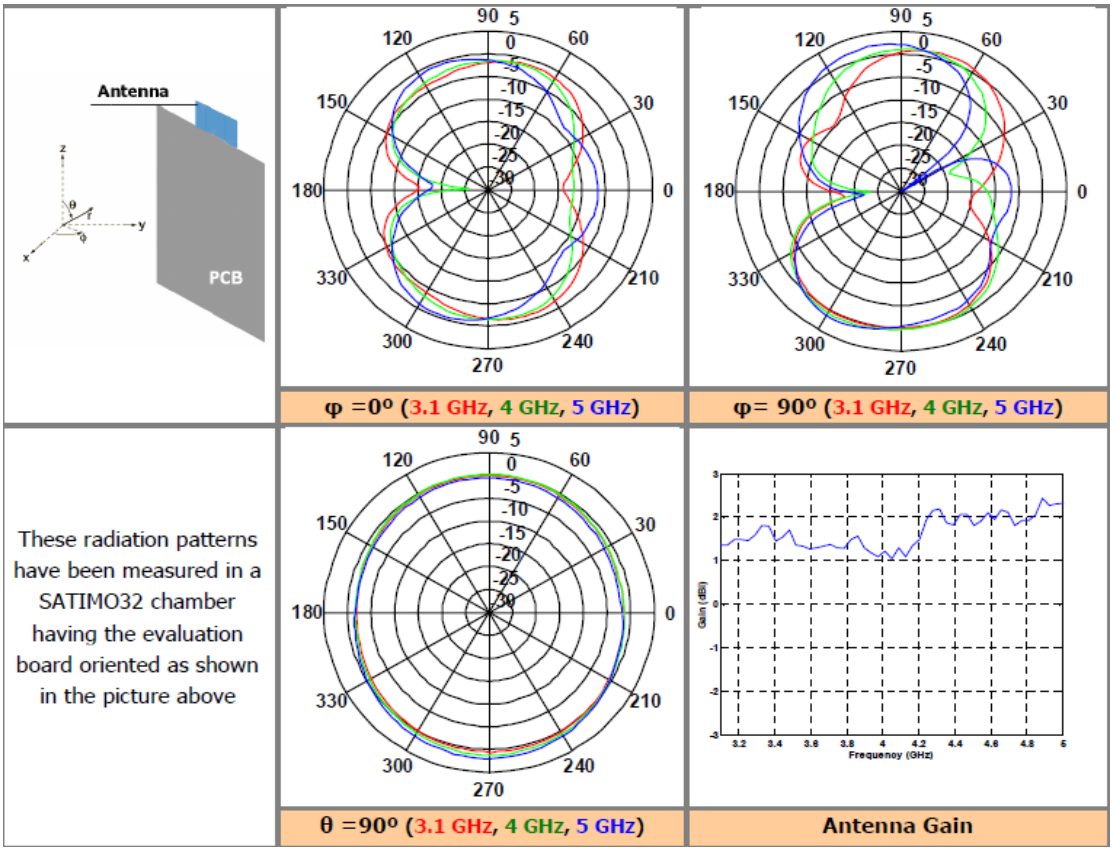


Figure 1.17: Principaux résultats en termes de diagramme de rayonnement et de gain du produit UWB de Fractus

Ceci dit, une fois connectée à un PCB, il est bien mentionné que l'antenne ne doit pas survoler ou être proche d'une surface métallique afin d'assurer un bon fonctionnement du dispositif **[I - 18]**.

Cette partie concernant les applications ULB montrent qu'elles font partie de plus en plus du domaine du quotidien et sont accessibles à un public qui s'agrandit en permanence. Les faibles puissances et les capacités de l'ULB à transmettre des données avec des débits élevés sont les principales raisons de l'évolution et du développement de ces nouvelles applications. Ceci dit, l'essentiel des travaux reste la miniaturisation des antennes et des systèmes ULB afin de les rendre intégrables et le moins encombrant possible dans des systèmes comportant déjà d'autres sous systèmes.

Nous allons dans la suite de ce chapitre s'intéresser aux principaux signaux utilisés et leur type de modulation pour des transmission impulsionnelle ULB.

1.2 Les signaux Ultra Large Bande

La technologie ULB impulsionnelle utilise des impulsions de très courte durée. Cette durée est inversement proportionnelle à la bande passante de fréquence. Ces impulsions brèves sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes; ainsi, elles peuvent être modulées en amplitude, en position ou encore en phase. En plus de cette forme de modulation, ces dernières peuvent être combinées à des codes temporels TH (Time Hopping Codes) afin de contourner les problèmes d'interférences avec d'autres liaisons concomitantes. Le choix de la forme est primordial et prend en compte plusieurs paramètres liés au système. Ce choix est important vis à vis de la bande passante du récepteur, du taux d'erreur binaire, du niveau seuil de détection, de l'antenne conçue, ... La plus courante des impulsions est la gaussienne et ses dérivées. Vu la simplicité de la mise en œuvre, ces dernières figurent également comme étant les principaux signaux d'excitation dans les logiciels de simulation temporelle, tel que le logiciel CST Microwave Studio. Elles sont représentées par la formule suivante :

$$g(t)=A*e^{-\left(\frac{t-Tc}{\tau}\right)^2} \quad (4) \text{ et } \quad g_n(t)=\frac{d^n}{dt^n}\left(A_n*e^{-\left(\frac{t-Tc}{\tau}\right)^2}\right) \quad (5)$$

avec Tc la durée du signal, τ le paramètre caractérisant la largeur de l'impulsion et A l'amplitude du signal.

La figure 1.18 (a) présente les impulsions gaussiennes dans le domaine temporel .Parallèlement leurs densités spectrales respectives sont présentées à la figure 1.18 (b).

- (i) la gaussienne
- (ii) le monocycle gaussien, appelé aussi dérivée première de la gaussienne
- (iii) la dérivée seconde de la gaussienne

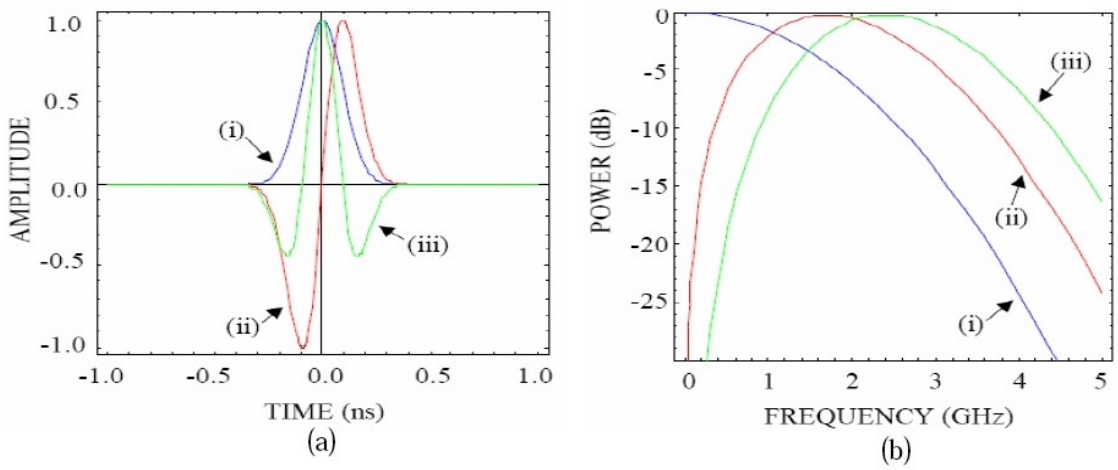


Figure 1.18: Les impulsions de forme Gaussienne et ses dérivées et leurs spectres fréquentiels

On peut constater que pour une même période, la fréquence centrale du spectre augmente avec l'ordre de dérivation de l'impulsion. Ces impulsions, et notamment le monocycle gaussien (ii) sont les impulsions les plus utilisées en ULB impulsionnel.

Il existe beaucoup d'autres formes d'impulsions telles les impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite, le monocycle Manchester, rectangulaire, etc... **[I – 19] [I - 20]**.

Dans le cadre du partenariat avec l'IM2NP, une impulsion propre à leur système de transmission a été développée. Cette impulsion occupe la bande 3,1 – 10,6 GHz. Elle sera présentée plus tard dans ce manuscrit.

Avec l'utilisation de ce type d'onde, l'ULB en impulsionnel présente les avantages suivants:

- la capacité d'obtenir une très grande précision dans la mesure des distances grâce à la finesse des impulsions, ce qui facilite la localisation;
- la très faible puissance spectrale sur un très large spectre confère à l'ULB une faible probabilité d'interception et de détection;
- le spectre étendu du signal large bande permet à ce dernier une grande capacité de pénétration dans différents objets grâce aux basses fréquences du spectre. Cependant, plus la fréquence centrale de spectre augmente, moins la pénétration est importante.

Cependant, la finesse d'impulsion nécessite des horloges très précises, et donc coûteuses. Afin d'éviter les perturbations sur les sous bandes accordées à d'autres usages, il est nécessaire de compléter le filtrage, ce qui complique donc à la fois la chaîne d'émission et la chaîne de réception.

Comparé au WiFi, l'un des principaux avantages de cette forme d'onde de type UWB-IR est dans la capacité d'une localisation avec un taux de précision inférieur à un mètre.

En ce qui concerne les équipements existants aujourd'hui, ils sont particulièrement limités à des applications professionnelles.

1.3 Les modulations Ultra Large Bande

Ces signaux sont émis sous forme de train d'impulsions. Une simple répétition de ces impulsions à intervalle de temps régulier et sans modulation ne contient aucune information. Cependant, pour pouvoir établir une transmission de valeur, il faut coder ces trains d'impulsions. Ainsi un même code est attribué à chaque utilisateur bénéficiant d'un canal et qui ne peut être détecté que par le récepteur respectant le même code. Ce canal est alors transparent à tout autre usager ou système de communication, en rappelant que le niveau permis est assez faible comparé aux autres systèmes de transmission. Pratiquement, les symboles sont composés d'une ou plusieurs trames. Dans ce qui suit les principales modulations seront détaillées brièvement.

1.3.1 La modulation PPM (Pulse Position Modulation)

De l'anglais "pulse position modulation", la modulation par position d'impulsion a un principe simple : l'information est donnée en fonction de la position de l'impulsion. C'est une modulation temporelle. Dans un segment de trame, un bit "0" pourra être représenté en émettant l'impulsion 150 ps "plus tôt" et un "1" 150 ps "plus tard". La référence étant donnée par deux paramètres; "Tc" longueur du signal et "δ" décalage de temps. La distribution d'énergie étant uniforme, suite à un décalage temporel, le "0" et le "1" seront représentés par des impulsions de même amplitude et phase, à un Δt près. Se limitant à une modulation binaire, le débit sera très bas. C'est pourquoi l'on utilise des modulations dites M-naire ou chaque symbole est défini par plusieurs bits. Ainsi le débit augmente.

Figure 1.19: Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation PPM

1.3.2 La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation)

Cette modulation n'est plus tout à fait uniquement temporelle. Impliquant ainsi l'amplitude de l'impulsion, un "1" et un "0" seront bien représentés par deux impulsions de même phase et souvent répétées à intervalle régulier mais avec des amplitudes différentes. Pour les mêmes raisons que celles de la modulation PPM, la modulation PAM peut être binaire et M-naire.

Figure 1.20: Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation PAM

1.3.3 La modulation OOK (On Off Keying)

Elle est considérée comme un cas particulier de la modulation PAM. Le "1" garde son amplitude tandis que le "0" a un niveau nul. Ainsi c'est la présence ou l'absence de l'impulsion qui définit le bit. Seule une modulation binaire est donc possible.

1.3.4 La modulation BPSK (Bi-Phase Shift Keying)

Dans cette modulation, la phase de cette dernière caractérise la différence entre un "0" et un "1". On code ainsi la polarité des impulsions. La modulation peut être binaire ou M-naire. Le plus répandu est un déphasage de 0 degré pour un bit "0" transmis et un déphasage de 180 degrés pour un bit "1" transmis.

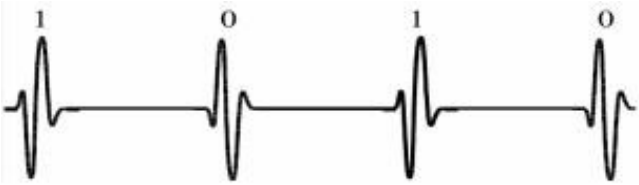


Figure 1.21: Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation BPSK

Dans le paragraphe suivant, nous introduirons les antennes qui constituent une maille essentielle dans la chaine de transmission des signaux ULB. Ces antennes seront présentées en fonction de leur capacité à être imprimer et ceci pour la compatibilité de ce type d'antenne avec le système ULB que nous désirerons développer.

1.4 Les antennes imprimées Ultra Large Bande

La technologie ULB étant présentée, il est indispensable de s'intéresser aux antennes ULB qui sont le principal sujet d'étude de cette thèse. L'antenne est la base de tout système sans fil (wireless). C'est à travers et grâce à cet élément rayonnant que les signaux sont respectivement transmis et reçus.

Les ondes EM se propagent principalement dans l'air. Les différentes antennes existantes ayant la caractéristique de s'adapter sur une très large bande de fréquences seront ainsi évoquées. Le choix des antennes qui seront présentées portera sur leur capacité à être réalisées sur un substrat. Dans le cadre de cette thèse, seules les antennes imprimées nous intéressent pour leur capacité d'intégration dans un dispositif planaire complet. Les antennes 3D ne se prêtent pas à l'intégration souhaitée dans le cadre de cette thèse. On s'intéressera seulement aux antennes 2D (si l'on néglige la dimension de l'épaisseur du substrat) classées dans deux catégories: les antennes indépendantes de la fréquence et les antennes élémentaires.

1.4.1 Antennes indépendantes de la fréquence

Ces antennes sont connues depuis longtemps. Définies par Rumsley et Dyson en 1957 **[I - 21],** elles sont caractérisées par les angles géométriques formant la structure. Les performances en termes de diagramme de rayonnement et d'impédance d'entrée sont totalement indépendantes de la fréquence.

Pour ce type d'antenne, l'antenne ne doit être constituée que d'éléments pouvant être déduits les uns des autres par une simple homothétie et donc uniquement définies par des angles. Elles conservent ainsi les mêmes performances (adaptation, rayonnement, etc...) quelque soit la fréquence de travail. D'autres critères intéressants à propos de ces antennes sont bien décrits dans Balanis **[I - 22].** Il y a les antennes dont la distribution des courants le long de la structure ne décroît pas en amplitude en s'éloignant du point d'alimentation. À l'exception de ces antennes, dans une structure idéalement infinie, le courant décroît avec la distance parcourue en se propageant sur l'antenne. Ainsi, la structure tronquée peut être considérée comme étant infinie lorsque les courants deviennent négligeables. Cette troncature permet de définir la fréquence la plus basse de la bande passante de l'élément rayonnant. Il existe deux catégories d'antennes s'appuyant sur ce principe:

- les antennes équiangulaires
- les antennes log-périodiques dont la transformation géométrique n'est plus linéaire mais discrète.

1.4.1.1 Les antennes équiangulaires

On présentera brièvement à travers cette section quelques antennes équiangulaires. L'antenne spirale logarithmique et l'antenne à spirale d'Archimède seront détaillées. Ce sont les plus connues et les plus utilisées aujourd'hui. Il existe également l'antenne spirale conique mais c'est une antenne 3D.

1.4.1.1.1 L'antenne spirale logarithmique

La géométrie de l'antenne spirale logarithmique correspond exactement à la définition des structures entièrement définies par des angles. A chaque fréquence, uniquement une certaine portion de

l'antenne participe au rayonnement. Comme a dit Rumsley: "Si la géométrie d'une antenne peut être définie uniquement par des angles, cette antenne est alors indépendante de la fréquence" et cette antenne en montre bien l'exemple. L'équation en coordonnées polaires de la spirale logarithmique est la suivante:

$$\rho(\theta)=\rho_0 * e^{(a\theta)} \quad (6)$$

avec ρ_0 le rayon vecteur à l'origine ($\theta=0$) et a le coefficient réglant l'expansion de la spirale.

Théoriquement ces antennes ont une bande passante infinie. Pratiquement, les dimensions finies de l'élément limitent cette bande. L'antenne spirale est présentée (figure 1.22).

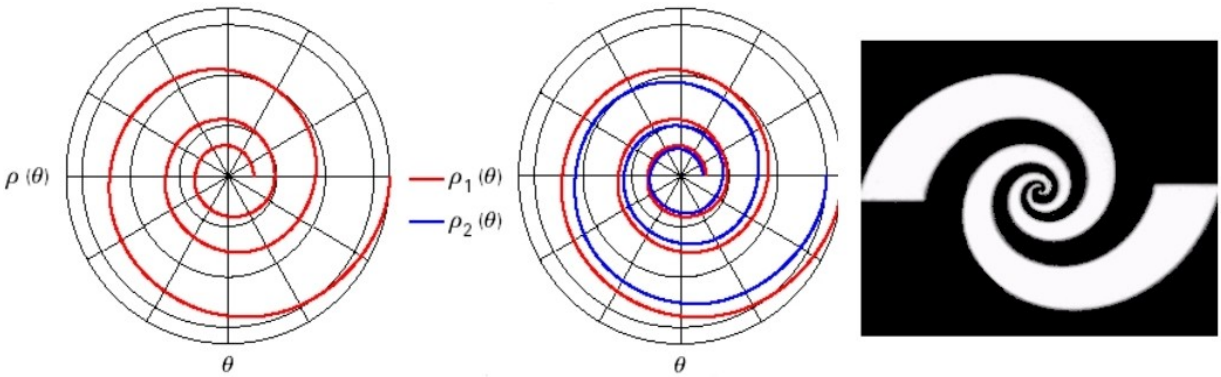


Figure 1.22 L'antenne spirale et les courbes définissant sa géométrie

L'équation 6 met en évidence le principe d'homothétie qui existe à une rotation près pour les antennes spirales. Si à une fréquence f_0 , une portion '0' rayonne; alors pour une fréquence $f_1<f_0$, il y a une autre portion, portion '1', f_1/f_0 plus grande que portion '0' qui rayonne à f_1 . La largeur des parties rayonnantes doit également être proportionnelle à la longueur des bras afin d'obtenir une impédance constante et indépendante de la fréquence. Ceci implique une augmentation de la largeur des bras en fonction de la longueur et donc de l'éloignement du point d'alimentation situé au centre de la structure. Ainsi on obtient une métallisation définie par deux spirales de même centre et définies par les équations suivantes:

$$\rho_1(\theta)=\rho_1 * e^{(a\theta)} \quad (7)$$

$$\rho_2(\theta)=\rho_2 * e^{(a\theta)}=\rho_1 * e^{(a[\theta-\theta_0])} \quad (8)$$

Cette métallisation peut être soit imprimée sur un substrat, soit découpée dans une feuille de métal.

À part les structures réalisées sur un plan de masse, la spirale est généralement formée par deux spirales imbriquées, ayant un même centre, ce qui donne une symétrie à la structure. Le principe étant le même, le deuxième brin est également défini par deux spirales dont les équations sont :

$$\rho_3(\theta)=\rho_2 * e^{(a\theta)}=\rho_1 * e^{(a[\theta-\pi])} \quad (9)$$

$$\rho_4(\theta)=\rho_2 * e^{(a\theta)}=\rho_1 * e^{(a[\theta-\pi-\theta_0])} \quad (10)$$

Ces équations indiquent que la spirale peut être uniquement définie par trois paramètres : θ , l'angle de rotation; $1/a$, le taux d'expansion de la spirale, et la longueur des bras. Ce type d'antenne possède une bande passante de plusieurs octaves. Même si cette bande est supposée être infinie, elle est limitée par les dimensions de la spirale. L'écartement entre les points d'alimentation des brins fixe les hautes fréquences de la bande: elle doit être typiquement inférieure à $\lambda/8$ comparée à la longueur d'onde la plus courte. D'une autre part, la fréquence basse est définie par la longueur maximale des brins.

L'antenne est alimentée par le centre. Les deux bras sont excités en opposition de phase. Des champs maximaux dans la direction normale au plan de la spirale sont créés suite aux doublets qui se forment tout le long des deux spirales. Le rayonnement est bidirectionnel, assez peu directif et avec un gain de 4dB. Le principe de rayonnement par portion, permet d'assimiler la zone centrale de la spirale comme étant une ligne d'alimentation. Ce principe de fonctionnement confère à ce type d'antenne un comportement relativement dispersif, mais avec des performances temporelles meilleures que celles des antennes à trois dimensions qui ont un centre de phase qui varie dans de plus grandes proportions. La polarisation du champ rayonné est circulaire si l'on se fie à la géométrie de la structure, elle peut devenir elliptique ou linéaire quand l'antenne fonctionne dans les basses fréquences. C'est à des fréquences pour lesquelles les longueurs des bras sont inférieures à λ ,que les courants ne sont pas assez atténués. Il se crée donc un phénomène de réflexion au bout des brins. On obtient alors une composante polarisée en inverse et qui s'interfère avec le courant incident, ce qui justifie un rayonnement elliptique ou linéaire. Ce phénomène dégrade la réponse impulsionnelle de l'antenne.

Enfin dans sa forme dipolaire, l'excitation de cette antenne se fait en combinant un connecteur SMA et un symétriseur / adaptateur d'impédance. L'impédance d'entrée d'une antenne spirale logarithmique varie de 75 à 100 Ohms selon la nature du substrat utilisé et de la largeur des brins. La conception et le choix du symétriseur est important pour son influence directe sur les performances de l'antenne notamment au niveau des pertes qu'il rajoute, et sur la limitation de la bande passante.

1.4.1.1.2 L'antenne à spirale d'Archimède

L'antenne à spirale d'Archimède est formée de deux brins (figure 1.23). Ces brins sont deux spirales autour d'un même centre d'expansion. Elles sont imprimées sur un même substrat. Le substrat étant planaire et servant de support à la structure. L'expression mathématique décrivant les brins est la suivante:

$$\rho(\theta)=\rho_0 * e^{(a\theta)} \quad (11)$$

avec ρ_0 le rayon vecteur à l'origine ($\theta=0$) et a le coefficient exprimant l'expansion de la spirale.

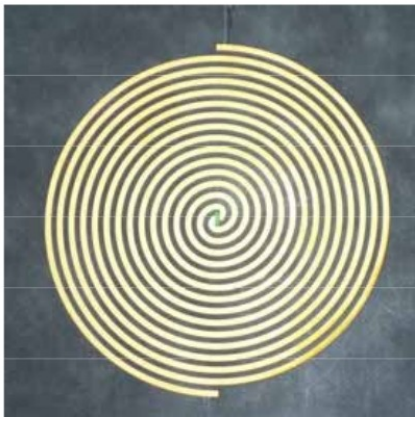


Figure 1.23: L'antenne spirale d'Archimède

Cette antenne est souvent favorisée à la spirale logarithmique car l'étalement des bras est linéaire et permet d'obtenir plus de tours par unité de surface. Pour chaque tour, le module du rayon du vecteur augmente d'un pas de $2\pi \cdot a$. D'après l'équation (11), cette antenne ne peut être définie que par des angles et donc s'écarte légèrement de la définition des antennes indépendantes de la fréquence. Vu la longueur des brins, le rayonnement de l'antenne à différentes fréquences est plus attribuable à la circonférence du cercle proche de la longueur d'onde qu'à la longueur des brins de la spirale. Le rayonnement de cette antenne est similaire à celui de la spirale logarithmique, c'est à dire bidirectionnel avec une polarisation circulaire dans les directions normales au plan du substrat. Le centre de phase de cette antenne varie en fonction de la fréquence, et ceci car la zone concernée par le rayonnement de l'élément est comprise dans un anneau d'un diamètre de λ/π. Ce qui nous amène à un comportement assez dispersif de l'antenne. Enfin, l'encombrement de la structure est d'environ d'une longueur d'onde à la fréquence la plus basse; avec une bande passante de plusieurs octaves délimitée par les dimensions extrêmes des brins de la spirale. En ce qui concerne l'excitation, cette antenne présente des propriétés analogues à celles de la spirale logarithmique.

1.4.1.2 Antennes log-périodiques

Inspirées de la conception d'antennes dimensionnées pour fonctionner à toutes les fréquences, les antennes log-périodiques ont été introduites par Duhamel et Isbell de l'université de l'Illinois en 1959. Cette conception apporte un caractère périodique plutôt que linéaire aux structures. Leur principe de fonctionnement est analogue à celui des antennes indépendantes mais elles ne rentrent pas totalement dans leurs définitions car elles ne sont pas uniquement définissables par des angles. Seule l'enveloppe des structures log-périodiques est définie par des angles, tandis qu'à l'intérieur les formes varient (trapèzes, dipôles, arcs de cercles, etc...). Les antennes indépendantes de la fréquence présentent une répétition géométrique qui amène à une répétition linéaire en fréquence de leurs caractéristiques. C'est alors que l'antenne est constituée d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres par une multiplication des dimensions d'un facteur $\tau = f_2/f_1$. Dans le cas des log-périodiques, ces éléments sont répétés avec une période de fonction du logarithmique de la fréquence, $\ln(\tau)$, d'où l'appellation de ce type d'antennes. Les variations observées sont relativement faibles en termes de performances comparées aux autres antennes indépendantes de la fréquence, même si par définition elles sont périodiques en fréquence, et donc elles méritent leur place dans la même catégorie.

1.4.1.2.1 L'antenne log-périodique circulaire

Cette antenne (figure 1.24) est définie par différents paramètres **[I - 23]** qui sont les suivants :

- un rapport τ définissant la périodicité des caractéristiques de l'antenne :

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{f_1}{f_2} \quad (12) \text{ avec } \quad f_2 > f_1 \quad ;$$

dans ce rapport, on déduit que plus τ est proche de 1, plus l'antenne a un comportement proche de celui d'une antenne indépendante de la fréquence. Cependant ceci implique qu'il y ait plus d'éléments périodiques afin de couvrir une même bande de fréquence.

- un rapport χ qui définit la largeur des dents;

$$\chi = \frac{r_n}{R_n} \quad (13)$$

- deux angles α et β qui définissent la longueur des dents ainsi que les rayons maximum et minimum qui délimitent la structure.

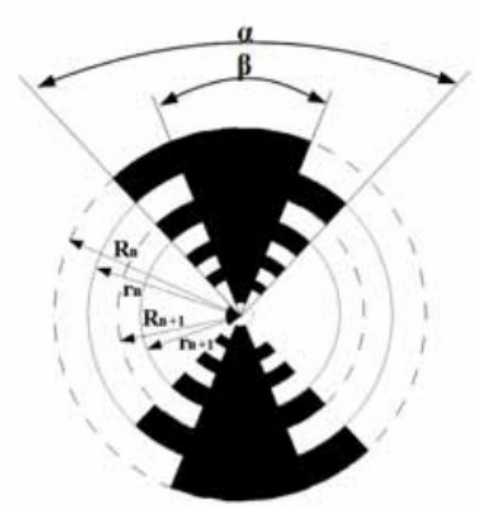


Figure 1.24: Antenne log-périodique circulaire et ses paramètres

L'encombrement de l'antenne est de l'ordre d'une longueur d'onde à la fréquence la plus basse. Les fréquences haute et basse d'adaptation sont fixées par la longueur de la plus petite et de la plus longue des dents, respectivement. Similairement aux comportements des antennes équiangulaires, seule une partie de l'antenne assimilée à des dents mesurant le quart d'onde participe au rayonnement. Cette portion se rapproche du centre de l'antenne avec l'augmentation de la fréquence. Le diagramme de rayonnement de cette antenne est bidirectionnel, nul dans le plan de l'antenne avec des maxima dans le plan normal à cette dernière. Le gain maximal est de 4dB. Elle présente une faible directivité vu son angle d'ouverture à -3dB voisinant les 60/70°. La polarisation est linéaire et l'ouverture est la même dans les deux plans E et H. Cet angle est directement lié au rapport de périodicité τ . La symétrie centrale de la structure imprimée nécessite un symétriseur complétant le circuit d'alimentation.

1.4.1.2.1 L'antenne log-périodique trapézoïdale

Cette antenne (figure 1.25) est définie comme étant une antenne log-périodique circulaire avec des extrémités plates, en segments remplaçant les arcs de cercle. C'est également une géométrie plus facile à réaliser. Ses performances sont identiques à sa précédente: une bande passante de plusieurs octaves, une directivité variant en fonction du rapport de périodicité, une polarisation linéaire, et un rayonnement bidirectionnel. L'utilisation d'un symétriseur est également indispensable à son alimentation.

Figure 1.25: Antenne log-périodique trapézoidale

1.4.1.3 L'antenne sinueuse

R.H. Duhamel a déposé un brevet démontrant que les essais précédents utilisant quatre éléments log-périodiques ou plus pour fournir une double polarisation orthogonale ayant les mêmes propriétés radioélectriques et des dimensions similaires étaient infaisables **[I - 24]**. Ceci a permis de développer une nouvelle antenne hybride reposant sur l'antenne log-périodique et l'antenne spirale: l'antenne sinueuse (figure 1.26).

La géométrie des brins de cette structure permet la double polarisation comme l'antenne log-périodique. L'impédance d'entrée est indépendante de la fréquence quand la sinueuse est auto-complémentaire. L'antenne est généralement imprimée sur un substrat de faible permittivité. Elle est habituellement située au dessus d'une cavité constituée du circuit d'alimentation et d'un absorbant supprimant le rayonnement arrière de l'antenne.

Figure 1.26: Antenne sinueuse

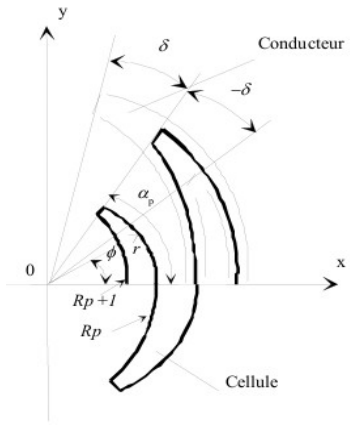


Figure 1.27: Paramètres de l'antenne sinueuse

Cette antenne est composée de plusieurs cellules, chacune d'entre elles peut être définie par deux paramètres : α_p et τ_p . C'est R.C. Johnson, qui a développé la formule (14) permettant de calculer la fréquence basse de fonctionnement de cette antenne.

$$2r(\alpha_p+\delta)\approx\frac{\lambda}{2} \quad (14)$$

avec les angles exprimés en radians. La fréquence basse, f_b , est ainsi limitée par le rayon R_1 extérieur avec $\lambda_b=4R_1\cdot(\alpha_1+\delta)$. D'autre part, les dimensions de la zone d'alimentation fixent la fréquence haute, f_h . Une bonne transition entre la zone d'alimentation et la zone active est indispensable afin d'obtenir de bonnes performances. C'est la raison pour laquelle le petit segment de la zone d'alimentation doit être < $\lambda_h/4$. La fréquence haute peut être calculée en utilisant l'équation suivante : $2R_p(\alpha_p+\delta)\approx\frac{\lambda_h}{2}$.

Le diagramme de rayonnement, sans cavité, est bidirectionnel et symétrique par rapport au plan de la structure, nul dans ce plan et avec des maxima dans le plan normal. L'ouverture à -3dB dans les plans E et H varie entre 60 et 100°. Typiquement le gain est de 5dB. La polarisation est linéaire. Compte tenu de l'auto-complémentarité de l'antenne, son impédance d'entrée est indépendante de la fréquence mais elle reste élevée, voisinant les 60π Ohms. On note que la réalisation d'un transformateur d'impédance très large bande permettant le passage des 50 Ohms ordinaire vers 60π Ohms est une tache compliquée.

1.4.2 Les antennes élémentaires

Cette catégorie d'antennes ULB est sûrement la plus représentée et utilisée en télécommunications. Elles représentent une évolution de simples dipôles ou monopôles qui ont des comportements très bien étudiés et développés dans plusieurs ouvrages. En effet, l'une des caractéristiques principales des dipôles est la variation de leur bande passante qui augmente en fonction du diamètre et de la surface de leur cylindre rayonnant. Cette particularité a abouti à plusieurs formes géométriques d'antennes, évasées, coniques, rondes, elliptiques, triangulaires et rectangulaires. Ces antennes sont relativement compactes, ont des caractéristiques de rayonnement omnidirectionnel, et suivent les principes de dimensionnement des antennes monopôles et dipôles. Notre principal intérêt sera porté sur les structures imprimées.

1.4.2.1 L'antenne biconique

À l'exception de toutes les antennes présentées dans ce chapitre, l'antenne biconique n'est pas une antenne imprimée (figure 1.28). Nous la présentons comme étant une structure de base pour l'antenne papillon (§ 1.4.2.2). Son support de base est l'espace libre avec toute absence de substrat.

Figure 1.28: Illustration d'une antenne biconique simple

Le fonctionnement de la biconique est basé sur le principe que des structures filaires plus épaisses conduisaient à des bandes passantes plus larges. Il s'agit donc d'une structure symétrique dans laquelle chacun des brins (des cônes) peut être assimilé à une ligne de transmission s'évasant à l'infini. En réalité, une structure biconique infinie n'est pas réalisable. Donc une partie de l'énergie est réfléchie aux extrémités des cônes, générant ainsi des modes de propagation supérieurs. Ce qui ajoute donc une composante réactive à l'impédance d'entrée de l'antenne et donc une augmentation du taux d'onde stationnaire.

Les largeurs de bandes passantes de ce type d'antenne varient entre 120 et 150%, sachant que la fréquence basse est fixée par la hauteur oblique des cônes ($f_b \approx \lambda/4$). Elles conservent un diagramme de rayonnement typiquement dipolaire, nul dans l'axe des cônes et omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à l'axe. Sa polarisation est linéaire et le gain maximum varie entre 0 et 4dB.

1.4.2.2 L'antenne papillon

L'antenne papillon est une version planaire (2D) et finie de l'antenne biconique à trois dimensions. C'est une structure symétrique et généralement imprimée sur un substrat. Les principaux avantages de cette antenne sont la légèreté, la réalisation peu coûteuse pour sa simplicité géométrique et avec un faible encombrement, tout en conservant des caractéristiques idéales. Ainsi, comme dans le cas de l'antenne biconique, les courants sont principalement concentrés sur les bords de l'élément imprimé. En la comparant à la biconique, l'antenne papillon est moins performante en termes de bande passante. Ceci est dû à la troncature de l'antenne qui entraîne une variation de l'impédance beaucoup plus importante en fonction de la fréquence. La bande passante peut tout de même atteindre des valeurs supérieures à 100% malgré la moins bonne adaptation. Cette antenne est définie par deux principaux paramètres et un troisième, déduit très facilement dans le cas d'une structure totalement symétrique (figure 1.29):

- α est l'angle d'évasion pour une antenne papillon formée par deux triangles;
- H est la hauteur des triangles;
- L est la longueur des cotés égaux du triangle isocèle;

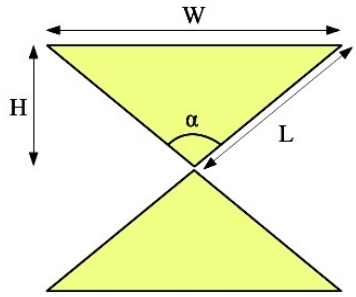


Figure 1.29: Antenne papillon et ses paramètres

Différentes études sur l'influence de l'angle d'évasion ont été réalisées **[I - 25]** sur une antenne papillon avec une hauteur H fixe. Ces résultats ont été comparés avec ceux obtenus par Brown et Woodward. Ils montrent l'effet de ce paramètre sur la stabilité de l'impédance de l'antenne ainsi que sur la fréquence basse d'adaptation. Cette dernière décroît avec l'augmentation de l'angle d'évasion. Les figures 1.30 et 1.31 illustrent bien ce phénomène ainsi que la quasi-stabilité de la moyenne de l'impédance d'entrée de l'antenne sur une large bande de fréquence.

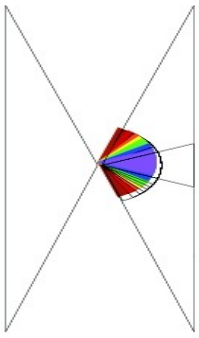


Figure 1.30 Variation de l'angle d'évasement

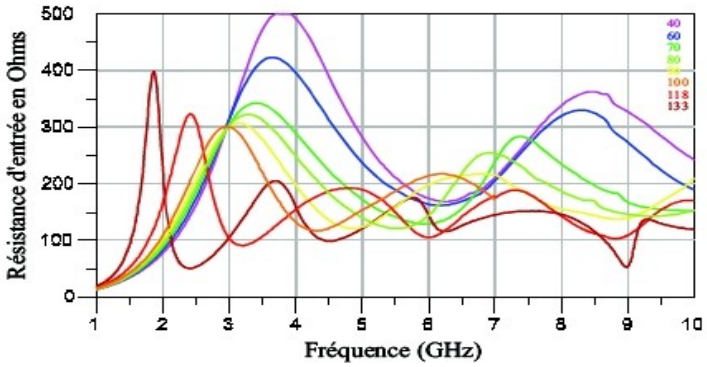


Figure 1.31 Influence de l'angle d'évasement sur la partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

Cette antenne a un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à celui de l'antenne avec des gains compris entre 0 et 3dB.

1.4.2.3 Les antennes monopoles imprimées à plan de masse réduit

Ce type d'antenne a fait l'objet de beaucoup de recherches depuis 2002. Elle a été conçue sous différentes formes : rectangulaire, circulaire, elliptique, triangulaire, **[I - 26]**... En premier lieu, elles étaient conçues et étudiées en trois dimensions. L'élément rayonnant est connecté au potentiel positif, et surmonte un plan de masse perpendiculaire connecté au potentiel négatif. Réalisées de cette manière, ces antennes sont assez fragiles et la connexion au point d'alimentation est délicate, rendant son intégration dans des systèmes de communications peu aisée.

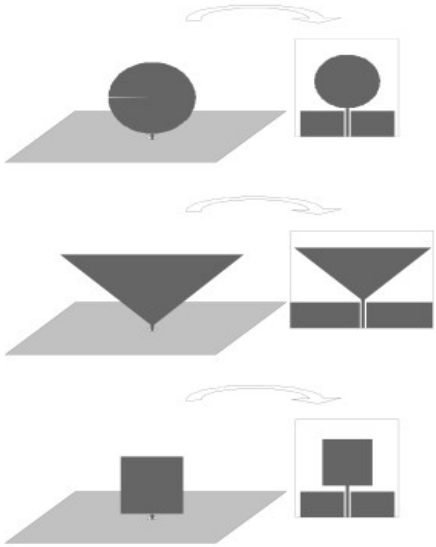


Figure 1.32 Illustration montrant le passage d'une structure 3D à son homologue 2D imprimée

D'autre part, elles présentent toutes et sans exception, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut, une polarisation linéaire et une large bande passante. Avec l'évolution de la technologie ULB, les recherches ont été poussées dans l'objectif d' intégrer ces antennes dans des systèmes commerciaux. Tout ceci aboutit à s'orienter vers une technologie consistant à remplacer le plan de masse perpendiculaire par un plan de masse parallèle. On passe alors dans la catégorie des antennes imprimées sur substrat. L'intérêt d'un tel passage de 3D à 2D est évident. En gardant les mêmes performances que l'antenne 3D, ce qui demande des travaux d'optimisation, l'antenne imprimée devient compacte, légère, faible coût et beaucoup plus facile à manipuler. C'est sur ce type d'antenne que seront basés les principaux travaux de cette thèse. Cette génération d'antenne a conservé les mêmes formes d'éléments rayonnants. Un plan de masse est imprimé au même niveau que l'élément rayonnant comme dans le cas d'une alimentation coplanaire ou coplanaire sur plan de masse (*ground* coplanaire), soit sur un niveau inférieur comme dans le cas d'une alimentation par une ligne microruban (figure 1.32).

Le passage d'un monopole en espace libre à un monopole imprimé sur substrat modifie légèrement le comportement de l'antenne. Il est principalement provoqué par les pertes dans le substrat qui a une permittivité diélectrique supérieure à celle de l'air.

Ce passage d'un monopole à son homologue imprimé ne se résume souvent pas qu'à une simple homothétie. Il nécessite une prise en compte de plusieurs autres paramètres tel que les dimensions physiques de la ligne d'alimentation. Ce paramètre est problématique pour la conception d'antenne. Il nécessite une étude particulière et cela est dû à la discontinuité du champ qui passe d'un mode TEM dans le connecteur coaxial à un autre mode de propagation en fonction de la nature de la ligne de transmission choisie.

De plus, les plans de masse de la ligne sont théoriquement infinis, et les dimensions de l'ordre de la longueur d'onde ne sont pas acceptées. Ces lignes de transmission sont donc tronquées en longueur et en largeur. Les lignes ne peuvent plus être considérées comme telles mais comme faisant partie intégrante de l'antenne et participant au rayonnement.

Effectivement, une étude a été menée sur un monopole **[I - 25]** (ici circulaire) imprimé sur un

substrat alimenté par une ligne (ici coplanaire) de longueur variable pour voir son influence sur l'adaptation de l'élément.

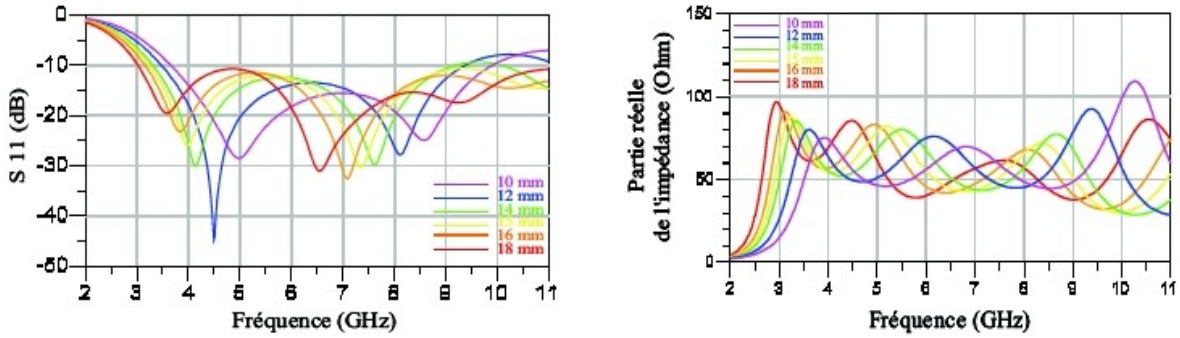


Figure 1.33 Influence de la longueur de la ligne d'alimentation sur l'amplitude du coefficient de réflexion et sur la partie réelle de l'impédance d'entrée

Les résultats en termes de coefficient de réflexion et de partie réelle de l'impédance présentés dans la figure 1.33 indiquent clairement que la bande passante et les fréquences de résonances diminuent lorsque la longueur de la ligne augmente.

Plusieurs techniques ont été exploitées afin de tenir compte de cette influence. Premièrement, l'isolement de la partie rayonnante de la ligne d'accès en découpant les plans de masse de la ligne; la plus répandue est la découpe en T. Cette technique limite l'effet de longueur résonante ainsi que les courants de retour en direction du point d'alimentation. Afin que le régime soit bien établi, un quart de longueur d'onde à la fréquence la plus basse est recommandé **[I - 25]**.

Deuxièmement, la conception d'un plan de masse ayant la même forme et les mêmes dimensions que celle de l'antenne est utilisée. Impliquant ainsi aux structures d'avoir un comportement du type dipôle, formé par le doublet antenne/plan de masse. Dans ce cas là, la ligne d'alimentation fait entièrement partie de l'antenne, et tous ses paramètres influent directement sur le comportement général de la structure.

Concernant le domaine impulsionnel, toutes ces antennes présentent une réponse impulsionnelle moins stable, suivant les directions, que leurs homologues 3D mais demeurent peu dispersives. La miniaturisation des plans de masse implique souvent des distorsions de l'onde rayonnée suite aux différentes réflexions des courants. Notons que dans cette catégorie d'antenne, l'antenne circulaire et l'antenne elliptique ont les plus larges bandes passantes.

Les paramètres les plus importants de ces antennes sont leur diamètre et l'espacement entre l'antenne et son plan de masse.

Prenant comme exemple le monopole imprimé elliptique, le rapport elliptique est également important. Le diamètre est défini par la formule suivante :

$$d = \frac{\lambda}{4 * \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \quad (15)$$

avec ε_r la permittivité diélectrique du substrat et λ la longueur d'onde à la fréquence basse d'adaptation. Ceci est valable pour une longueur de ligne d'alimentation de l'ordre de d .

Pour l'antenne elliptique, les forts taux d'ellipticité impliquent une diminution de la largeur de bande pour les fréquences haute.

Les monopoles triangulaires sont les dérivés de l'antenne papillon et sont conçus en suivant les mêmes règles de dimensionnement. Un angle d'ouverture de 120° permet d'obtenir une bonne adaptation à 50 Ohms avec une fréquence basse fixée par la hauteur du triangle.

Les monopoles rectangulaires présentent un grand avantage qui est celui d'être les plus compacts pour les fréquences basses d'adaptation, au prix d'une bande passante moins importante que les autres monopoles, de l'ordre de 66%.

1.4.2.4 Les antennes à transition progressive

Ces antennes, également connues sous le nom d'antenne TSA (de l'anglais "Tapered Slot Antenna") ont été imaginées par Lewis et Gibson en 1974. Contrairement aux cornets, ces antennes sont souvent réalisées en 2D (ne considérant pas l'épaisseur du substrat comme étant une troisième dimension. Elles sont constituées par une ligne à fente s'élargissant suivant un certain profil jusqu'à la discontinuité finale (figure 1.34).

Les profils ont différentes formes, les principaux sont: le profil linéaire (antenne LTWA), le profil constant (antenne CSWA), le profil linéaire par morceau (BLTSA) ou encore le profil exponentiel, plus connu sous le nom d'antenne Vivaldi.

Les profils des ouvertures sont souvent choisis en fonction des spécifications de rayonnement ou de la complexité dictés par le cahier des charges de l'antenne. On développera un peu plus l'antenne Vivaldi antipodale **[I - 27]**.

Cette Vivaldi est conçue avec une transition partant d'une ligne microruban, et créant une alimentation non symétrique. L'antenne est imprimée sur les deux faces du substrat. Les Vivaldi sont peu dispersives. Cette antenne est principalement utilisée dans la conception d'antennes réseaux ULB pour des applications radars. Notons que le LEAT à acquis une grande expérience et une recherche bien avancée dans le domaine des antennes Vivaldi.

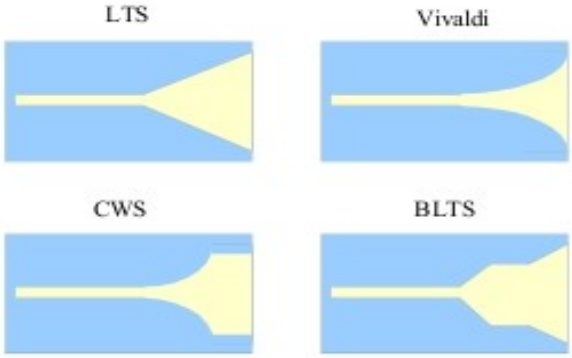


Figure 1.34 Différents profils correspondants à la transition entre la ligne et l'ouverture de l'antenne

Ces antennes sont alimentées par une ligne à fente qui s'évase progressivement. Au niveau de la fente étroite et dans le substrat de permittivité diélectrique supérieure à celle de l'air, la propagation des champs reste enfermée au niveau de la ligne. Ainsi l'antenne se comporte comme une ligne de transmission efficace. L'antenne a le comportement d'un élément rayonnant après l'évasement de la fente et de son ouverture à l'extrémité. Ainsi, le champ électrique rayonné est parallèle au plan du substrat.

Dans les cas où l'antenne est imprimée sur les deux faces du substrat, les lignes d'alimentation sont alors symétriques de type microruban ce qui permet la connexion à un connecteur coaxial.

Le coté "plan de masse" de la ligne d'alimentation microruban se rétrécit et forme une section à paire de rubans permettant la transition et la symétrisation de la structure. La fente évasive formée par les deux métallisations forme alors la partie rayonnante. Ces antennes sont appelées Vivaldi antipodale.

Les antennes TSA ont une très bonne adaptation sur de très larges bandes de fréquences allant de 125% à 170% pour les versions avec des excroissances métalliques (maximisation de la bande passante). Elles ont un rayonnement unidirectionnel dans le plan du substrat avec un faible niveau de polarisation croisée. Les gains de ce type d'antenne peuvent atteindre les 7 à 10 dB et leur directivité augmente avec la fréquence. Ce sont des structures très performantes, leur intérêt réside dans la technologie utilisée (antenne imprimée facilitant la conception et la réalisation) ainsi que dans l'absence de dimensions résonnantes. Leur comportement temporel est très peu dispersif, un idéal pour le choix de ces structures dans des applications de radar de surface, de CEM ou en météorologie. Elles peuvent également être utilisées comme source primaire pour les réflecteurs large bande.

1.4.2.5 Les antennes auto-complémentaires

Le principe de l'auto-complémentarité des antennes a été proposé par Rumsley. Ce principe appliqué sur certaines antennes permet d'augmenter leurs bandes passantes (largeur de bande) en considérant la complémentarité de l'air et du métal dans la constitution de ces éléments.

Il est appliqué aux antennes d'extensions infinie; c'est à dire aux antennes suffisamment grandes; pour qu'il ne se crée pas d'ondes réfléchies à leurs extrémités. Alors, lorsque les parties complémentaires sont identiques (elles peuvent se recouvrir par une simple rotation), l'impédance d'entrée de l'antenne est égale à la moitié de l'impédance de l'air. Ce qui implique une impédance totalement indépendante de la fréquence.

Ce principe assure une bonne largeur de bande mais toujours limitée par la longueur finie des brins composants l'antenne (tant du coté de la petite dimension que de la grande).

Deux exemples d'antennes auto-complémentaires sont détaillés dans **[I - 28]**et **[I - 29]** et leurs "*layouts*" sont illustrés dans les figures 1.35 et 1.36. Elles sont présentées avec les résultats simulés et mesurés. Elles sont toutes les deux conçues pour des applications ULB

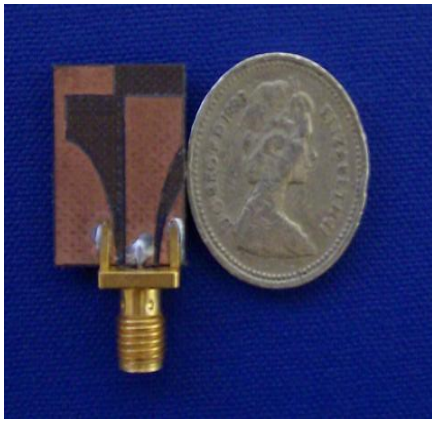
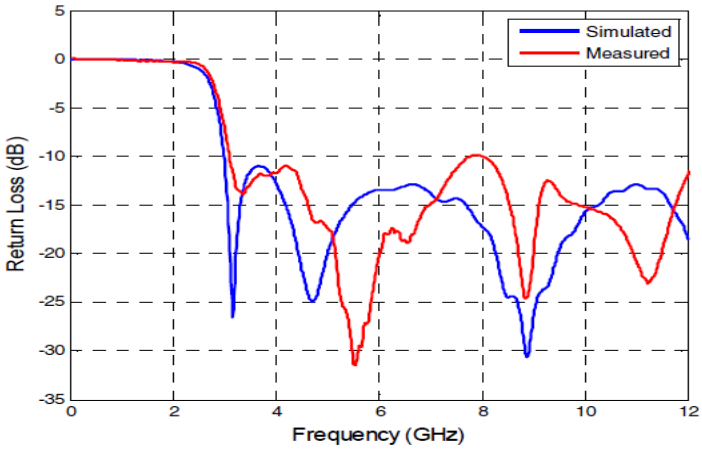
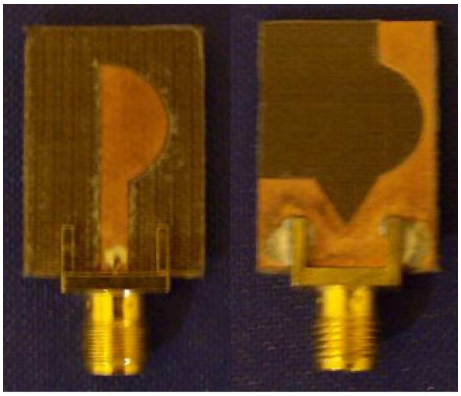


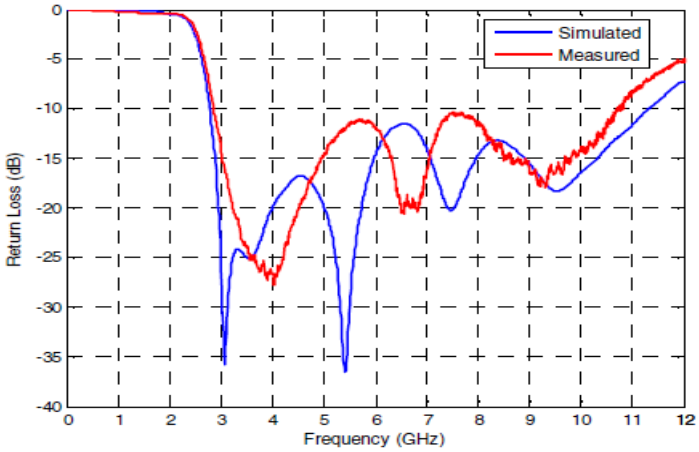
Figure 1.35: Layout de l'antenne [AUTO-02]





(a) (b)

Figure 1.36: Layout de l'antenne [AUTO-01]



1.5 Techniques de miniaturisation

L'historique de la technologie ULB, ses normes, sa standardisation, les principales antennes ULB et leurs principales applications ont brièvement été présentées. Dans cette partie, la miniaturisation et l'intégration des éléments rayonnants seront développées.

L'évolution de la miniaturisation des objets communicants a connu deux périodes. La première consistait à rendre plus petit les produits en travaillant sur les trois dimensions de l'espace, X, Y et Z. Il fallait, par exemple, minimiser la longueur , la largeur et l'épaisseur d'un téléphone portable. Ce qui impliquait des antennes de plus en plus petites. Plus l'antenne était petite, plus elle perdait de ses performances, et cela se manifestait dans l'adaptation de l'antenne. La majorité des antennes dédiées aux systèmes de communication d'aujourd'hui sont considérées bien adaptées si leur coefficient de réflexion est inférieur à -6dB. Auparavant le seuil était à -10 dB.

L'évolution de la technologie tactile, et l'intégration d'écran assez grand permettant une bonne visibilité et facilitant la manipulation des menus et des options, ont modifié les techniques de miniaturisation. Les industriels se sont appropriés une nouvelle règle consistant à miniaturiser suivant Z (l'épaisseur) et s'autorisant une plus grande liberté pour les deux dimensions X et Y (longueur et largeur). L'antenne devra toujours être assez petite, parce qu'elle devra cohabiter avec beaucoup plus de composants et de systèmes sur une même carte électronique PCB.

Il y a également les systèmes sans écran ayant intégré la technologie ULB pour un transfert d'information à grands débits mais sur de courtes portées. Pour ce type de systèmes dans lesquels l'antenne ULB est une option rajoutée permettant la mise à jour et la valorisation du produit, on cherche toujours à limiter les dimensions des antennes. Par exemple, un système de transfert de données sous forme de clé USB. Un deuxième exemple, est l'intégration d'une antenne d'émission dans un dispositif portable émettant des données multimédias et connecté à une paire de lunettes en wireless dans laquelle serait intégrée une antenne de réception, un système portable de détection à distance, etc …

1.5.1 Techniques pour antennes à bande étroite

La miniaturisation et l'intégration de l'élément rayonnant dans un système nécessite un compromis à trouver et à faire de la part du concepteur. Ce compromis est imposé par les dimensions minimales de l'antenne que l'on désire et les performances recherchées en termes de gain, de rayonnement, d'adaptation, ou encore de forme et compatibles au cahier de charges prédéfini. Ces paramètres et le cahier de charges varient en fonction de l'application. Il est évident et bien connu en électromagnétisme que plus l'antenne est petite, plus les performances de cette dernière sont dégradées. On dit qu'une antenne est électriquement petite si elle est contenue dans le volume d'une sphère d'un rayon $r=\lambda/(2*\pi)$. L'efficacité de l'antenne devient alors un critère essentiel pour ses performances.

- le substrat : le substrat et ses caractéristiques jouent un rôle important dans la miniaturisation. Plus le substrat sur lequel est imprimé l'antenne possède une constante diélectrique élevée, mieux c'est pour la miniaturisation du patch et de son accès. En revanche cette constante élevée entraîne indirectement des pertes importantes dans les matériaux et détériore ainsi la bande passante **[I - 30]**. Le facteur de miniaturisation théorique est $\sqrt{(\varepsilon_r+1)/2}$. Ceci dit, les pertes sont cruciales car le facteur de qualité de l'antenne va augmenter et entraîner une diminution de la bande passante.
- Les nouveaux matériaux : ces nouveaux matériaux sont connus aussi sous différents noms tels que magnétiques (composites) et électriques (ferroélectriques, piézoélectriques) à constantes élevées. Il existe également des méta-matériaux et il s'agit dans ce cas là de matériaux aux propriétés physiques conçus et non disponibles naturellement avec une permittivité et / ou une perméabilité relative négative. La technique d'utilisation consiste à placer sous l'élément rayonnant un support de cette matière **[I - 31] [I - 32]** . Une autre technique consiste à fabriquer un matériau de surface à haute impédance se comportant comme un conducteur magnétique artificiel. Sans être déphasées, les ondes émises par l'antenne seront réfléchies tout en permettant de poser l'antenne très près du conducteur artificiel et de concevoir ainsi une antenne directive à faible épaisseur.**[I - 33]**
- Modification du plan de masse : c'est souvent le plan de masse de l'antenne qui représente l'encombrement principal, c'est pourquoi différentes études ont été menées afin de minimiser les dimensions de ce ou ces plan(s) de masse. Les techniques de miniaturisation sont volumiques ou géométriques. Géométriquement, l'insertion de méandres sur un plan de masse rallonge physiquement le trajet des courants, ce qui, pour une même structure permet de gagner en fréquences basse de la bande passante. En revanche, la géométrie d'un méandre met face à face deux portions métalliques, créant ainsi des effets capacitifs souvent indésirables **[I - 34]**.
- L'utilisation de composants micro/électroniques : ces éléments peuvent être selfiques ou capacitifs, par exemple une capacité positionnée en bout d'un élément rayonnant permet d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'antenne et donc de diminuer la fréquence de résonance. Cette capacité peut être réalisée par exemple avec une descente verticale de l'élément vers le plan de masse **[I – 35]**. Cet élément peut être un élément discret tel une faible résistance rajoutée afin de remplacer un court-circuit **[I – 36]**.
- Insertion de courts-circuits entre éléments et plan de masse: c'est le principe de l'antenne PIFA **[I - 37]** : la distribution du champ électrique du premier mode résonant de la cavité formée par un pavé et le plan de masse présente un nul au milieu de la longueur résonante. En positionnant un mur électrique parfait à cet endroit, la distribution du champ électrique

n'est pas altérée. Il en résulte alors une antenne ayant une longueur physique $\lambda_g/4$ dite antenne quart d'onde.

Évidemment, il est possible dans certains cas de combiner toutes ces techniques afin d'obtenir un encombrement minimal de l'élément rayonnant. Sachant que l'antenne doit cohabiter dans un même système avec différents composants , il est donc intéressant de tirer profit de l'environnement de l'antenne déjà existant pour la miniaturisation, en y intégrant généralement le plan de masse.

1.5.1 Techniques pour antennes Ultra large bande

En ce qui concerne les antennes ULB, toutes les techniques présentées ci dessus ne sont pas applicables, du fait de la large bande de fréquence qu'il faut couvrir. Un méandre bien dimensionné et proprement placé pourrait améliorer et aurait un effet de miniaturisation sur quelques MHz aux alentours d'une fréquence centrale, mais ce concept ne peut être conservé pour toutes les fréquences dans le cas d'une large bande. Voilà pourquoi en ULB, la technique consiste à abaisser la fréquence basse en essayant de maintenir une bonne adaptation sur toute la bande. Enfin, il est démontré que la limite de McLean reste valable dans le domaine de l'ULB mais pas celle de Chu-Harrington. Pour cela les techniques suivies et adaptées à l'ULB sont les suivantes **[I - 38]**:

- Le substrat (métamatériaux) : cette technique utilisée pour les bandes étroites est également applicable à l'ULB, avec le même inconvénient qui est le faible rendement dû aux importantes pertes **[I – 39]**. On parle de nouveau substrat tel la céramique plus connu sous l'acronyme LTCC qui signifie en anglais "Low Temperature Co-fired Ceramic"
- Équivalence 3D – 2D : cette technique consiste à supprimer une dimension. Le principe est le passage d'un dipôle $\lambda/2$ à un monopole $\lambda/4$ sur un plan de masse. Ce plan de masse est alors intégré dans le type d'alimentation (coplanaire, ground coplanaire,...)

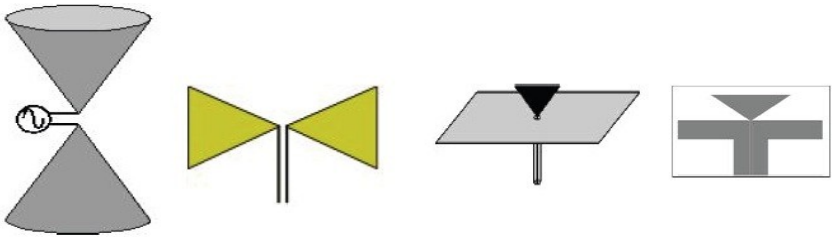


Figure 1.37: Illustration de deux exemples de miniaturisation utilisant la technique du passage d'une structure 3D à une structure 2D

- L'utilisation de charge discrète : consistant à insérer des composants électroniques sur la structure (capacité, résistances, ...). cette méthode n'est pas très intéressante à cause d'une augmentation des pertes qui demeure problématique.

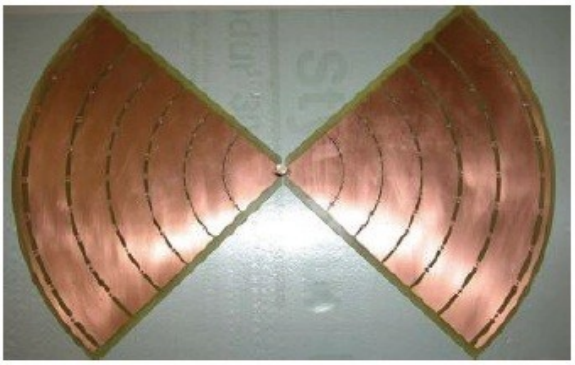


Figure 1.38: Illustration de l'utilisation de charges discrètes insérées sur la structure de l'élément rayonnant

- Le périmètre : on parle ici du périmètre de l'antenne, la dernière région sur l'antenne parcourue par les courants avant de se propager dans l'air. La différence de potentiel entre les arêtes constituant le périmètre de l'élément et celles formant les plans de masse forment les ondes électromagnétiques. Ces distributions sur le paramètre sont à la base du comportement de l'onde qui va se propager. Cette technique consiste à réduire l'encombrement voire la surface tout en gardant un même périmètre constant. Toutefois, il faut noter que les performances de l'antenne en termes de rayonnement dépendent de la forme de l'élément et ne sont pas constants même si le périmètre l'est. La miniaturisation se fait dans ce cas là au détriment de la stabilité de rayonnement de l'antenne.

Figure 1.39: Illustration d'exemple de structure rayonnante ayant un périmètre constant pour des géométries différentes

- Optimisation du trajet des courants: cette méthode consiste à rallonger le trajet des courants qui correspondent aux fréquences basses d'adaptation de la bande passante. Sachant que plus la structure est grande, mieux c'est pour l'adaptation en basse fréquence. Ceci dit, afin de miniaturiser la structure, on va la modifier de telle sorte à rallonger les parcours des courants en conservant un encombrement constant de la structure. Un très bon exemple de miniaturisation d'antenne ULB est détaillé dans l'article de Zhi Ning Chen **[I - 40]**.

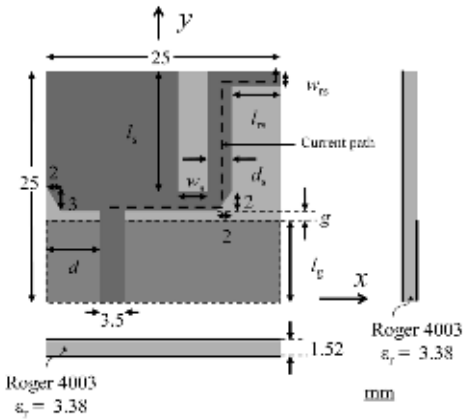


Figure 1.40: Layout final de l'antenne détaillée dans [ZHI] et les différents paramètres la constituant

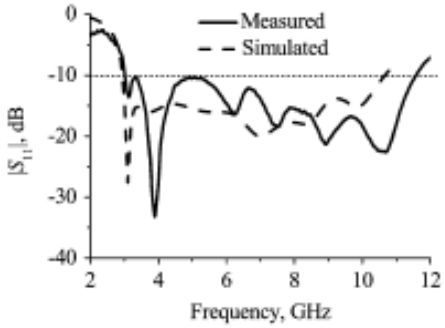


Figure 1.41: Comparaison du coefficient de réflexion de l'élément rayonnant miniaturisé (simulé et mesuré)

Cette antenne est alimentée par une ligne de transmission de type coplanaire d'impédance 50 Ohms. Le substrat utilisé est le R04003 ($\varepsilon_r = 3{,}38$) et d'épaisseur 1,52mm (figure 1.40).

Les différentes étapes de cette miniaturisation sont illustrées dans la figure 1.42. Elles ont permis de réduire l'encombrement du plan de masse de l'antenne et donc l'encombrement total de la structure.

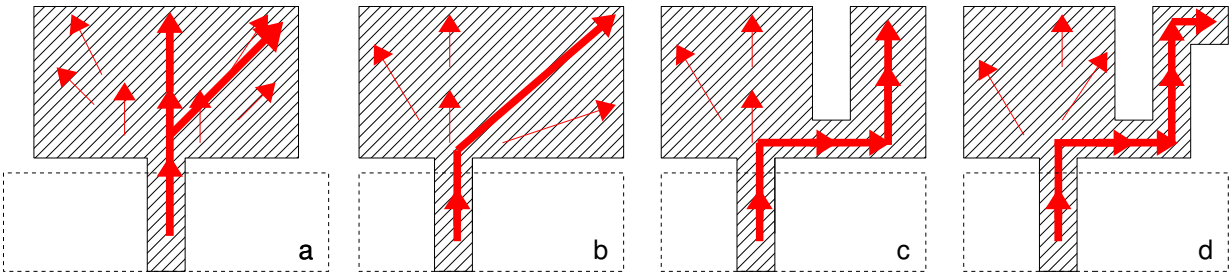


Figure 1.42: les principales étapes de la miniaturisation de l'antenne

Les différentes trajectoires des courants correspondent à différentes fréquences d'adaptation. La diminution de la largeur du plan de masse augmente la fréquence basse de la bande. Ainsi, afin de réadapter l'antenne dans la bande FCC, l'essentiel des travaux consiste à manipuler la trajectoire des courants afin de rabaisser la fréquence basse.
Pour cela, la première étape (b) est de passer d'une excitation symétrique (cas a) à une excitation asymétrique (cas b). Afin de rallonger les trajets des courants, la trajectoire (en diagonale) est créée. Cette trajectoire est encore une fois allongée par l'insertion d'une entaille sur l'élément rayonnant, imposant un parcours plus long (par contournement) des courants (cas c). Enfin, l'adaptation de la fréquence basse est réajustée par une deuxième entaille (cas d). Cette dernière modification peut également être analysée comme le rajout d'un brin résonnant.

- Transition ligne / antenne : cette technique consiste à modifier la transition permettant le passage de la ligne d'alimentation à l'élément rayonnant (figures 1.43 et 1.44). Elle a souvent une forme évasée. Il s'agit également de réduire l'encombrement suivant une dimension longitudinale **[I - 41]**, plus précisément dans l'axe de l'étalement de l'élément **[I - 42]**. Des entailles peuvent être découpées au niveau des plans de masse latéraux comme dans le cas d'une alimentation en coplanaire ou encore dans le plan de masse inférieur comme dans le cas d'une alimentation de type ground coplanaire. Il est possible de combiner les deux cas.

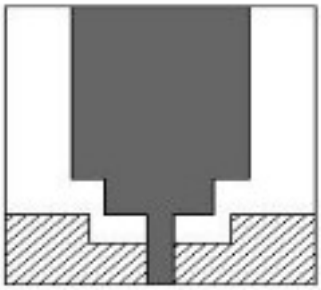


Figure 1.43 Transition avec encoche appliquée sur un monopole rectangulaire 2D imprimé

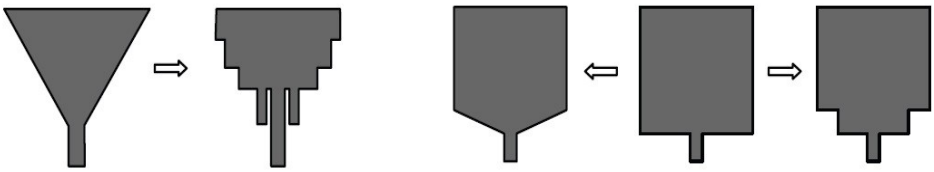


Figure 1.44: Exemples sur les techniques de modification de la transition entre la ligne de transmission et l'élément rayonnant

Cette transition, essentiellement définie par des découpes, est le sujet de plusieurs études paramétriques afin de trouver la meilleure adaptation possible. Ces découpes sont de formes différentes et jouent souvent un rôle primordial pour l'adaptation de l'élément **[I – 43]**.

- L'effet de repliement : dans ce cas là c'est un peu le même principe que celui décrit précédemment lors des techniques générales de miniaturisation et précisément celle qui consiste à occuper le volume disponible. Il y a deux façons de procéder, la première consiste à replier l'élément rayonnant et la deuxième à replier le plan de masse (figures 1.45 et 1.46). Mais dans les deux cas, le fait de retrouver deux plans métalliques face à face et séparés par un diélectrique crée automatiquement des effets capacitifs pouvant dégrader les performances et la bonne adaptation **[I – 44] [I - 45]**. Le repliement peut également être en surface, dans ce cas là on ne touche qu'au plan de masse **[I – 46]**.

Figure 1.45 Repliement surfacique des plans de masse latéraux vers l'arrière dans le cas d'un monopole imprimé 2D

Figure 1.46 Repliement volumique du plan de masse et de l'élément rayonnant

Au sein de l'étude faite tout le long de cette thèse en ce qui concerne la miniaturisation, nous ne sommes pas allés jusqu'à appliquer toutes les techniques ci dessus sur notre antenne et son plan de masse.

Le substrat et sa constitution étant défini ainsi que le type d'alimentation et sans avoir recours aux différents composants électroniques, les études de réduction de l'encombrement ont été basées sur la géométrie de l'antenne et de ses différents plans de masse ainsi que sur la transition ligne/antenne.

1.6 Conclusions

Ce chapitre nous éclaire sur la technologie ULB dans tous ses aspects. Premièrement nous avons présenté les différentes normalisations (réglementations) qui définissent les premiers repères en termes de bande passante et de niveau de puissance autorisée dans ces bandes pour des travaux dans l' ULB. On a ensuite défini les signaux ULB et les modulations les plus utilisées de nos jours.

Par la suite, et vu le grand nombre d'antennes ULB existantes aujourd'hui, on a présenté les antennes imprimées ULB conformément au domaine de la thèse et aux choix des applications que l'on cible. Notre choix pour la suite des travaux se portera sur un monopole imprimé sur substrat. Ce type d'antenne est conforme aux configurations et aux types d'applications que l'on souhaite développer dans les chapitres suivants.

Enfin, différentes techniques ont été mentionnées dans le but de réduire l'encombrement des éléments rayonnants, une contrainte assez importante avant de pouvoir intégrer ces dernières dans des dispositifs finaux. Essentiellement deux de ces techniques seront exploitées pour la miniaturisation de notre élément rayonnant.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons le type d'antenne choisi et la configuration retenue pour le substrat. Une étude sur le choix de la ligne de transmission en fonction des contraintes sera également développée. L'élément rayonnant sera étudié pour deux types de formats d'applications essentiellement distinguées par leur encombrement, ce qui introduira les techniques de miniaturisation.

¤¤

1.7 Références du chapitre 1

[I - 01]	M. Rafie, “ Opportunities for UWB Design”, Host Web Seminar on design of Ultra Wideband Wireless Networking Products, dec.2003.
[I - 02]	K. Mandke, H. Nam, L. Yerramnemi, C. Zuniga, T. Rappaport, “The Evolution of Ultra Wide Band Radio for Wireless Personal Area Natworks”, Technology report, high Frequency Electronics, pp 22-30, Sept.2003.
[I - 03]	Sperry Rand Corporation. "transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals without distortion for short base-band pulse communication". Technical report, System U.S. Patent No. 3,728,632 dated 17 April 1973, 1973.
[I - 04]	"Ultra-wideband radar motion sensor".
[I - 05]	M.Z. Win and R.A. Scholtz. "impulse radio : how it works ?". Communications Letters, IEEE, 2(2) :36–38, feb 1998.
[I - 06]	R. A. Scholtz, R. Jean-Marc Cramer, and Moe Z. Win. "evaluation of the propagation characteristics of ultra-wideband communication channels". In IEEE International Antennas and Propagation Symposium, pages 626–630, jun 1998.
[I - 07]	Maria-Gabriella Di Benedetto, Thomas Kaiser, Andreas F. Molisch, Ian Oppermann, Christian Politano et Domenico Porcino, "UWB Communication Systems, A Comprehensive Overview", EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications, Volume 5, Hindawi Publishing Corporation, 2006 .
[I - 08]	First report & order. Technical report, FCC, feb. 2002.
[I - 09]	Official Journal of the European Union, “Commission Decision of 21 February 2007 on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonized manner in the Community”.
[I - 10]	E. Faussurier, ANFR, "Ultra Wide Band. How Europe will address regulation of UWB ?", April, 14th 2005, 12th CEPT Conference
[I - 11]	Singapore regulations, Technical report, IDA, www.aptsec.org/meetings/2005/apg07- 2/AWFInterim%20Meeting%20Documents/(29)IDA-UWB%20Regulations.ppt 2005.
[I - 12]	http ://www.multibandofdm.org/
[I - 13]	« Ultra-Wideband (UWB) Technology », http://cs.smith.edu/~floor/uwb.html.
[I - 14]	R. Fontana, « Current Trends in UWB Systems in the USA », Advanced Radio Technology Symposium 2002, Tokyo, Japan, Dec. 2002.
[I - 15]	http://www.wisair.com/products/
[I - 16]	http://www.decawave.com/scensor.html

[I - 17]	http://www.fractus.com/sales_documents/FR05-S1-P-0-107/DS_FR05-S1-P-0-107.pdf
[I - 18]	http://www.fractus.com/sales_documents/FR05-S1-P-0-107/UM_FR05_S1_P_0_107.pdf
[I - 19]	J.T Conroy, J.L. LoCicero, D.R, Ucci, "Communication techniques using monopulse waveforms", IEEE proceedings Military communications conference, Vol. 2, pp. 181-185, March 1999.
[I - 20]	M. Ghavani, L. B. Michael and R. Kohno, “Hermite Fonction Based Orthogonal pulses for UWB Communications”, Proc. Wireless Personal Multimedia conference 2001, Aalborg, Denmark, pp.437-440, Sept. 2001.
[I - 21]	V.H Ramsey, "Frequency independent antennas", IRE International Convention Record Vol. 5, pp. 114-118, March 1957.
[I - 22]	BALANIS C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, third edition, John Wiley Sons, Hoboken, New Jersey, Etats-Unis, 2005.
[I - 23]	ULYSSE C., MERAJ A., GAUGUE A., LETROU C., KREISLER A., “Antenne planaire log-périodique très large bande (4 - 160 GHz)”, 16è Colloque International Optique Hertzienne et Diélectrique, Septembre 2001.
[I - 24]	DUHAMEL R. H., “Dual Polarized Sinuous Antennas”, U.S. Patent 4,658,262, Avril 14, 1987.
[I - 25]	Thèse de Nicolas Fortino intitulé “Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsionnels”, soutenue le 16 Février 2006
[I - 26]	www.ahsystems.com
[I - 27]	J. A.N, Noranha, T. Bielawan C.R. Anderson, D.G. Sweeny, S. Licul, W. A. Davis, "Designing antennas for UWB systems, Microwaves and RF,” pp. 53-61, June 2003.
[I - 28]	Lu Guo, Sheng Wang, Xiaodong Chen and Clive Parini, “Miniaturised Antennas for UWB Communications”, EuCAP 2009, Berlin, Allemagne, 2009, p.3774 - 3778
[I - 29]	Lu Guo, Sheng Wang, Xiaodong Chen and Clive Parini, “A Printed Miniature Antenna for UWB Applications”, Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE.
[I - 30]	ZHANG Y-P., LO T.K-C., HWANG Y-M., A Dielectric-Loaded Miniature Antenna for Microcellular and Personnal Communications, Proceedings IEEE, AP-Symp., 1995, pp. 1152-1155.
[I - 31]	HANSEN R.C., BURKE M., Antennas with magneto-dielectrics, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 26, N°2, 2000, pp. 75-78.
[I - 32]	TRETYAKOV S.A., ERMUTLU M., Modeling of Patch Antennas Partially Loaded with Dispersive Backward-Wave Materials, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 4, 2005, pp. 206-269.
[I - 33]	THIOR A., LEPAGE, A.-C., BEGAUD X., “Low profile”, Directive and Ultra Wideband Antenna on a high Impedance Surface, EuCAP 2009, Berlin, Allemagne, 2009.

[I - 34]	KOSSIAVAS G., PAPIERNIK A., The C-Patch: A Small Microstrip Element, IEE Electronics Letters, Vol. 25, N°4, 16th February 1989, pp. 253-254.
[I - 35]	CIAIS P., STARAJ R., KOSSIAVAS G., LUXEY C., Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, N° 4, April 2004, p. 148-150.
[I - 36]	WONG K.L., Compact and broadband microstrip antennas, Ed. Wiley, 2002 (ISBN : 0471417173).
[I - 37]	HIRISAWA K., HANEISHI M., Analysis, Design and Measurement of small and Low-Profile Antennas, Ed. Artech House, 2002, ISBN: 0-89006-486-5, Chapter 5, (2002).
[I - 38]	« Les antennes Ultra Large Bande » de Xavier Begaud; date de publication le 01/05/2010
[I - 39]	KRAMER B.A., LEE M., CHEN C.-C., Desing and Performance of an Ultrawide-Band Ceramic-Loaded Slmot Spiral, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, N° 7, July 2005, p. 2193-2199.
[I - 40]	Zhi Ning Chen, Terence S. P. See and Xianming Qing; "Small Printed Ultrawideband Antenna With Reduced Ground Plane effect"; IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.55, N°2, february 2007
[I - 41]	M.Mohammadirad, N.Komjani and M.Yazdi, "Design and Implementation of a New UWB Microstrip Antenna"; 14th International Symposium on Antenna and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM], 2010
[I - 42]	TOURETTE S., FORTINO N., DAUVIGNAC J.-Y., KOSSIAVAS G., Compact UWB Printed Antennas for Low Fréquency Applications Matched to different transmission lines, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, N° 6, June 2007, p. 1282-1287.
[I - 43]	M.A. Peyrot-Solis, G.M. Galvan-Tejada and H. Jardon-Aguilar; "A Novel Planar UWB Monopole Antenna Formed on a Printed Circuit Board", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.48, N°.5, May 2006, p.933-935.
[I - 44]	DEMEESTERE F, DELAVEAUD C., KEIGNART J., BORIES S., Compact Dipole for Low frequency Band UWB Applications, EuCAP, Nice, 6-10 November 2006.
[I - 45]	RUVIO G., AMMANN M.J., A Compact Wide-band Shorted Folded Antenna, IWAT Metaterial Antennas, March 2006.
[I - 46]	FORTINO N., DAUVIGNAC J.-Y., KOSSIAVAS G., STARAJ R., Design Optimization of ULB Printed Antenna for Omnidirection al Pulse Radiation, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, N° 7, July 2008, p. 1875-1881.

Chapitre 2

Étude d'un élément imprimé ULB planaire

2 Étude d'un élément imprimé ULB planaire

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présentera les différents travaux qui ont permis de développer un système Ultra Large Bande composé d'une antenne et d'une ligne d'alimentation, toutes deux imprimées et partageant un même support.

Premièrement on s'intéressera à plusieurs types de ligne d'alimentation. Les principales lignes de transmission sont la ligne microruban, la ligne coplanaire (CPW) et la ligne coplanaire avec plan de masse (GCPW).

Deuxièmement, on fixera la configuration du substrat sur lequel seront gravés la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. La configuration du substrat a subi plusieurs changements en fonction de l'avancement des travaux tout le long de la thèse. On résumera ce nombre de changements à deux.

Enfin, l'élément rayonnant sera choisi et développé dans deux configurations différentes. Les études seront principalement basées sur des études paramétriques. L'intérêt de présenter plus d'une configuration est de réussir à adapter l'antenne à différents environnements d'accueil. Pour cela, une étude sur l'encombrement des plans de masse de l'antenne sera développée. Le principal enjeu sera la miniaturisation de notre élément.

Le but principal de ce chapitre est la formation d'une base pour le co-design, consistant à raccorder une puce émettrice d'impulsions à la structure de l'élément rayonnant, qui suivra. La bonne compréhension des phénomènes liés à la ligne et à l'antenne facilitera l'intégration de ces derniers dans un système complet.

La bande de fréquence à laquelle on fera référence dans toutes ces études est la bande FCC s'étalant de 3,1 GHz jusqu'à 10,6 GHz. L'objectif est de présenter le support (substrat) et l'élément rayonnant (l'antenne imprimée) et de les adapter minutieusement sur toute la bande FCC.

2.2 Étude de la ligne de transmission

Pour toutes les lignes étudiées, on cherche à obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohms adaptée sur toute la bande FCC. Les trois types de lignes que nous avons étudiés sont la ligne microruban, la ligne coplanaire, la ligne coplanaire avec plan de masse (GCPW) intégrant ou non des vias.

Initialement, le substrat sur lequel était imprimée la ligne était composé de deux couches. La première couche était en RO4003 d'épaisseur 0,2mm et de constante diélectrique variant entre 3,38 et 3,55 **[II - 01]**. Les simulations ont été faites avec une constante égale à 3,48. Ce substrat a été choisi pour sa bonne qualité d'interface. La seconde couche, située sous la première, était constitué de FR4 d'épaisseur 1,125mm et de constante diélectrique 4,4.

La seconde configuration du substrat est entièrement composée de RO4003. Elle a été définie après avoir fixé la ligne d'alimentation et en fonction de la technologie de fabrication utilisée (figure 2.1).

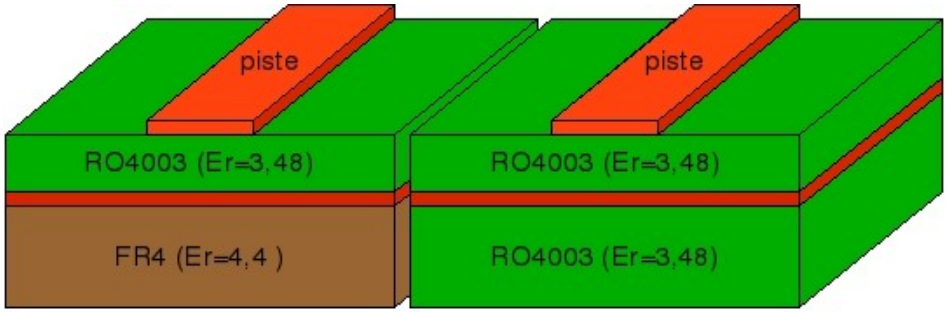


Figure 2.1: Illustration des différentes configurations de substrat en fonction de l'avancement des travaux

L'étude des lignes sera donc présentée avec la première configuration et seul le type de ligne d'alimentation qui sera choisi pour la suite sera développée avec la deuxième configuration.

Il est évident que toutes les couches qui se trouvent au dessous du plan de masse de la ligne de transmission n'ont pas d'influence sur les caractéristiques de la ligne.

Toutefois il est nécessaire de présenter la structure générale du dispositif tout en remarquant que l'élément rayonnant sera placé dans la continuité de la ligne et que tous les plans de masse s'arrêteront à l'extrémité de cette ligne. Il n'y aura pas de plan de masse métallique au dessous de l'élément rayonnant.

La transition entre la ligne de transmission et l'élément rayonnant joue un rôle très important pour l'adaptation de l'antenne.

2.2.1 Caractéristique d'une ligne de transmission

Cette partie est un rappel sur les caractéristiques d'une ligne de transmission. Dans un premier temps, on suppose que le mode de propagation est quasi-TEM. Cette supposition signifie que le champ magnétique et le champ électrique sont dans un plan perpendiculaire à celui qui porte la direction de la ligne.

Oliver Heaviside, électricien anglais (1850-1925), a déduit la caractérisation d'une ligne électrique en se basant sur l'équation des télégraphistes. Cette ligne est alors supposée comme étant une série infinie de quadripoles élémentaires. Ces derniers représentent une minuscule portion de la ligne. Cette portion est illustrée dans la figure 2.2.

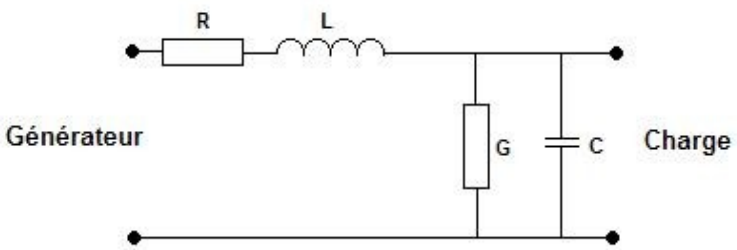


Figure 2.2: Quadripole élémentaire caractérisant une ligne de transmission

Avec:

- ✔ L→ L'inductance linéique caractérisant les effets magnétiques autour de la ligne et exprimée en H/m
- ✔ R→ La résistance linéique caractérisant les pertes par effet Joule exprimée en Ω/m
- ✔ C→ La capacité linéique se créant entre les différents conducteurs et exprimée en F/m
- ✔ G→ La conductance linéique caractérisant les pertes diélectriques et exprimée en S/m

La résolution de l'équation des télégraphistes permet de définir deux paramètres principaux caractérisant une ligne de transmission : la constante de propagation γ et l'impédance caractéristique Zc . Les éléments composant le quadripôle élémentaire permettent de définir ces deux paramètres. Cette relation est regroupée dans les équations suivantes.

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad (16) \quad \text{et} \quad Zc = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (17)$$

Le domaine de travail de la thèse étant les hyperfréquences, la pulsation, ω sera considérée grande. Ceci dit, la formule (16) peut être réduite à une forme plus simplifiée présentée dans (19). D'une autre part, l'équation (18) peut être déduite de (16).

$$Zc = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (18) \qquad \text{et} \qquad \gamma = \alpha + j\beta \quad (19)$$

avec α l'atténuation linéique exprimée en dB/m et β le déphasage linéique exprimée en rd/m.

2.2.2 Choix de l'outil de simulation

C'est le logiciel de simulations électromagnétiques 3D HFSS d'Ansoft qui a été choisi pour l'étude des lignes de transmission et de la première antenne fonctionnant dans la bande FCC. Au contraire des logiciels comme ADS, les plans de masses peuvent être finis et limités (ils sont considérés infinis avec les logiciels 2D). HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un simulateur utilisant la méthode des éléments finis. Cette méthode consiste à diviser l'espace en cellules élémentaires (ici des tétraèdres) afin de représenter le champ à partir d'une fonction locale.

Concernant le maillage, nous avons simulé avec la méthode "fast". Le choix de cette méthode de simulation a été portée en fonction des temps de calcul et des ressources informatiques raisonnables et suffisantes pour nos différentes études tout le long de ce chapitre.

2.2.3 Conception des lignes de transmission

Les trois types de lignes de transmission étudiées sont représentées dans la figure 2.3. Ces lignes sont définies par les paramètres suivants qui contrôlent leurs dimensions et leur géométrie.

- ✔ *Lligne* → La longueur de la ligne de transmission
- ✔ *Wligne* → La largeur de la ligne de transmission (largeur de la piste)
- ✔ *G* → Le gap (espacement) entre la ligne (piste) et les plans de masse latéraux, cas (b) et (c)
- ✔ *Hmetal* → L'épaisseur de la métallisation utilisée
- ✔ *Hsubstrat* → L'épaisseur (dimension "z") du substrat utilisée.

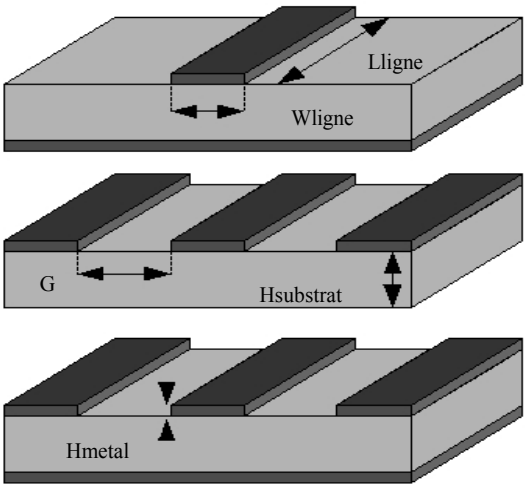


Figure 2.3: Illustration paramétrée des différentes lignes de transmission

2.2.3.1 Impédance caractéristique de 50 Ohms

La première étape consiste à adapter ces lignes à une impédance caractéristique de 50 Ohms. On sait que cette impédance dépend principalement des paramètres géométriques "*Wligne*", "*G*", et "*Hsusbtrat*", mais également de la constante diélectrique du substrat " ε_r ". D'autre part, l'épaisseur de la métallisation est un paramètre non modifiable fixé par la technologie de fabrication. Quand à la ligne, sa longueur ne modifie pas son impédance caractéristique.

Pour commencer, certains paramètres ont été fixés arbitrairement. Ainsi, il reste deux ou trois (selon le type de ligne) degrés de liberté (*Wligne, Hsubstrat* et *G*). Dans la majorité des cas, l'épaisseur du substrat est prédéfinie par le fabricant. Elle a été fixée à 0,2mm et le gap à 0,3mm.

Avec ce choix de la valeur du gap, et dans le cas de la ligne coplanaire, la propagation se rapproche d'une propagation dans une ligne microruban. Ainsi, les caractéristiques de la ligne sont moins dépendantes du gap et donc des variations technologiques.

Les autres paramètres ont été calculés grâce à "Ansoft Designer", un module du simulateur HFSS d'Ansoft. Les valeurs des paramètres fixés et celles des paramètres calculés pour les différents types de ligne sont regroupées dans le tableau suivant:

	Ligne de transmission		
Paramètres (mm)	Microruban	Coplanaire	Ground Coplanaire
Hsubstrat (RO4003)	0,2	0,2	0,2
Hsubstrat (FR4)	1,125	1,125	1,13
Hmetal	0,02	0,02	0,02
Wligne	0,35	0,35	0,39
G	-	0,3	0,3

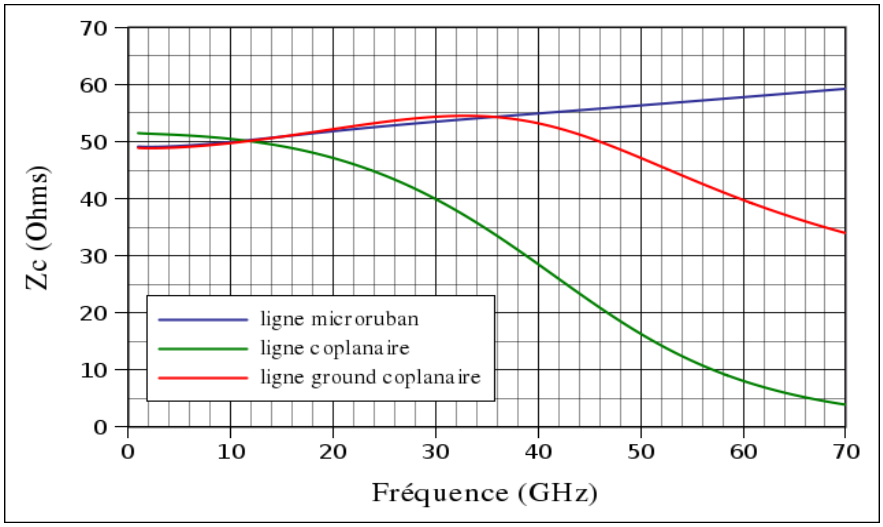


Figure 2.4: Comparaison de la partie réelle de l'impédance caractéristique des différentes lignes de transmission

Dans la figure 2.4, les impédances caractéristiques des trois types de ligne sont présentées. La valeur moyenne de l'impédance caractéristique "Zc" est de 50 Ohms dans les trois cas et jusqu'à 20 GHz environ. La ligne microruban a une impédance caractéristique croissante avec la fréquence. L'impédance de la coplanaire décroît avec la fréquence. La ligne GCPW combine une évolution croissante jusqu'à 35 GHz et décroissante après cette fréquence.

2.2.3.2 Propagation monomodale

Afin d'éviter l'étalement temporel du signal au cours de sa propagation le long de la ligne de transmission, la vérification d'une propagation de type monomode est nécessaire.

La qualité d'une ligne monomodale signifie que toute l'énergie émise à une fréquence donnée est transmise à travers le premier mode de propagation. La vérification se fait en analysant la partie imaginaire de la constante de propagation (déphasage linéique). Afin de valider ce type de propagation, il faut que seul le premier mode puisse se propager dans la bande de fréquence étudiée. Ainsi, pour une fréquence donnée, la ligne est monomodale si et seulement s'il n'existe qu'un seul déphasage linéique qui se propage. Dans le cas contraire, la ligne est multimodale.

Les simulations électromagnétiques ont été faites sous HFSS d'Ansoft sur les trois types de lignes prédéfinis précédemment. Les résultats montrant la propagation des différents modes sont illustrés dans les figures 2.5, 2.6 et 2.7.

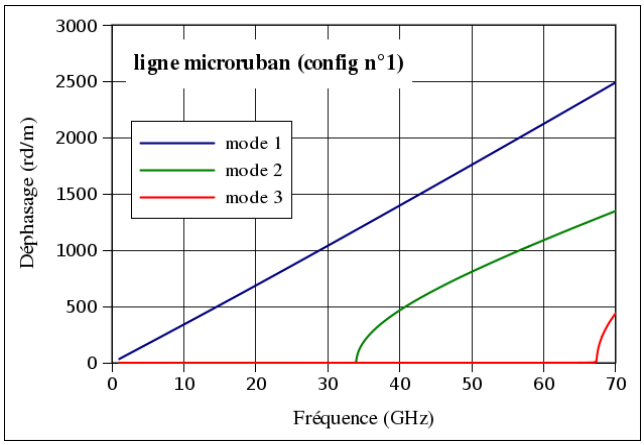


Figure 2.5: Modes générés de la ligne microruban 50 Ω

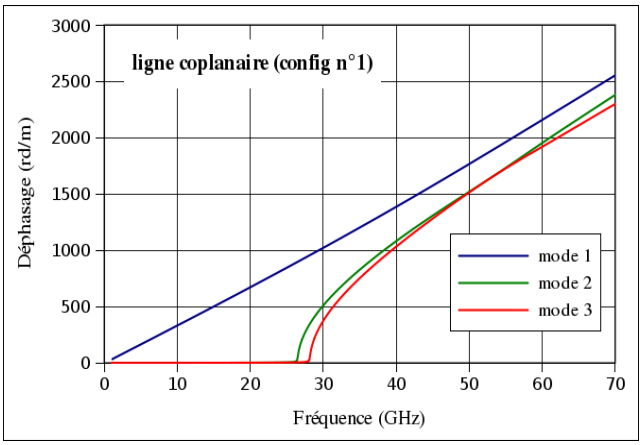


Figure 2.6: Modes générés de la ligne coplanaire 50 Ω

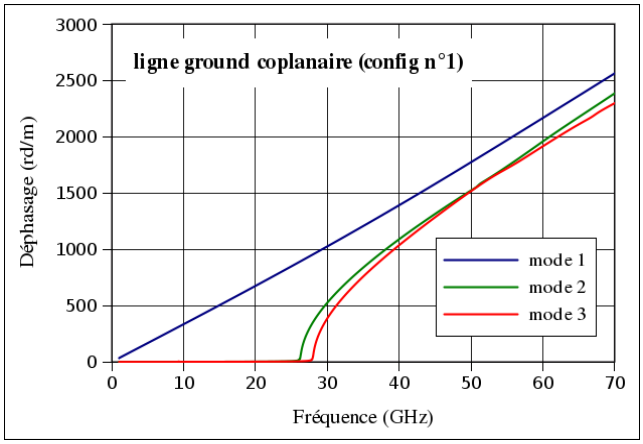


Figure 2.7: Modes générés de la ligne ground microruban 50 Ω

On observe à travers ces différentes figures que dans la bande de fréquence FCC [3,1 – 10,6 GHz] les trois types de ligne sont monomodales. Le deuxième mode se propage à partir de 34 GHz pour la ligne microruban et à partir de 27 GHz pour la coplanaire et la ground coplanaire. On remarque également une similitude de comportement pour ces deux dernières lignes.

On a étudié la dispersion de 3 types de lignes, mais la disposition des composants électroniques du dispositif final nous impose un plan de masse au dessous de la ligne principale et éventuellement un plan de masse au niveau de cette même ligne. Donc, pour répondre à ces attentes, nous étudierons plus en détails la ligne GCPW.

Pour les 3 structures: microruban, CPW et GCPW nous présentons alors la distribution des lignes de champs (figures 2.8 à 2.10). On constate ce qui a été annoncé précédemment, c'est à dire que le comportement de la GCPW est très proche de celui de la microruban.

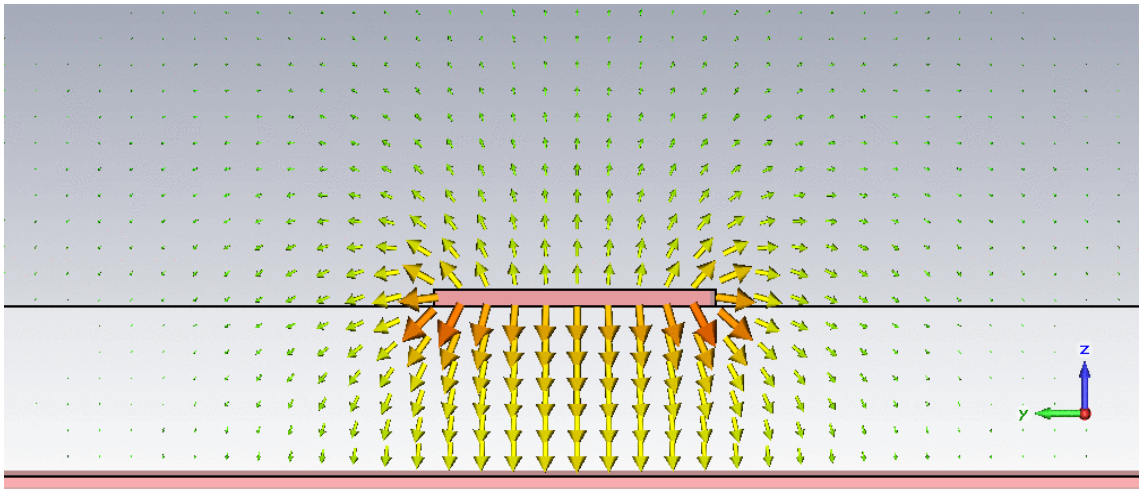


Figure 2.8: Distribution des lignes de champs au niveau du port d'excitation de la ligne microruban 50 Ω

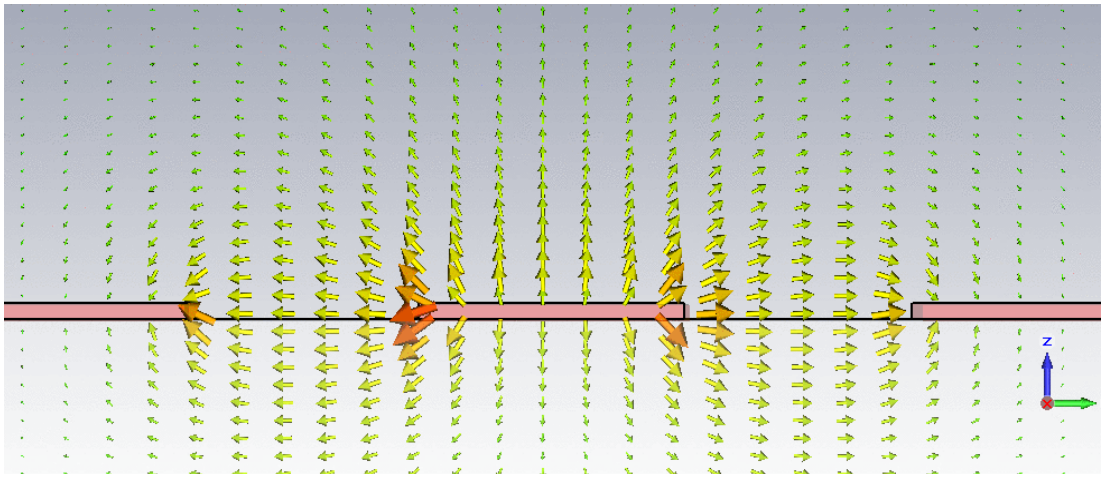


Figure 2.9: Distribution des lignes de champs au niveau du port d'excitation de la ligne CPW 50 Ω

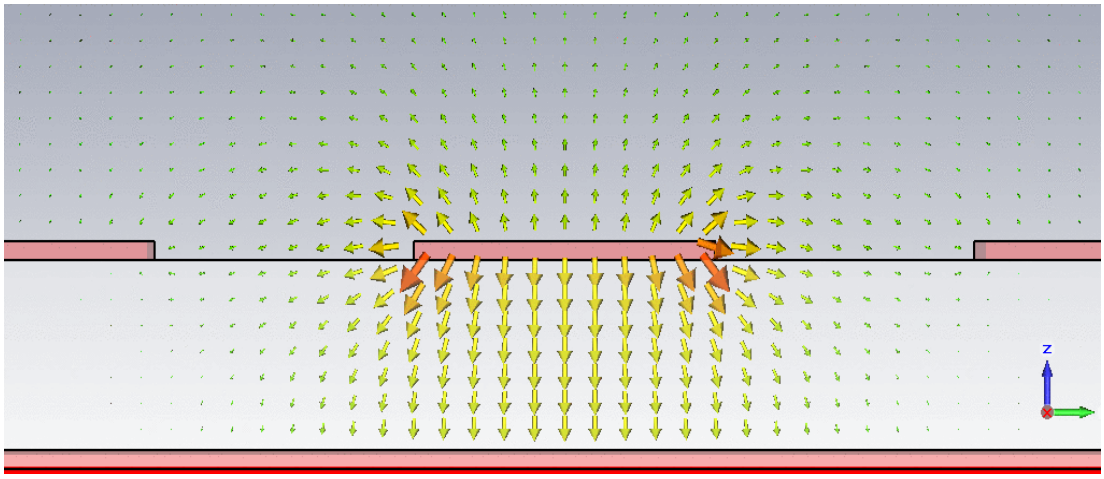


Figure 2.10: Distribution des lignes de champs au niveau du port d'excitation de la ligne GCPW 50 Ω

Pour la ligne microruban, la densité des lignes de champs est créée avec le seul plan de masse en dessous de la piste. La ground coplanaire (GCPW) affiche une concentration de lignes de champs entre la piste et le plan de masse inférieur plus importante que celles existantes entre la piste et les plans de masse latéraux. Ceci est dû à la dimension de "*Hsubstrat*" (0,2mm) largement inférieure à celle de G (entre 0,37 et 0,39mm).

2.2.4 Choix du substrat et de la ligne de transmission

Suite à plusieurs études, puis en prenant compte les avis des différents partenaires, un choix définitif du support et de la ligne de transmission a été pris.

Parmi les trois types de lignes existantes et étudiées, nous avons choisi la ligne GCPW comme étant l'accès à l'élément rayonnant. En effet ce type de ligne a les avantages des lignes microruban et coplanaire sans avoir pour autant les inconvénients de ces dernières. Les lignes de transmission coplanaires exigent l'existence de ponts pour maintenir une masse commune entre les plans de masse latéraux.

Le choix étant porté sur la GCPW, l'unification de la masse est faite à travers le plan de masse inférieur et par l'intermédiaire de vias. Les vias sont insérés sous la forme de deux rangées de part et d'autre de la piste. Ils assurent une première connexion électrique entre les plans de masse latéraux et le plan de masse inférieur.

De plus, l'avantage de cette ligne est l'accessibilité naturelle en surface à la masse contrairement à la microruban. Ainsi, la mesure du circuit est facilitée par un accès direct car les pointes peuvent être posées sur le circuit imprimé. De même, dans les perspectives du projet, la connexion des "wirebonds" reliant la masse de la puce à celle du système se fera facilement. Dans ce cas, la taille de la puce, la position des pads et le point de chute des "wirebonds" bénéficient d'un grand degré de liberté. En effet, il n'y aura pas besoin de remonter des îlots de masse afin de connecter les "wirebonds".

La ligne de transmission choisie sera imprimée sur un substrat multicouche. Il est constitué de RO4003 d'une constante diélectrique 3,48 et divisé en trois couches d'épaisseur respective de haut en bas: 0,2mm, 0,5mm et 0,2mm. A l'intérieur du substrat, en plus du plan de masse inférieur de la GCPW, deux autres plans de masse ayant les mêmes dimensions sont également insérés. La configuration du substrat est illustrée dans la figure 2.11 (config n°2). Ils sont partiellement imposés par la fabrication du substrat mais peuvent également servir de pont de connexion entre deux points en évitant de passer par des pistes imprimées ou filaments.

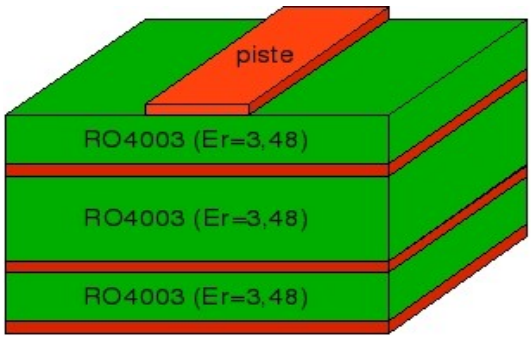


Figure 2.11: Illustration montrant la nouvelle configuration de substrat

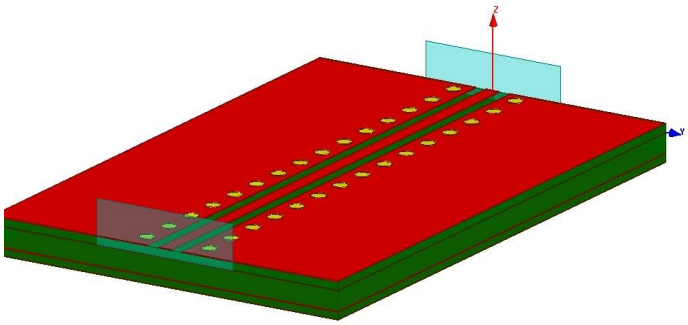


Figure 2.12: Illustration de la ligne de transmission choisie (GCPW) avec deux rangées de vias

L'impédance caractéristique en fonction de la fréquence ainsi que la génération des modes

supérieurs de la ligne GCPW imprimée sur ce nouveau substrat avec deux rangées de vias sont représentées dans les figures 2.13 et 2.14.

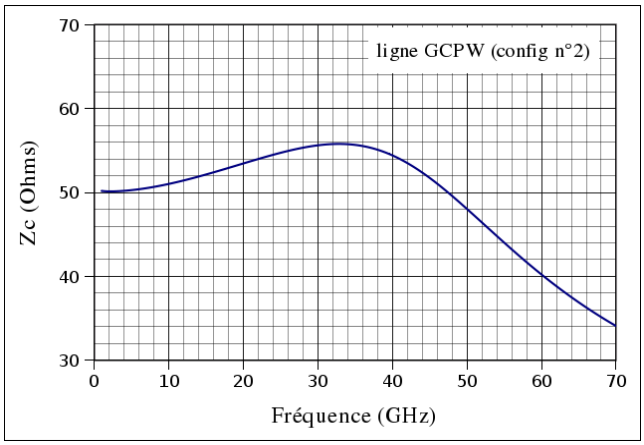


Figure 2.13: Partie réelle de l'impédance caractéristique de la ligne GCPW avec vias

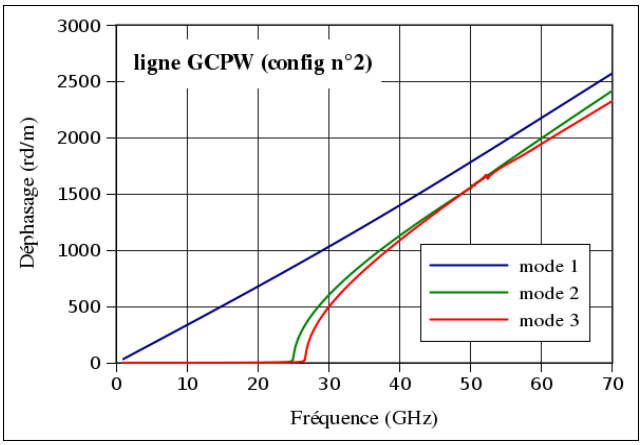


Figure 2.14: Génération des modes propagés dans la ligne GCPW avec vias

Cette ligne est monomodale jusqu'à 27 GHz environ. Son impédance caractéristique oscille autour des 50 Ohms sur toute la bande FCC.

Par la suite, il est intéressant de voir l'influence de la disposition des vias. Ils sont de forme cylindrique. Pour cela on a défini deux nouveaux paramètres: "*r_via*" déterminant le rayon des vias et "*delta_vias*" définissant la distance les séparant. La variation de "*r_via*" est étudiée avec une distance entre les vias de 1mm. La variation de "*delta_vias*" est effectuée avec des vias de 0,4mm de diamètre.

Les vias ne relient que les plans de masse latéraux au plan de masse de la GCPW. Ils ont une hauteur (suivant l'axe "z") de 0,2mm. Ils sont entièrement en métal.

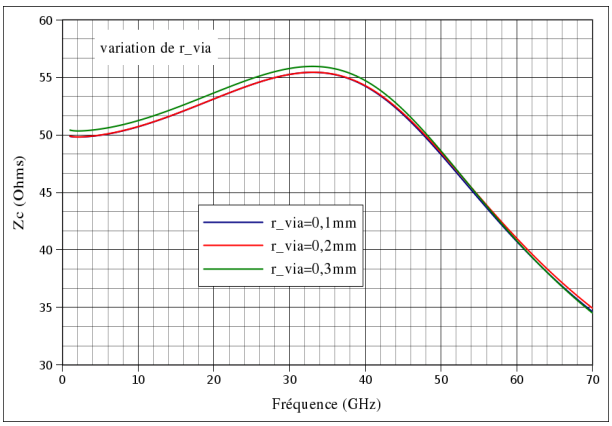


Figure 2.15: Influence du paramètre "r_via" sur l'impédance caractéristique de la GCPW avec vias

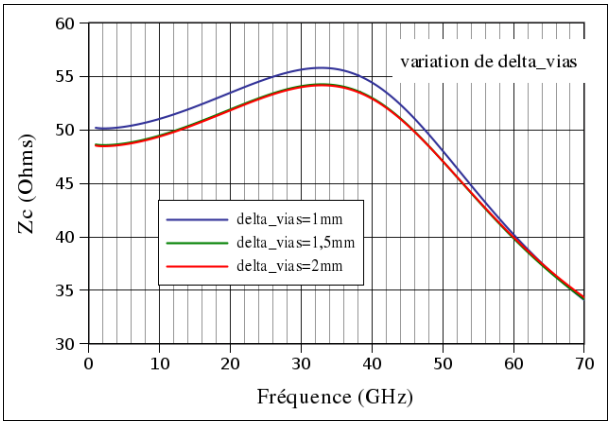


Figure 2.16: Influence du paramètre "delta_via" sur l'impédance caractéristique de la GCPW avec vias

On observe une impédance caractéristique quasi invariable en fonction du diamètre des vias et de la distance les séparant. Quelque soit la position des vias, ils ont le rôle de connecteur permettant l'unification de la masse (figure 2.15 et 2.16).

Ainsi, la distance entre les vias est fixée à 1mm et le rayon des vias à 0,2mm. L'avantage de ce choix est également le maillage raisonnable de la structure lors des simulations. Plus les vias sont fins et rapprochés les uns des autres, plus les cellules lors du maillage seront petites. Ce qui

demande des machines ayant des ressources assez importantes. Sachant que ces vias seront présents dans toutes les simulations électromagnétiques qui suivront, il a donc fallu trouver un compromis intéressant, proche de la réalité et adapté aux ressources machines dont nous disposons.

2.3 Élément rayonnant de la bande FCC [3,1 – 10,6 GHz]

Dans cette partie, le choix de l'élément rayonnant sera défini. Il a été fait en fonction des objectifs à atteindre dans le projet MIMOC. Il sera également étudié et adapté afin d'être intégré dans un système final. La bonne compréhension du fonctionnement de l'élément rayonnant facilitera sa réadaptation lors de l'étape du co-design.

2.3.1 Choix de l'antenne

L'intégration de l'antenne dans la structure choisie impose un élément rayonnant de type imprimé. Les avantages et inconvénients de ce type d'antennes sont:

- Avantages
  - encombrement réduit (dans le cas de substrat à forte permittivité)
  - structure à faible poids
  - facilité de la fabrication
  - capacité d'adaptation de l'élément sur toutes surfaces (planaire, bombée,...)
  - faible coût de production (dans le cas de substrat bon marché)
  - possibilité d'intégration de composants électroniques
- Inconvénients
  - faible rendement (faible efficacité en fonction des dimensions de la structure et des pertes dans le substrat utilisé)
  - bande passante relativement étroite
  - rayonnements parasites provenant de la source, des jonctions et des ondes de surface

L'antenne constitue naturellement la prolongation de la ligne de transmission choisie précédemment (GCPW). Même s'il n'y a pas de plans de masse sous l'élément rayonnant, cette antenne sera fortement influencée par les plans de masse métalliques latéraux de la ligne. Ceci fera l'objet d'une étude détaillée.

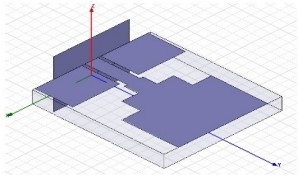
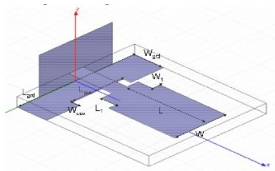
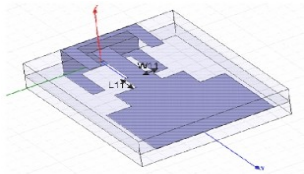
Nous avons vu dans le chapitre 1 qu'une antenne imprimée ULB peut avoir plusieurs formes géométriques. Ces formes sont simples (circulaire, carrée, triangulaire,...) ou plus compliquées comme dans le cas des antennes fractales.

2.3.1.1 Antennes du LEAT

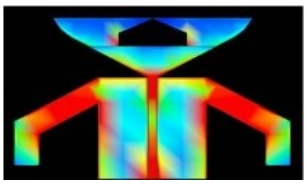
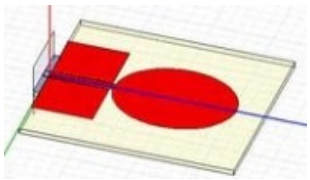
La grande expertise du LEAT depuis des années dans le domaine des antennes imprimées a abouti au développement de différentes antennes. Elles ont été étudiées pour fonctionner dans différentes bandes de fréquences, selon les applications et notamment dans les bandes de l'ULB.

Concernant le domaine de l'ULB, notons les travaux de Mr. S. Tourette **[II - 02]**. Ils ont abouti à une antenne rectangulaire à plusieurs étages. Elle a été étudiée avec différentes lignes de

transmission (microruban, coplanaire et triplaque) et fonctionnant à différentes bandes de fréquence. Les résultats finaux des prototypes réalisés et mesurés sont regroupés dans le tableau suivant.

Ligne de transmission	Dimensions (mm²)	Bande de fréquence	Illustration
coplanaire	14*9,5	4,3 – 18 GHz	
microruban	14*9,5	3,85 – 20 GHz	
triplaque	14*9,5	3,4 – 17,6 GHz	
Substrat en époxy avec $\varepsilon_r = 4,4$ et une épaisseur de 1,524mm			

Dans le même contexte, il y eut les travaux de la thèse de Mr. N. Fortino. Ils concernent également les antennes imprimées ULB. On citera l'étude de l'antenne papillon, l'étude de l'antenne triangulaire (et ses dérivées) **[II – 03] [II – 04] [II - 05]** et l'étude du monopole ovale alimenté par une ligne de transmission coplanaire. Ces études sont essentiellement marquées par des études paramétriques dans le but d'optimiser les structures afin d'exécuter au mieux possible le cahier de charges. Les principaux résultats sont regroupés dans le tableau ci-dessous.

Ligne de transmission	Dimensions (mm²)	Bande de fréquence	illustration
coaxial substrat époxy 0,75mm	100*61	3 - plus de 11 GHz	
coplanaire substrat époxy 0,8mm	29*51	3,2 – 11 GHz	
coplanaire substrta époxy 0,8mm	29,5*18	3,25 – 10 GHz	

2.3.1.2 Antennes France Télécom (La Turbie)

L'équipe de recherche et de développement de France Télecom La Turbie a également effectué plusieurs travaux sur les antennes imprimées ULB. Une antenne fonctionnant dans la bande FCC avec le rejet d'une bande étroite est proposée.

L'antenne a été conçue pour être intégrée sur un PCB (figure 2.18) comportant déjà plusieurs antennes ULB positionnées différemment. La fente insérée permet la désadaptation de la bande étroite [5-6,4 GHz]. À part cela, l'antenne couvre la bande 3-10 GHz. Elle est constituée de plusieurs étages rectangulaires (figure 2.17). Elle est imprimée à l'intérieur d'un substrat FR4 triplaque. L'encombrement de l'antenne est de 5*17,68*1,6mm^3. L'antenne est alimentée à l'aide d'une ligne de transmission optimisée avec plusieurs étages et d'un connecteur coaxial **[II – 06]**.

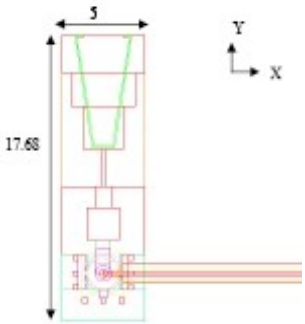


Figure 2.17: Layout de l'antenne FCC (FT R&D)

Figure 2.18: Intégration des antennes FCC (R&D) (avec et sans fente) sur PCB

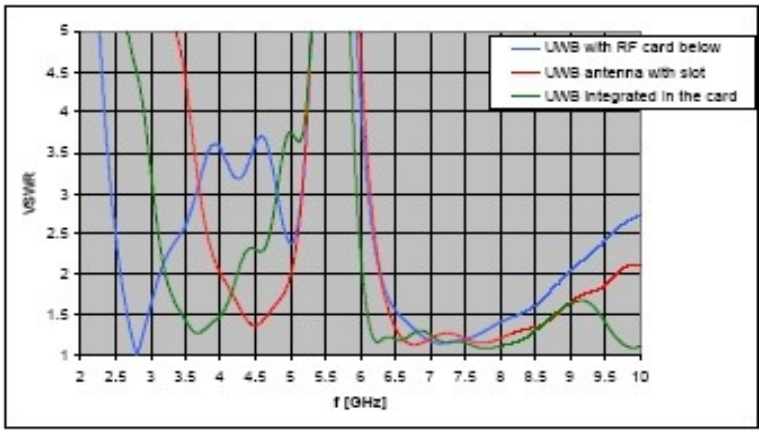


Figure 2.19: le VSWR de l'antenne FCC (R&D) dans des configurations différentes

Le phénomène du rejet de la bande étroite est bien illustré dans la figure 2.19. Cette figure représente le TOS (VSWR) de la même antenne dans trois configurations différentes. Elles font objet d' une bonne adaptation sur la bande FCC et d'intégration sur PCB. Différentes études paramétriques ont été faites afin d'adapter au mieux les antennes pour remplir le cahier de charges. Tous ces travaux ont été réalisés par Delphine Lelaidier et Jean-Marc Fargeas.

2.3.1.3 Élément rectangulaire imprimé à plusieurs étages

Le choix de notre antenne pour la suite des études dans la bande FCC s'est porté sur le monopole rectangulaire à plusieurs étages (figure2.20). Elle a déjà démontré une bonne adaptation sur de large bande de fréquence dans des études précédentes **[II – 07]**. Elle a également l'avantage d'être réalisable au sein du laboratoire.

Des études sur l'alimentation des monopoles ont permis d'améliorer ses performances en termes d'adaptation. On passe donc d'un accès simple à un accès double et puis triple. Cette étude est majoritairement basée sur la visualisation de la trajectoire des courants sur le monopole pour chaque modification de l'accès **[II – 08]**. Ceci permet principalement d'adapter les hautes fréquences de la bande passante tout en conservant les différentes résonances et la fréquence basse.

Ceci dit, elle n'a jamais été étudiée avec une ligne de transmission de type "ground coplanaire" ni sur un substrat à plusieurs étages. L'objectif à atteindre dans un premier temps est l'adaptation de cette antenne sur la bande FCC. Par la suite, elle devra être intégrée sur un PCB avec une puce émettrice d'impulsions.

Cette antenne présente également l'avantage de s'adapter en fonction de ses paramètres géométriques. Ainsi, elle a la capacité de remplir le cahier des charges uniquement en modifiant ses dimensions tout en conservant la partie concernant le circuit d'alimentation ou la forme du PCB.

Afin de faciliter et de mieux organiser l'étude de cette antenne, elle a totalement été paramétrée. Dans ce paragraphe, le "layout" de l'antenne sera présenté avec les différents paramètres la constituant.

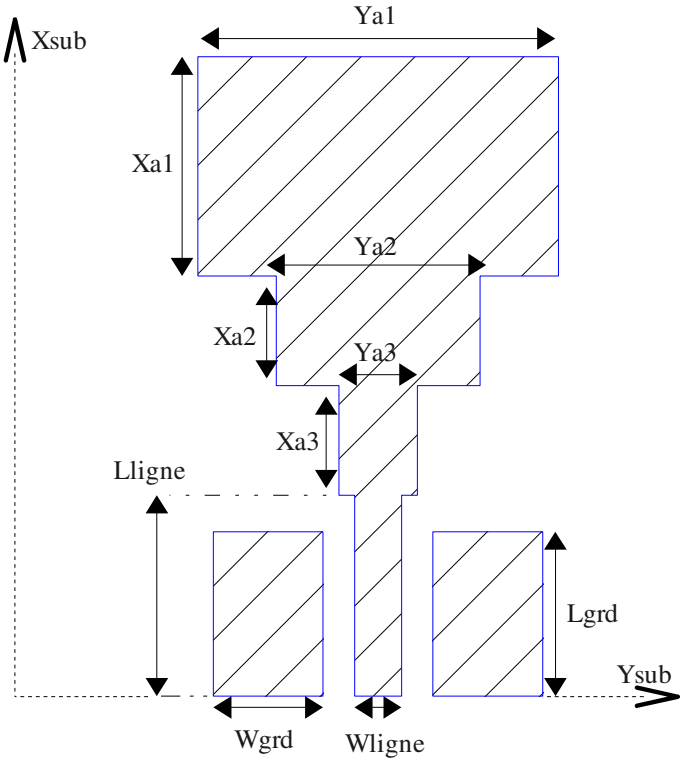


Figure 2.20: Layout de l'antenne de référence avec ses différents paramètres

L'antenne d'origine est celle citée dans **[II - 02]** et présentée dans la figure 2.20. Elle est alimentée par une ligne de transmission coplanaire. Elle ne possède pas d'encoches taillées dans les plans de

masse latéraux et inférieurs. Les valeurs des différents paramètres (en mm) sont présentées ci dessous.

$$Xa1 = 6 \; ; Xa2 = 2 \; ; Xa3 = 1{,}5 \; ; Ya1 = 9{,}5; \; Ya2 = 6{,}5; \; Ya3 = 3{,}5; \; Lgrd = 4; \; Lligne = 4{,}5;$$

$$Wgrd = 3; \; Wligne = 1{,}36; \; G = 0{,}32$$

Cette antenne est imprimée sur un substrat en FR4 de permittivité 4,4 et d'une hauteur de 1,524mm.

Le coefficient de réflexion ainsi que la partie réelle et la partie imaginaire de son impédance sont présentés dans les figures 2.21 et 2.22.

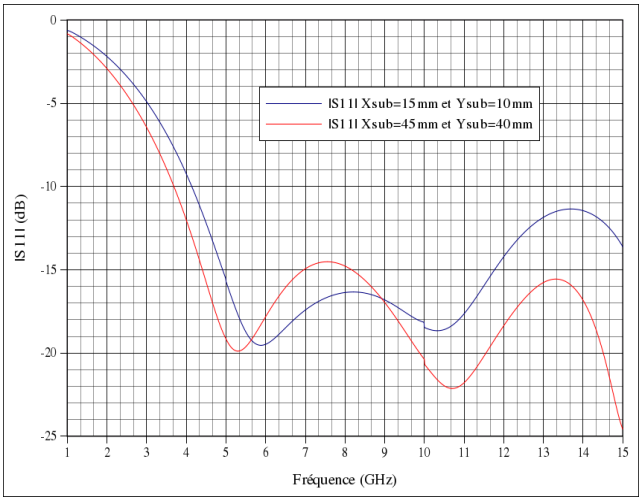


Figure 2.21: Influence des dimensions du substrat sur l'amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne de référence

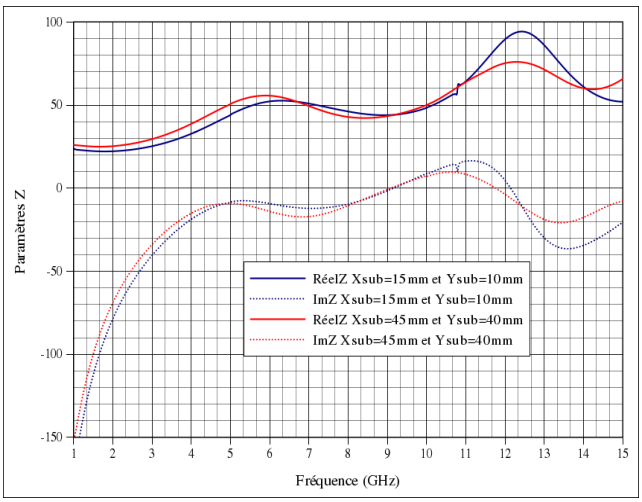


Figure 2.22: Influence des dimensions du substrat sur les paramètres Z de l'antenne de référence

Les résultats de cette antenne montrent une bonne adaptation avec un |S11| < -10dB, ainsi qu'une partie réelle de l'impédance d'entrée {Réel(Z)} voisinant les 50 Ohms sur toute la bande FCC et une partie imaginaire de l'impédance d'entrée {Im(Z)} variant entre -j30 et +j20. La différence représentée dans ces figures est due à la variation des dimensions du substrat sur lequel sont imprimées l'antenne et la ligne de transmission.

Le premier cas (représenté en bleu marine) est celui ayant le substrat le moins encombrant (15mm*10mm) et le second cas (représenté en rouge) est celui caractérisant un élément rayonnant de petite dimension comparé aux dimensions du substrat (45mm*40mm).

L'augmentation des dimensions du substrat entraîne une baisse de la fréquence basse d'adaptation. La variation de cette fréquence est d'environ 500 MHz entre les deux cas. La première fréquence de résonance dans la bande FCC passe de 6 GHz à 5,3 GHz avec une valeur de |S11| conservée, tandis que la deuxième fréquence de résonance passe de 10,3 GHz à 10,6 GHz avec une augmentation du |S11| de 3dB. Cela dit, l'amélioration illustrée du |S11| ne signifie pas forcement une amélioration des performances de l'antenne. L'adaptation obtenue peut également être due aux pertes dans le substrat.

Par rapport à cette antenne de référence, l'antenne FCC que nous voulions développer n'a ni le même substrat, ni la même ligne de transmission. Il a fallu donc en premier lieu recalculer les dimensions d'une ligne "GCPW" avec les caractéristiques du substrat industriel prédéfinis. On a donc trouvé une ligne adaptée à 50 Ohms avec les dimensions suivantes: *Wligne* = 0,39mm, *G* = 0,3mm et *H* = 0,2mm.

Partant du principe que la longueur de l'élément rayonnant a une influence sur la fréquence basse d'adaptation et que les encoches taillées dans le plan de masse jouent un rôle majeur sur son adaptation **[II – 09] [II – 10] [II - 11],** on a rajouté un étage à l'antenne de référence tout en paramétrant des encoches taillées dans les plans de masse latéraux et inférieurs.

En rajoutant un étage à l'antenne, on peut rallonger la trajectoire des courants sur le périmètre de l'antenne sans pour autant augmenter la longueur totale de l'élément. Cette technique a été étudiée et développée dans **[II - 12]** où l'essentiel des travaux est basé sur la transformation des éléments dont le contour est courbé et lisse à des contours segmentés et paramétrés, de sorte à former plusieurs étages distinctifs **[II - 13]**.

Le "layout" de l'antenne et ses différents paramètres sont illustrés dans les figures 2.23 et 2.24.

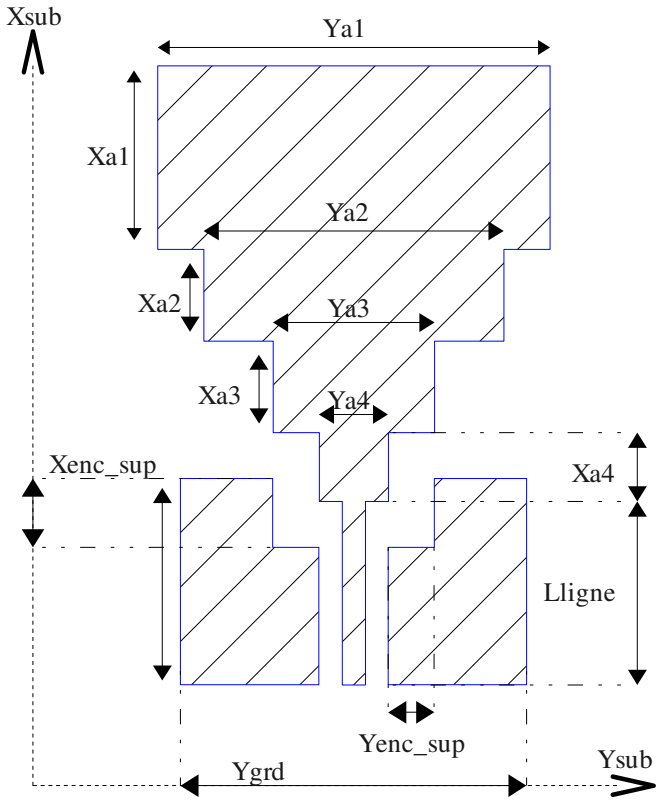


Figure 2.23: Layout de l'antenne rectangulaire étudiée avec encoches taillées dans les plans de masse et un quatrième étage (coté face)

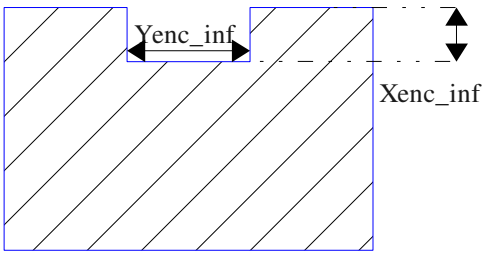


Figure 2.24: Layout de l'antenne rectangulaire étudiée avec encoches taillées dans les plans de masse et un quatrième étage (coté pile)

$Xa1 = 5$; $Xa2 = 5$; $Xa3 = 5$; $Xa4 = 1$; $Ya1 = 13$; $Ya2 = 12$; $Ya3 = 5$; $Ya4 = 0{,}5$; $Lgrd = 10$;

$Lligne = 7$; $Ygrd = 50$; $Wligne = 0{,}39$; $G = 0{,}3$; $Xenc\_inf = 2$; $Yenc\_inf = 4$; $Xenc\_sup = 2$;

$Yenc\_sup = 2{,}5$.

On remarque sur les figures 2.23 et 2.24 que la structure peut être décomposée en trois parties.

La première forme la géométrie de l'élément rayonnant. Elle est définie par les paramètres suivant "X" et "Y" qui décrivent les quatre étages rectangulaires formant l'antenne (*Xa1*, *Xa2*, *Xa3*, *Xa4*, *Ya1*, *Ya2*, *Ya3* et *Ya4*).

La deuxième et la troisième partie sont liées aux plans de masses. Il y a premièrement le paramètre définissant la largeur (suivant "Y" du plan de masse (*Ygrd*). Alors que la troisième et dernière partition est représentée par les découpes faites dans les plans de masses au niveau de la transition entre la ligne et l'élément rayonnant. Ces paramètres forment les encoches supérieures et inférieures (*Xenc_sup*, *Yenc_sup*, *Xenc_inf* et *Yenc_inf*) .

2.3.2 Miniaturisation par la technique de repliement

Après avoir défini le type d'antenne sur lequel nous allons travailler, nous nous sommes intéressés à la miniaturisation de l'élément rayonnant. Le plan de masse de l'élément choisi étant la partie la plus encombrante, plusieurs études destinées à réduire cet encombrement ont été réalisées.

Brièvement, cette technique est basée sur l'effet de repliement du plan de masse de l'antenne essentiellement composé de deux plans de masse latéraux imprimés de part et d'autre de la ligne GCPW. Les techniques de repliement que nous avions analysés sont:

- le repliement 2D, ou surfacique.
- Le repliement 3D, ou volumique.

Nous avons procédé par le dimensionnement du plan de masse inférieur afin d'envisager un repliement sur deux niveaux. Puis nous avons étudié l'influence des découpes dans les plans de masse latéraux. Notons que le repliement réduit la largeur totale de la structure tout en conservant la longueur électrique des plans de masse latéraux. Enfin nous avons simulé ces structures, nous les avons paramétré et puis simulé. Nous présentons ci-dessous trois figures correspondants à trois exemples de repliement adaptés à notre structure (figures 2.25 et 2.26).

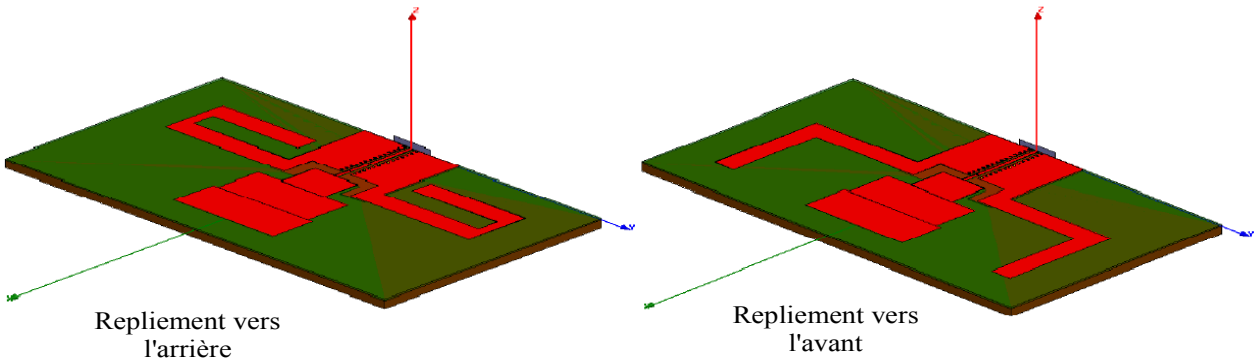


Figure 2.25: Illustration des deux techniques de repliement des plans de masse latéraux

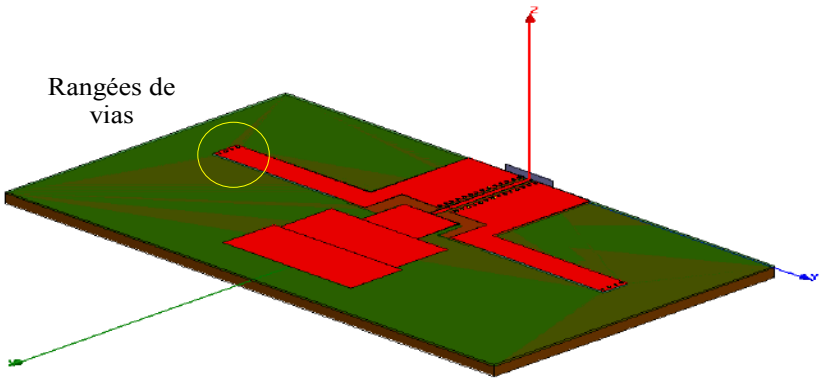


Figure 2.26: Illustration de la technique de repliment 3D sur deux plans

Nous avons déduis des résultats obtenus de toutes ces études que la variation de la surface des plans de masse latéraux ne désadapte pas l'élément rayonnant. On note également que tout le long de l'étude de repliement 2D, l'interface plan de masse latéraux / élément rayonnant n'a pas été modifié. C'est essentiellement la largeur des plans de masse du coté de l'antenne qui assure une bonne adaptation.

Nous avons observé à partir des résultats obtenus de toutes ces études que la variation de la surface des plans de masse latéraux ne désadapte pas l'élément rayonnant.

On constate finalement une désadaptation non négligeable pour ce type de structure lorsque nous désirons la miniaturiser en procédant par les techniques de repliement.

Ainsi, il ne suffit pas de conserver la longueur électrique des plans de masse latéraux. Il faut également conserver l'interface qu'ils ont avec l'élément rayonnant. Donc cette technique de miniaturisation n'est pas efficace pour l'étude de la miniaturisation de l'élément choisi par la suite.

2.4 Étude de l'élément imprimé rectangulaire

Cette antenne sera étudiée avec la configuration du substrat et la ligne de transmission (GCPW avec vias) choisies précédemment. Elle sera adaptée à 50 Ohms sur la bande FCC.

L'antenne sera présentée en deux configurations afin de mettre en évidence son intégration dans différentes applications essentiellement en fonction de la forme du PCB.

Pour cela, et afin de se rapprocher de la réalité de ce qui est proposé sur le marché de la production, on a choisi une configuration large et une autre réduite. La différence est essentiellement liée à l'encombrement et à la forme du plan de masse. La configuration à plan de masse large peut être assimilée à une application de type carte de crédit. La seconde configuration ressemble plus à une application de type clé USB **[FCC-5]**.

Les études de cette antenne seront simulées avec le logiciel HFSS d' Ansoft. Concernant le logiciel HFSS, il est important de bien définir la boîte de rayonnement appelée également "boîte de calcul".

C'est à l'intérieur de cet espace défini que les champs électromagnétiques seront calculés, ce qui nous permettra de remonter aux paramètres S. Les parois de cette boîte doivent être à une distance minimale de l'ordre de $\lambda/4$ à la fréquence basse de la bande étudiée des extrémités du design conçu.

Dans notre cas, pour la bande FCC, la fréquence basse est de 3,1 GHz, ce qui implique un $\lambda \approx 0{,}097\,m$, sachant que $\lambda = \frac{c}{f}$ $et\ c = 3 \times 10^8\,m/s$. Nous fixerons $\lambda = 100\text{mm}$.

Le choix de l'excitation est également important pour une bonne simulation. Comme dans le cas des simulations des lignes de transmissions, on utilisera une excitation de type "wave port".

On rappelle que ce choix permet une meilleure distribution des champs au niveau du port et une bonne propagation des modes dans la ligne. Par contre, ce choix ajoute une contrainte sur la position de la boîte de rayonnement. Lors de l'utilisation d'un "wave port", une des faces de la boîte de calcul et le plan du port d'excitation doivent être coplanaires. L'emplacement de la boîte par rapport à la structure étudiée est illustrée dans la figure 2.27.

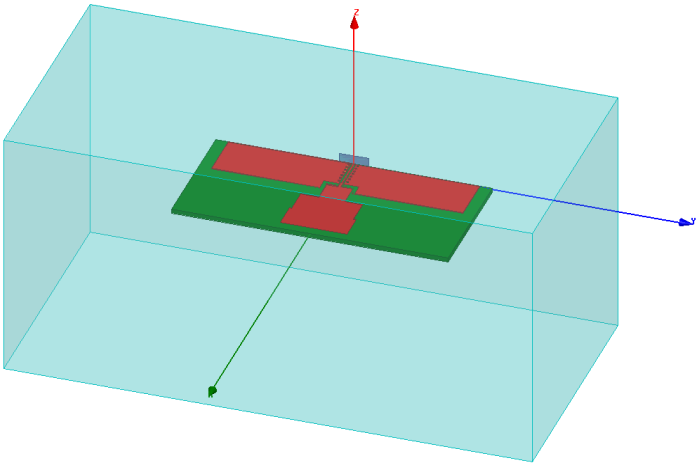


Figure 2.27: Illustration de l'emplacement de la boîte de radiation par rapport à la structure

Comme pour toutes les études paramétriques, un seul paramètre varie pendant que les autres sont constants. Cette technique permet de mettre en évidence uniquement l'influence du paramètre étudié, évitant ainsi la confusion avec la variation des autres paramètres.

Ce paragraphe sera consacré à l'étude de la variation de chacun des paramètres figurant dans les figures 2.23 et 2.24. Afin d'organiser l'étude paramétrique, elle sera divisée en fonction des différentes parties définies précédemment.

2.4.1 Introduction et choix des résultats à analyser

On note que les études paramétriques ont été faites dans le domaine fréquentiel en utilisant le logiciel HFSS. La bande de fréquence définie s'étale de 1 GHz jusqu'à 15 GHz avec un pas de 10 MHz. Ce choix nécessite énormément de ressources machines.

Cela dit, le fait de simuler la structure en une seule fois avec toutes les variations définies d'un paramètre risque de bloquer la machine de calcul. Une astuce proposée consiste à diviser la totalité de la bande en plusieurs sous-bandes: [1-6,5 GHz], [6,5-11 GHz] et [11-15 GHz]. Un résultat est récupéré sur chacune des bandes et un regroupement des données permet de présenter les différentes courbes illustrées tout le long de cette partie. Il est important de présenter les résultats de ces études en termes de |S11| et d'impédance d'entrée de l'élément rayonnant {Réel (Z) et Im (Z)}.

Le coefficient de réflexion nous informe sur l'adaptation de notre élément dans la bande de fréquence. D'autre part, la visualisation des paramètres Z permet d'observer la variation de

l'impédance d'entrée de l'élément rayonnant en fonction de la variation des différents paramètres étudiés. Ces informations sont essentielles et très importantes dans le cas d'une application rassemblant la ligne, l'antenne et une partie microélectronique (pulseur) afin de concevoir un système complet. Les systèmes microélectroniques comme les puces émettrices d'impulsions n'ont pas toujours une impédance de sortie fixe. Elle peut être de 50 Ohms (comme dans notre cas) mais aussi plus élevée de l'ordre de 100 Ohms.

L'objectif principal de cette longue partie d'études paramétriques est l'obtention d'une base de données détaillée et complète sur l'élément rayonnant. Cette base de données nous permettra tout le long de la thèse de réadapter l'élément en fonction des différentes étapes. Les principales étapes sont l'adaptation de l'élément à son environnement (configuration avec plan de masse large et configuration avec plan de masse réduit) et son intégration avec une puce émettrice d'impulsions.

Avant de débuter les études paramétriques, rappelons les valeurs (en mm) d'origine de tous les paramètres définissant la structure:

Xa1=5 ; *Xa2*=5 ; *Xa3*=5 ; *Xa4*=1 ; *Ya1*=13; *Ya2*=12; *Ya3*=5; *Ya4*=0,5; *Lgrd*=10; *Lligne*=7; *Ygrd*=50; *Wligne* = 0,39; *G* = 0,3; *Xenc_inf* = 2; *Yenc_inf* = 4; *Xenc_sup* = 2; *Yenc_sup* = 2,5.

2.4.2 Dimensions de la ligne de transmission, des plans de masse latéraux et des plans de masse inférieurs

Dans la structure présentée dans la figure 2.31, la ligne de transmission et le plan de masse sont définis par les paramètres *Lligne*, *Wligne*, *G*, et *Ygrd*. *Wligne* et *G* sont constants.

La variation de *Lligne* permet d'éloigner l'élément rayonnant du plan de masse et des encoches tout en conservant les autres dimensions de la structure.

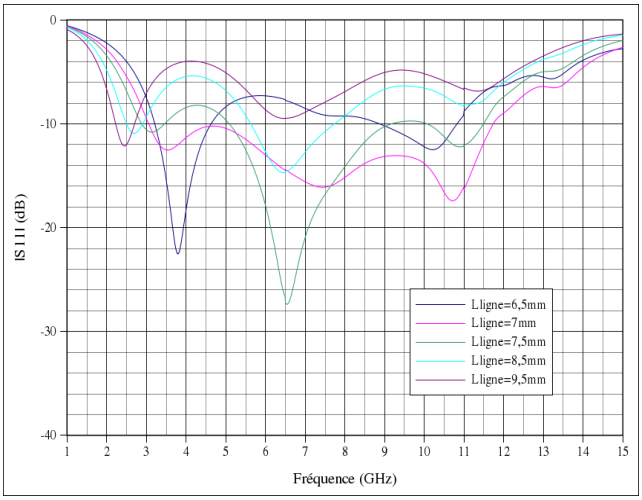


Figure 2.28: Influence du paramètre "Lligne" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

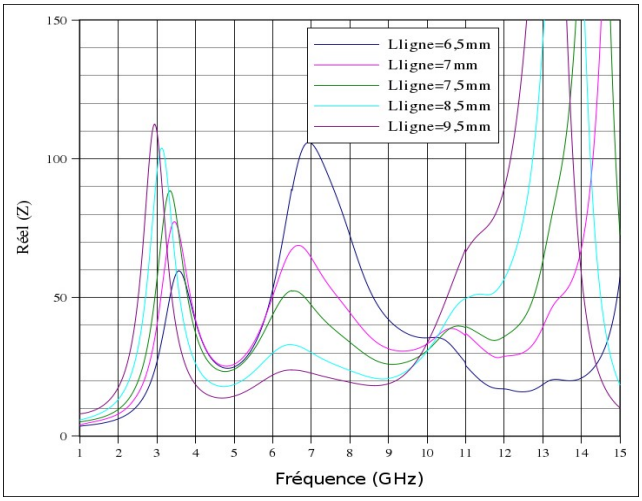


Figure 2.29: Influence du paramètre "Lligne" sur Réel Z

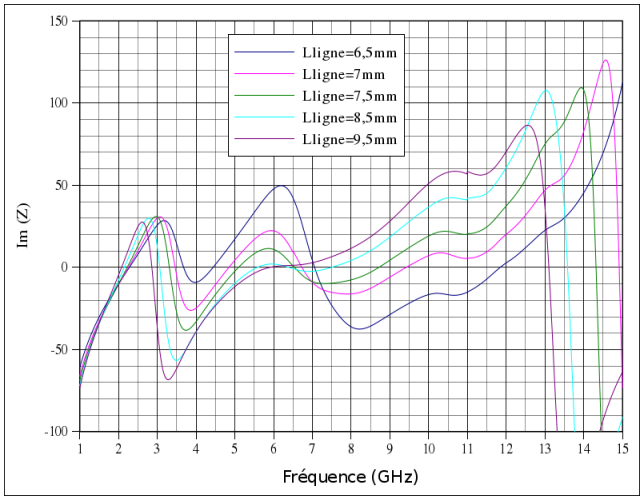


Figure 2.30: Influence du paramètre "Lligne" sur Im Z

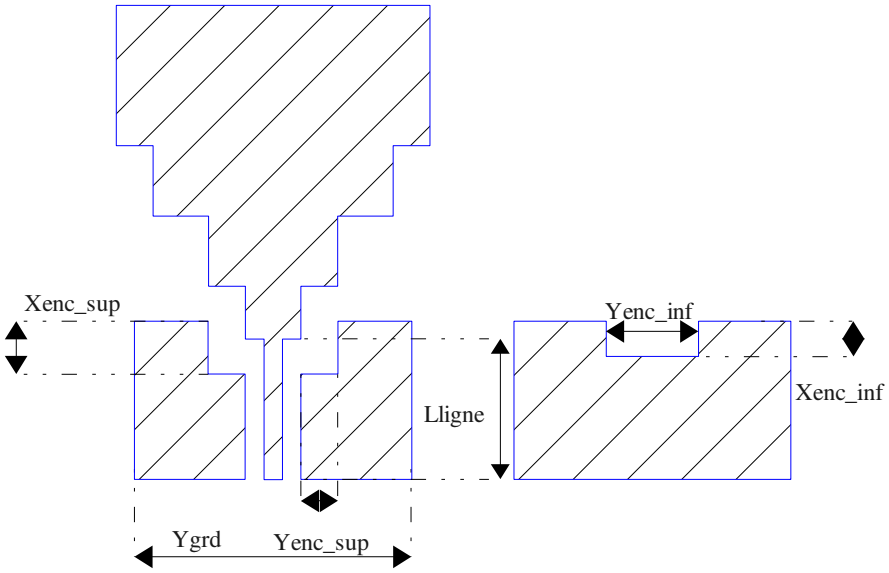


Figure 2.31: Layout des deux faces de la structure illustrant les paramètres définissant les plans de masse et les découpes

Plus la ligne est longue et donc plus l'élément rayonnant s'éloigne des plans de masse et des encoches, plus la fréquence de la première résonance baisse. L'adaptation de l'élément se dégrade avec son éloignement. La partie réelle de l'impédance d'entrée affiche un pic de 150 Ohms à la première résonance pour la ligne la plus longue et d'environs 55 Ohms pour la ligne la plus courte. La partie imaginaire oscille entre -j60 et +j80 dans la bande FCC. Cette étude permet de constater que l'interaction entre l'élément et ses plans de masse est primordiale pour une bonne adaptation. Notons que, outre la désadaptation due à l'éloignement de l'élément de son plan de masse, une augmentation de la longueur de la ligne fait baisser la première fréquence de résonance (figures 2.28 à 2.30).

La variation du paramètre *Ygrd* consiste à élargir les plans de masse inférieurs ainsi que les plans de masse latéraux.

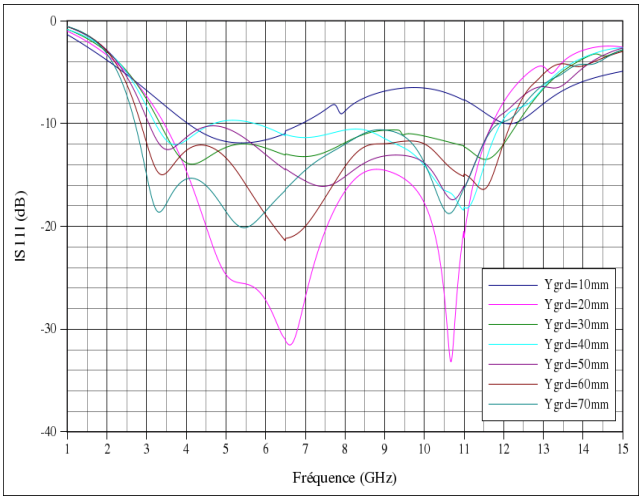


Figure 2.32: Influence du paramètre "Ygrd" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

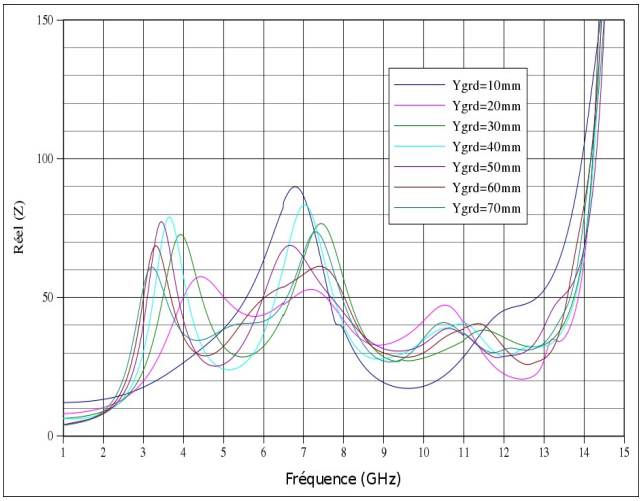


Figure 2.33: Influence du paramètre "Ygrd" sur Réel Z

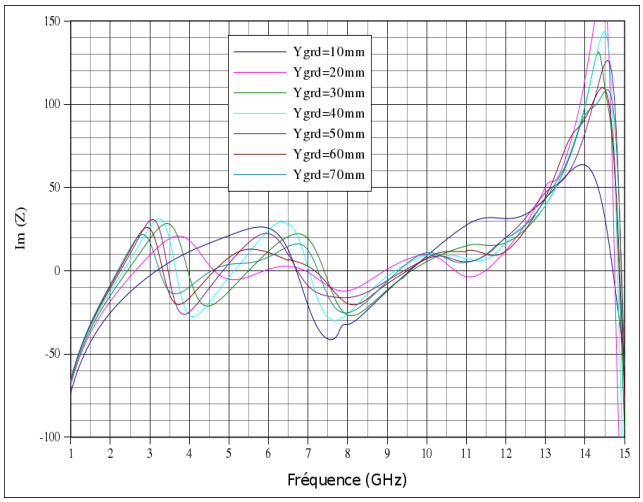


Figure 2.34: Influence du paramètre "Ygrd" sur Im Z

L'amplitude du coefficient de réflexion montre l'importance de ce paramètre pour l'adaptation de l'élément notamment en ce qui concerne la fréquence basse. Cette dernière baisse avec l'augmentation de la largeur du plan de masse. La fréquence basse est de 4 GHz pour un plan de masse de largeur 10mm, ce qui correspond à une largeur inférieure à celle de l'élément (la cote la plus grande formant l'élément suivant l'axe y est supérieure à la largeur totale des plans de masse; *Ygrd* < *Ya1*). Dans ce cas, la structure n'est pas adaptée. Pour une largeur de 70mm, la fréquence basse est alors de 2,5 GHz avec un |S11| < -10dB tout le long de la bande FCC. La bande passante s'élargit avec l'augmentation de l'encombrement de la structure définit par la dimension "*Ygrd*". Les paramètres Z varient respectivement autour de 50 Ohms pour la partie réelle et zéro pour la partie imaginaire. Ce paramètre a l'avantage de maîtriser la fréquence basse mais se manifeste comme étant un inconvénient majeur pour la miniaturisation de la structure. Il est responsable de l'encombrement de la structure.

Ceci dit, dans le cas d'une miniaturisation de la structure, la meilleure exploitation de ce paramètre serait de se retrouver avec un plan de masse de la même largeur totale que la plus grande cote de l'élément rayonnant, (*Ygrd* = *Ya1*).

2.4.3 Dimensions de la transition au niveau des plans de masse latéraux et au niveau des plans de masse inférieurs

Les paramètres qui définissent les encoches taillées dans les plans de masse sont les suivants: *Xenc_sup*, *Yenc_sup*, *Xenc_inf* et *Yenc_inf*.

Xenc_sup et *Yenc_sup* forment un angle de 90° dans les plans de masse latéraux du coté de l'élément rayonnant.

Xenc_inf et *Yenc_inf* forment la découpe rectangulaire dans les plans de masse inférieurs. Cette découpe (encoche / entaille) est identique et varie de la même manière pour tous les plans de masse inférieurs.

Les valeurs initiales des paramètres étudiés dans ce paragraphe sont:

$$Xenc\_inf = 2\text{mm};\ Yenc\_inf = 4\text{mm};\ Xenc\_sup = 2\text{mm};\ Yenc\_sup = 2{,}5\text{mm}$$

Lorsque l'étude porte sur un seul paramètres, les autres conservent leurs valeurs initiales.

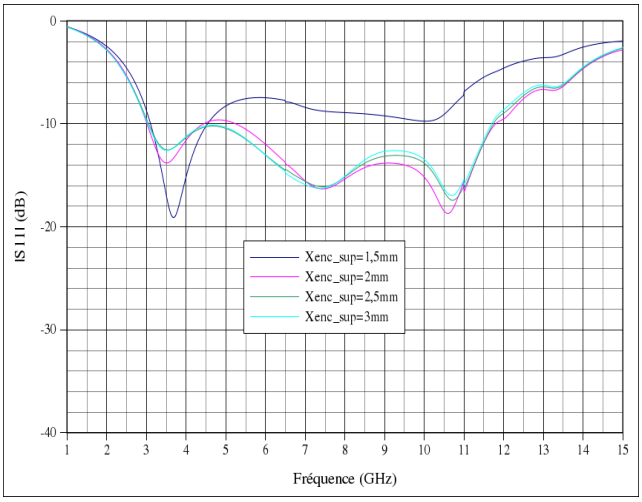


Figure 2.35: Influence du paramètre "Xenc_sup" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

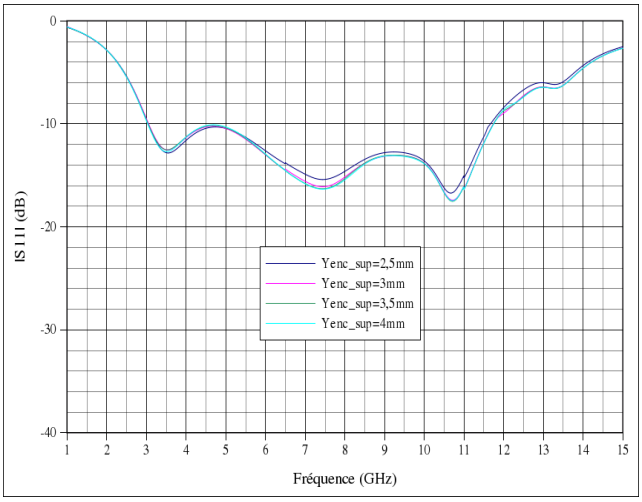


Figure 2.36: Influence du paramètre "Yenc_sup" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

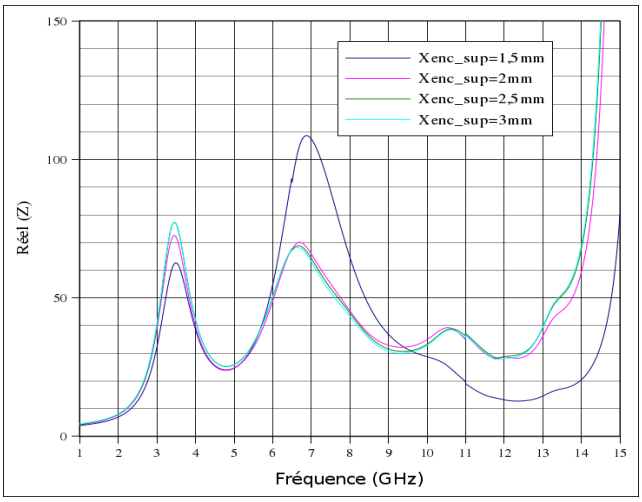


Figure 2.37: Influence du paramètre "Xenc_sup" sur RéelZ

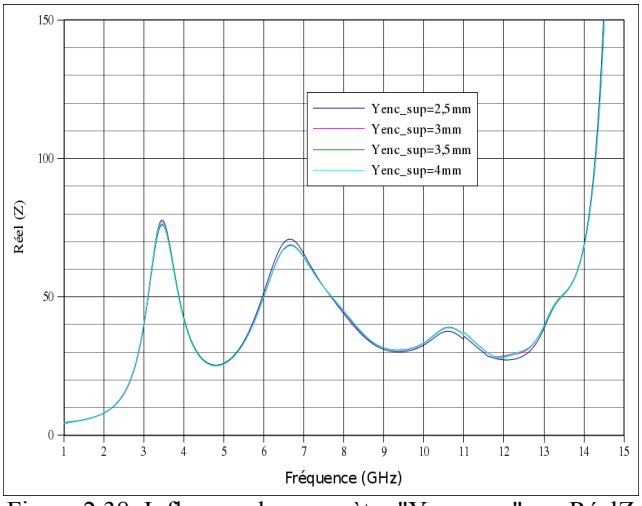


Figure 2.38: Influence du paramètre "Yenc_sup" sur RéelZ

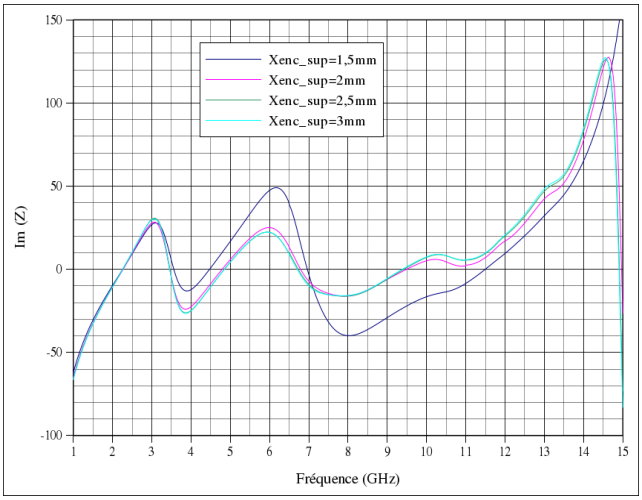


Figure 2.39: Influence du paramètre "Xenc_sup" sur ImZ

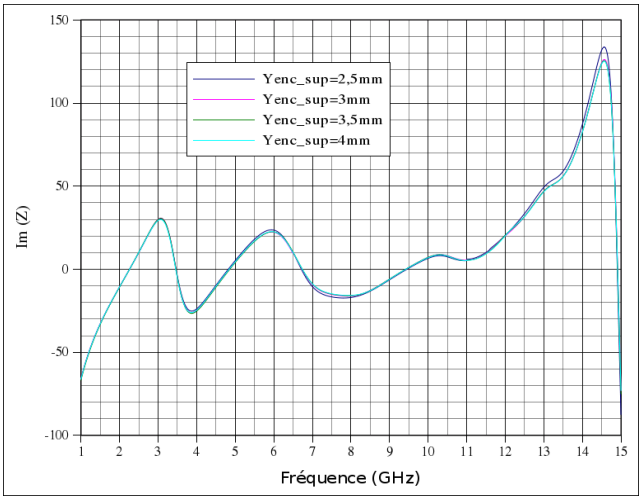


Figure 2.40: Influence du paramètre "Yenc_sup" sur ImZ

On constate que ces paramètres n'ont quasiment aucune influence sur l'adaptation de l'antenne à l'exception d'une faible valeur de *Xenc_sup*. Ceci se manifeste par la superposition des courbes quelle que soit la valeur des paramètres étudiés. La bande passante [3 – 11,6GHz] est conservée.

Dans le cas *Xenc_sup*=1,5mm, les plans de masse au niveau de la transition sont trop proches de l'élément et perturbent l'adaptation de l'antenne. Ce qui implique qu'une bonne adaptation nécessite un bon contrôle de l'espacement et donc des dimensions de cette découpe.

L'amplitude du coefficient de réflexion présente trois mêmes résonances dans la bande FCC quelque soit la valeur des paramètres (3,5GHz, 7,5GHz et 10,7GHz). La partie réelle de Z voisine les 50 Ohms et la partie imaginaire varie entre -j25 et +j25 (figures 2.35 à 2.40).

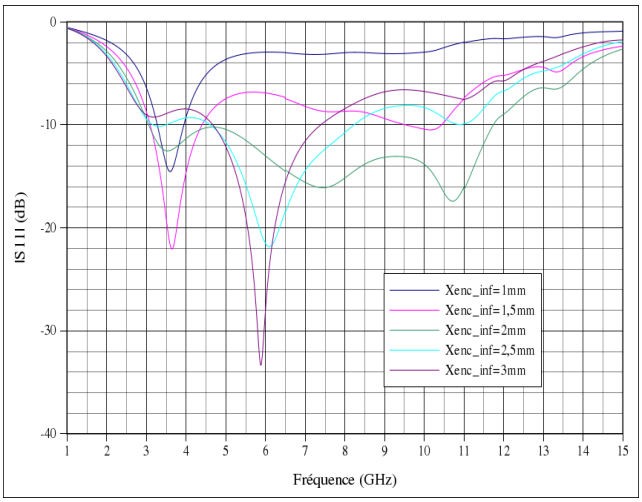


Figure 2.41: Influence du paramètre "Xenc_inf" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

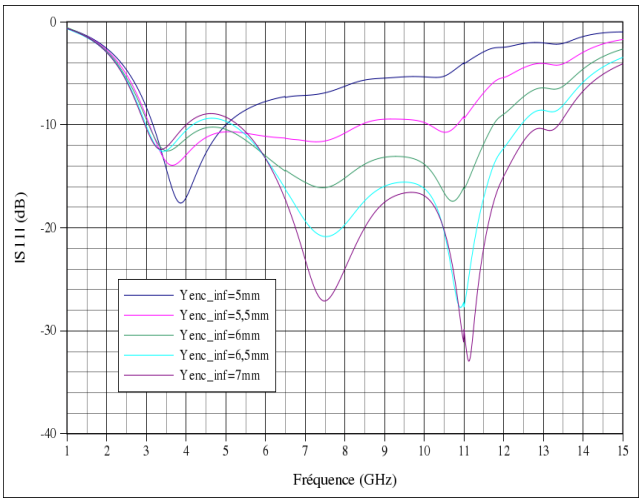


Figure 2.42: Influence du paramètre "Yenc_inf" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

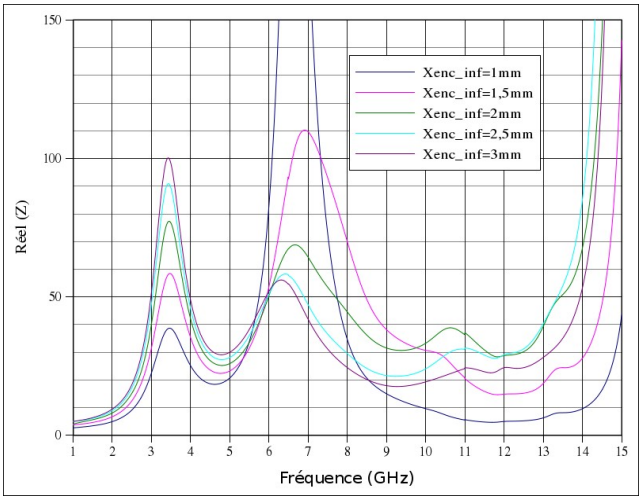


Figure 2.43: Influence du paramètre "Xenc_inf" sur RéelZ

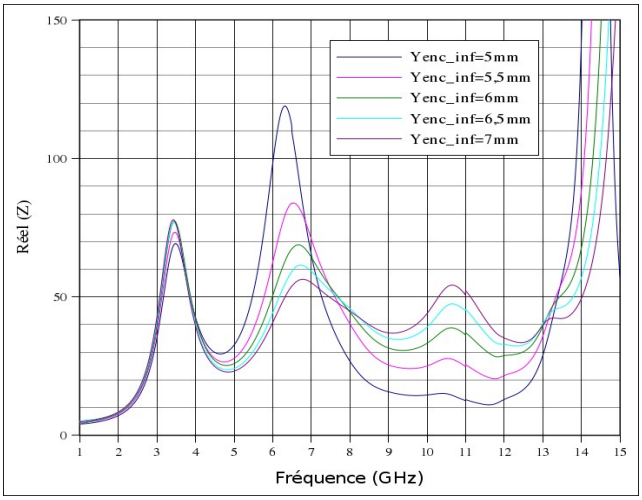


Figure 2.44: Influence du paramètre "Yenc_inf" sur RéelZ

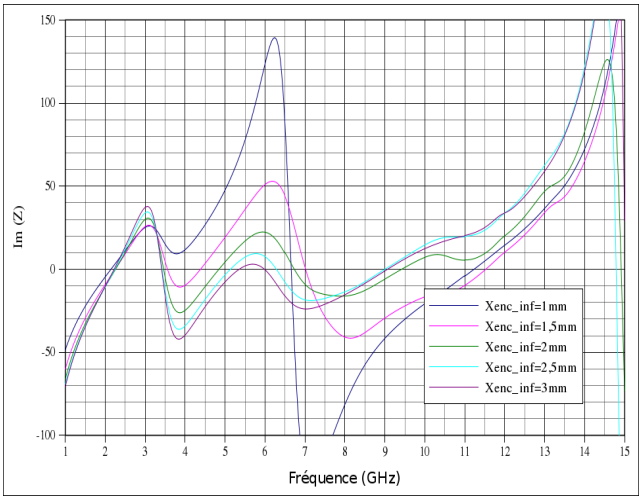


Figure 2.45: Influence du paramètre "Xenc_inf" sur ImZ

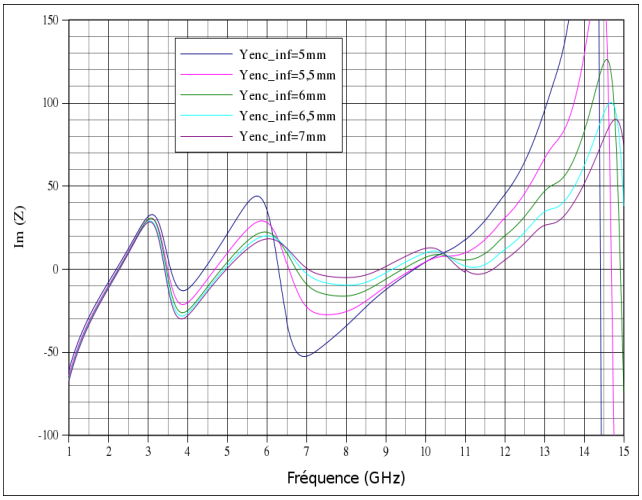


Figure 2.46: Influence du paramètre "Yenc_inf" sur ImZ

De la même façon que la faible épaisseur du substrat fait que la ligne GCPW se comporte comme une ligne microruban, ici aussi la proximité du plan de masse inférieur à l'élément rayonnant influence plus le comportement de l'antenne que les plans de masse latéraux. L'influence prend plusieurs aspects, essentiellement sur le niveau de l'amplitude du coefficient de réflexion et sur la mobilité des fréquences de résonances. On note que la fréquence basse est conservée aux alentours de 3 GHz.

Les petites dimensions de cette encoche sont à éviter. Ces petites dimensions réduisent majoritairement la bande passante. Elle passe de 9 GHz à moins de 1 GHz quand *Xenc_inf*=1mm; et elle passe à environ 2 GHz quand *Yenc_inf*=5mm.

L'augmentation de *Xenc_inf* entraîne au fur et à mesure une bonne adaptation et un élargissement de la bande passante jusqu'à une certaine valeur intermédiaire de 2mm. Cette bande passante se rétrécit quand les valeurs de *Xenc_inf* sont supérieures à 2mm. On note que ce paramètre n'entraîne pas une variation linéaire et régulière.

À l'inverse de *Xenc_inf*, le paramètre *Yenc_inf* impose une variation régulière et dans un seul sens de la bande passante. Cette dernière augmente avec la variation croissante de *Yenc_inf*. Elle passe de 2Ghz pour *Yenc_inf*=5mm à plus de 10Ghz pour *Yenc_inf*=7mm. Les fréquences des trois

principales résonances ne varient pas.

Les Réels(Z) oscillent entre les 50 Ohms avec des variations beaucoup plus importantes dans l'étude de *Xenc_inf* que dans l'étude de *Yenc_inf*. Il en est de même pour les Im(Z) qui moyennent le zéro sur toute la bande.

La bonne manipulation de ces encoches permet d'obtenir une bonne adaptation (figures 2.41 à 2.46).

Un deuxième avantage de l'introduction de ces encoches dans la structure est la diminution de l'encombrement de l'antenne suivant l'axe de propagation (ici l'axe X). Le fait d'enfoncer l'extrémité de l'antenne à l'intérieur du plan de masse permet de réduire l'encombrement total suivant l'axe "X" de la structure (la longueur de l'élément rayonnant).

La constitution de l'élément rayonnant de plusieurs rectangles associée au fait de pouvoir l'enfoncer en partie à l'intérieur du plan de masse a également comme conséquence une augmentation de son périmètre et on sait que ceci entraîne une diminution de la fréquence basse de l'antenne (voir "techniques de miniaturisation")

2.4.4 Dimensions des paramètres constituant la géométrie de l'élément rayonnant

Ces études concernent les paramètres *Xa1*, *Xa2*, *Xa3*, *Xa4*, *Ya1*, *Ya2*, *Ya3* et *Ya4*. Ils forment les quatre étages rectangulaires qui définissent l'élément rayonnant. Sa longueur totale est donc définie par la somme: *Xa1+Xa2+Xa3+Xa4*. La largeur de l'élément est définie par *Ya1*. On constate que l'aspect évasif de l'antenne est conservé.

Ci-dessous un rappel du "*layout*" de la structure permettant de repérer les paramètres qui seront étudiés par la suite dans ce paragraphe.

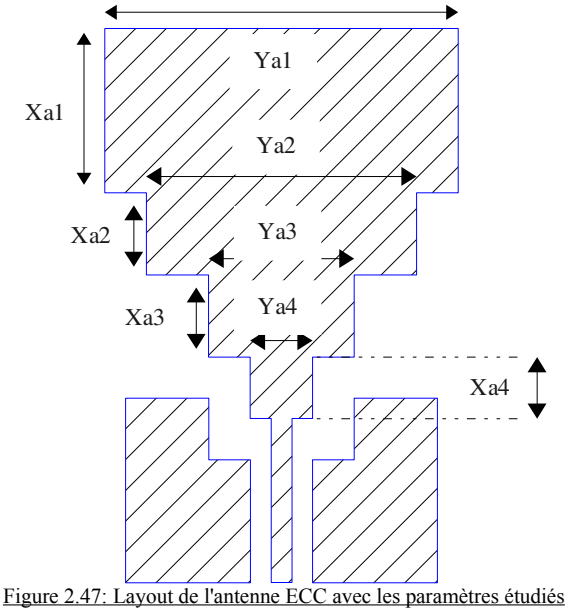


Figure 2.47: Layout de l'antenne ECC avec les paramètres étudiés

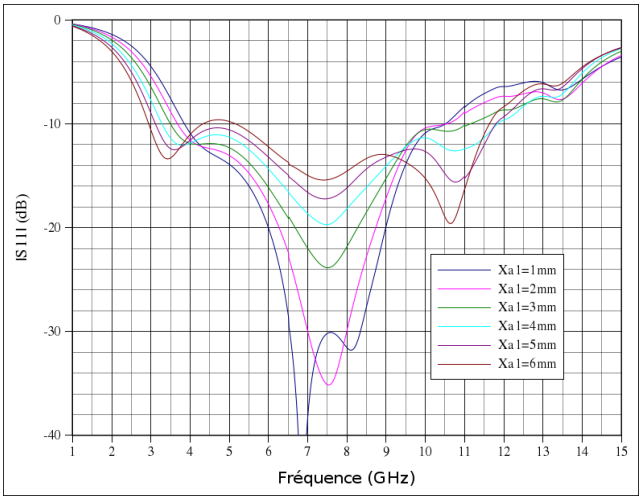


Figure 2.48: Influence du paramètre "Xa1" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

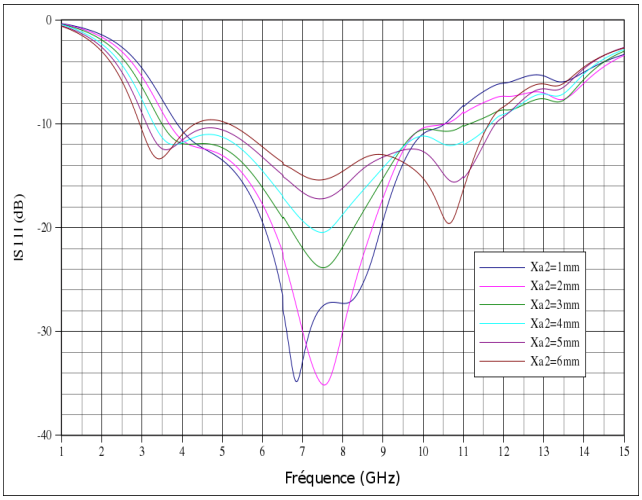


Figure 2.49: Influence du paramètre "Xa2" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

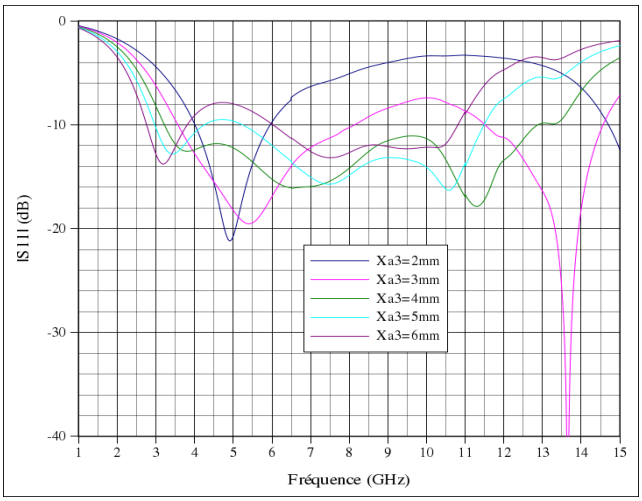


Figure 2.50: Influence du paramètre "Xa3" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

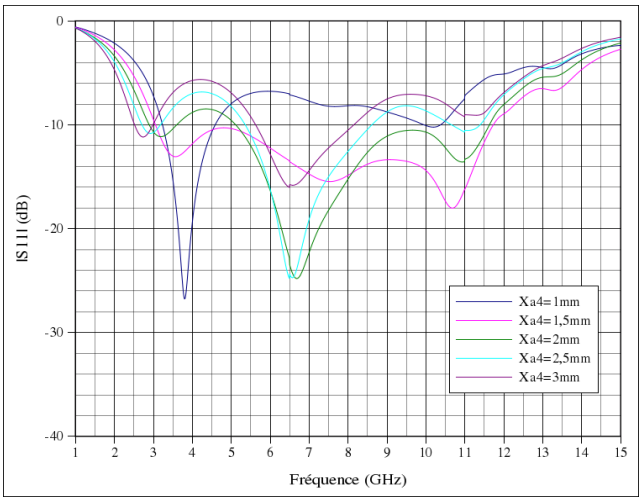


Figure 2.51: Influence du paramètre "Xa4" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

On distingue deux comportements en fonction de l'allure des courbes (figures 2.48 à 2.51). Les variations de *Xa1* et *Xa2*, qui représentent les étages les plus éloignés de la zone de transition, permettent d'élargir la bande passante en abaissant la fréquence basse (ceci est dû à l'augmentation du périmètre et de la longueur de l'antenne) et en augmentant la fréquence haute simultanément. Une différence de 5mm pour *Xa1* (ou *Xa2*) permet d'obtenir une différence de largeur de bande passante à -10dB d'environ 5 GHz. Cet élargissement se fait au prix d'une dégradation du niveau de l'amplitude du coefficient de réflexion en moyenne sur toute la bande FCC. L'augmentation de la taille de l'antenne permet d'obtenir une meilleure adaptation notamment en augmentant la bande passante; mais ceci représente une solution peu intéressante pour la suite des travaux concernant la miniaturisation de l'élément. Un compromis entre l'insertion des encoches et leurs dimensionnement ainsi qu'un bon choix des valeurs des paramètres "*Xa1*", "*Xa2*", "*Xa3*" et "*Xa4*" est nécessaire afin d'obtenir une structure moins encombrante.

La variation de *Xa3* et *Xa4* conduit à des résultats plus désordonnés. Ces paramètres affectent une zone assez délicate pour l'adaptation, la zone de transition. Les différentes courbes prouvent qu'un bon choix des dimensions de *Xa3* et *Xa4* doit être fait pour une meilleure adaptation.

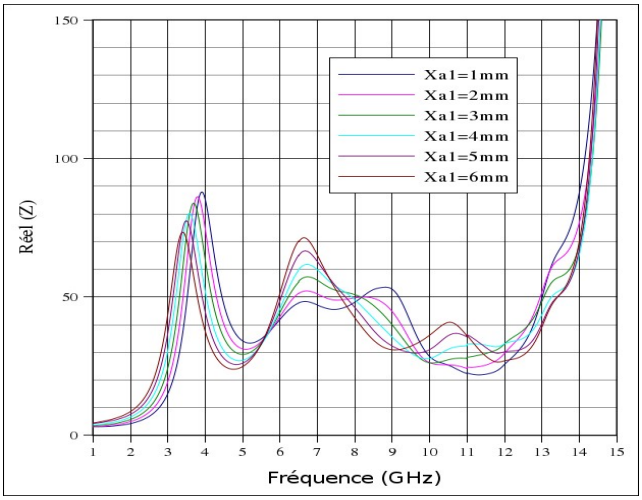


Figure 2.52: Influence du paramètre "Xa1" sur Réel Z

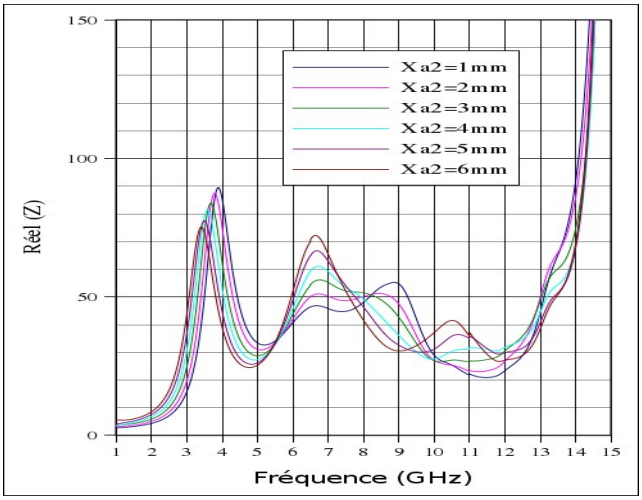


Figure 2.53: Influence du paramètre "Xa2" sur Réel Z

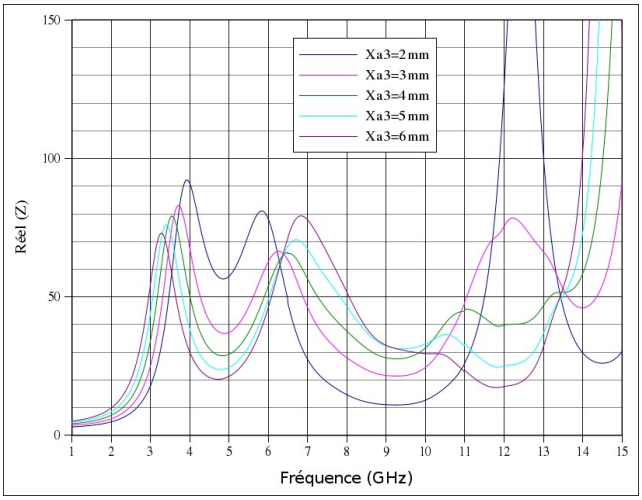


Figure 2.54: Influence du paramètre "Xa3" sur Réel Z

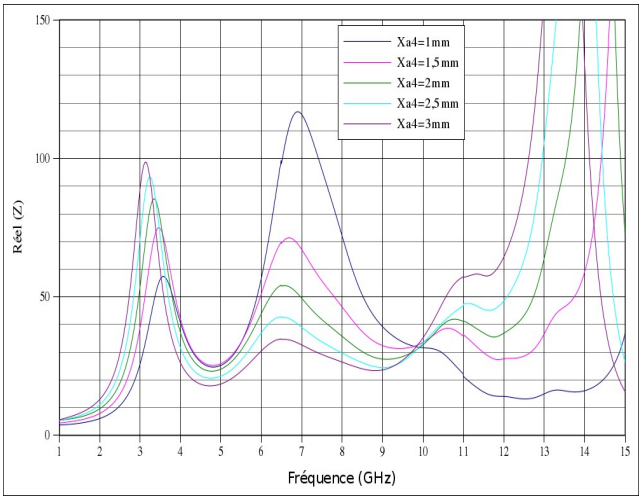


Figure 2.55: Influence du paramètre "Xa4" sur Réel Z

Ces courbes (figures 2.52 à 2.55) montrent bien que la partie réelle de l'impédance a une allure assez constante voisinant les 50 Ohms pour *Xa1* et *Xa2* avec peu de variation. Tandis que cette dernière affiche des écarts beaucoup plus importants dans le cas de *Xa3* et *Xa4* avec un cas extrême d'une variation d'environ 80 Ohms aux alentours de 7 GHz respectivement entre *Xa4*=1mm et *Xa4*=3mm.

Premièrement, la variation de *Xa1* et *Xa2* a la même influence sur le comportement de l'élément rayonnant: lorsque la hauteur de l'antenne diminue (*Xa1* et/ou *Xa2* min), on remarque un rapprochement des fréquences de résonance (la 1ère fréquence de résonance passe de 3,2 à 4 GHz) et également un couplage de ces fréquences de résonance à 6,5 et à 10,7 GHz. Ce qui explique une diminution de la bande passante de l'antenne dans les cas d'une diminution de sa hauteur, ainsi que son caractère plus "résonant" avec une fréquence centrale variant entre 7 et 8,5 GHz.

Deuxièmement, le raccourcissement du 3ème étage (*Xa3*) a la même influence sur la première résonance. Elle augmente de 3 à 4 GHz. Par contre, les résonances suivantes à 6 et 10,5 GHz s'écartent. On constate également de toutes ces variations d'impédance, une désadaptation de l'antenne en milieu de bande.

Troisièmement, le paramètre *Xa4*, plus crucial pour le couplage entre l'élément et les plans de

masse, n'influe pas sur les fréquences de résonance mais sur la variation de l'impédance d'entrée. Une longueur optimale (ici 1,5mm) permet d 'obtenir une bonne adaptation sur toute la bande FCC.

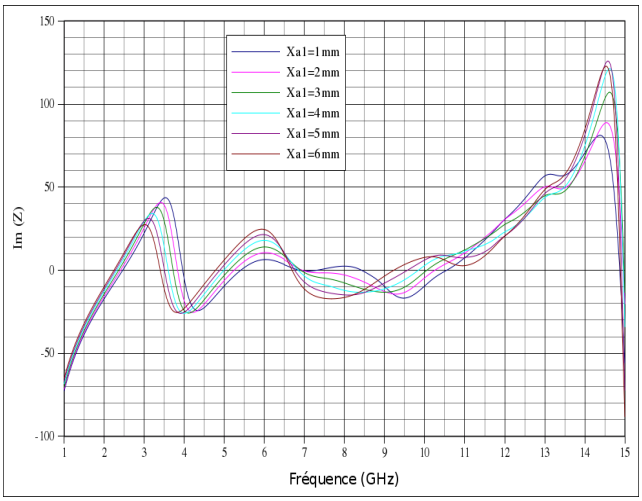


Figure 2.56: Influence du paramètre "Xa1" sur Im Z

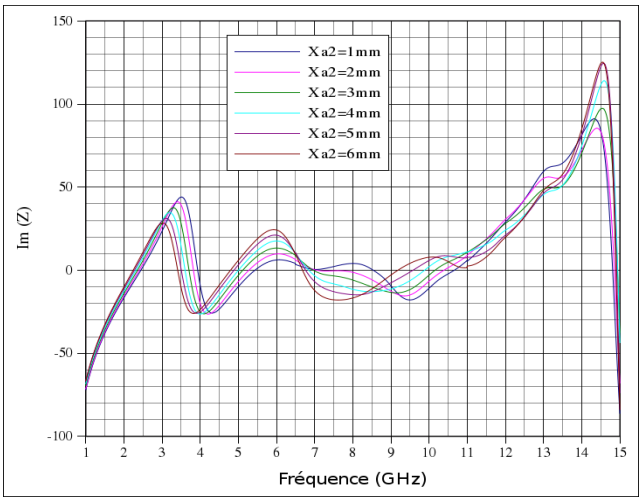


Figure 2.57: Influence du paramètre "Xa2" sur Im Z

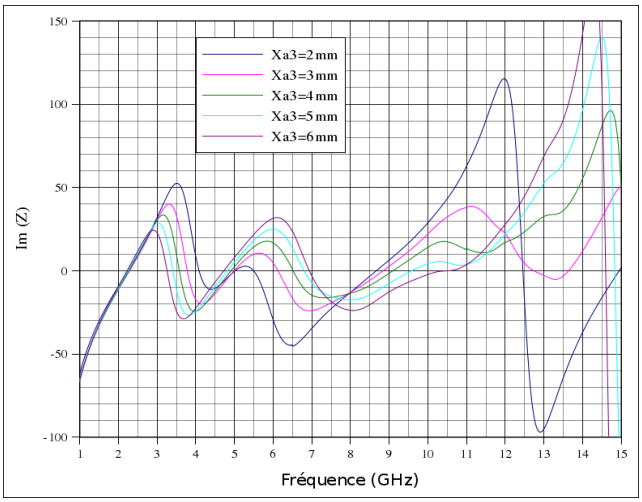


Figure 2.58: Influence du paramètre "Xa3" sur Im Z

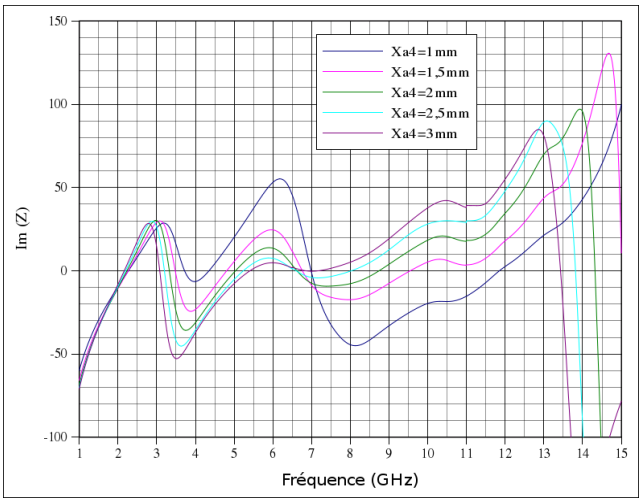


Figure 2.59: Influence du paramètre "Xa4" sur Im Z

Les remarques à propos de la partie imaginaire sont relativement proches de celles faites sur la partie réelle. Les plus grandes variations sont visualisées pour les paramètres proches de la zone de transition et sont comprises entre +j5 et +j55 à 6 GHz pour Xa4 par exemple (figures 2.56 à 2.59).

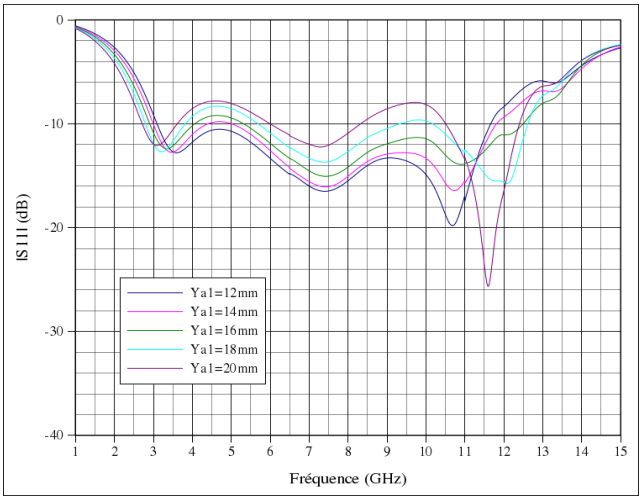


Figure 2.60: Influence du paramètre "Ya1" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

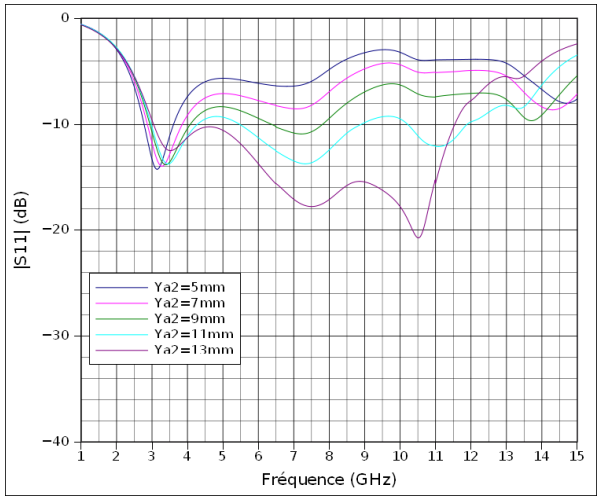


Figure 2.61: Influence du paramètre "Ya2" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

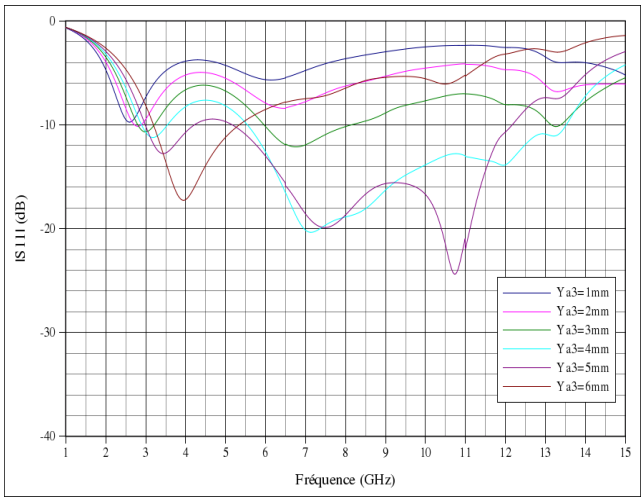


Figure 2.62: Influence du paramètre "Ya3" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

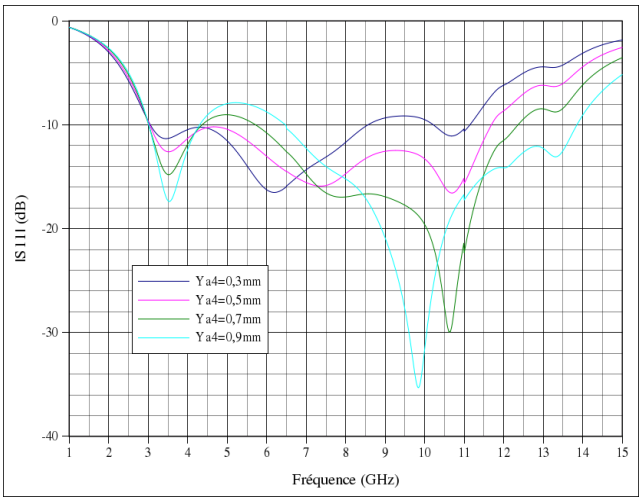


Figure 2.63: Influence du paramètre "Ya4" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

Selon le principe de l'élément évasif, la cote définit par *Ya1* fixe la largeur, l'encombrement de l'élément rayonnant. On constate des courbes ci-dessus que plus la structure est large, plus la fréquence basse de la bande passante augmente. La variation de *Ya1* de 8mm entraîne une diminution de la fréquence basse de 500 MHz environ en décalant également la première fréquence de résonance. On observe un couplage pour la résonance à 7,5 GHz en milieu de bande tandis que la troisième fréquence en fin de bande est comprise entre 10,6 et 11,6 GHz. L'élargissement de la structure par *Ya1* entraîne également une modification significative du niveau de l'amplitude du coefficient de réflexion. Il est donc nécessaire de bien choisir la valeur de *Ya1* pour une meilleur adaptation.

En observant la variation de *Ya2*, on constate que ce paramètre, au contraire de *Ya1*, il augmente la fréquence basse de la bande ainsi que la première fréquence de résonance avec son élargissement. Tout de même, la fréquence de résonance en milieu de bande est conservée et une meilleure adaptation est également obtenue. On remarque que dans le cas où *Ya2*=13mm, et donc supérieur à Ya1, le modèle évasif de l'élément n'est plus respecté et la troisième résonance apparaît à 10,5GHz.

L'augmentation du paramètre *Ya3* permet d'augmenter la bande passante mais entraîne également un

décalage de la première fréquence de résonance vers les fréquences hautes. Une variation de 5mm de ce paramètre implique une variation de 1,5 GHz environ sur la première fréquence. On observe un adaptation améliorée avec un *Ya2* qui augmente jusqu'à une limite où la valeur de *Ya2* devient supérieure à *Ya2*. Dans ce cas là, la structure n'est plus évasive et est désadaptée. *Ya4* permet d'améliorer l'adaptation dans les hautes fréquences de la bande passante.

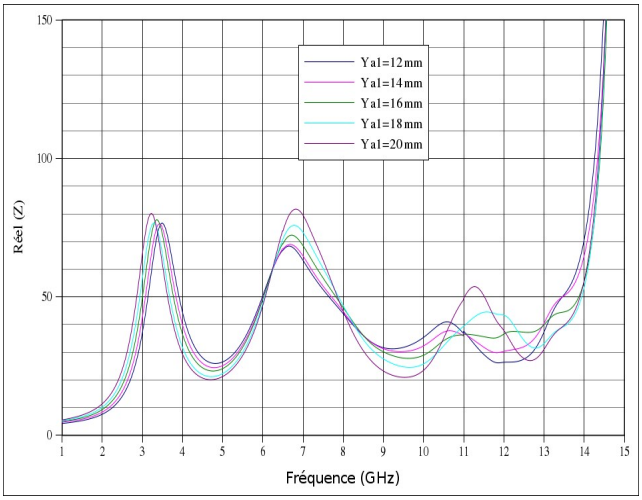


Figure 2.64: Influence du paramètre "Ya1" sur Réel Z

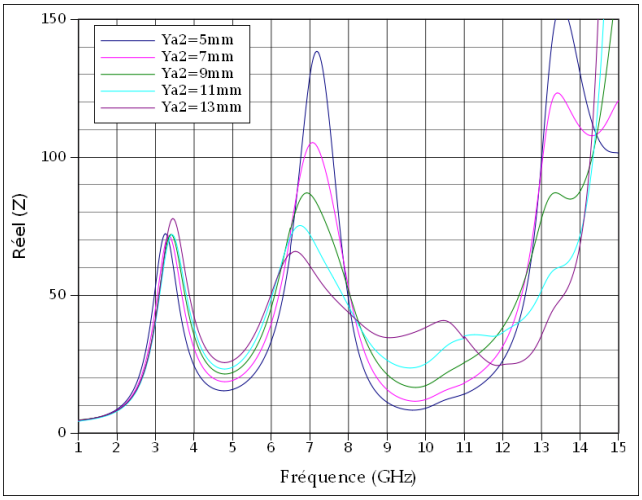


Figure 2.65: Influence du paramètre "Ya2" sur Réel Z

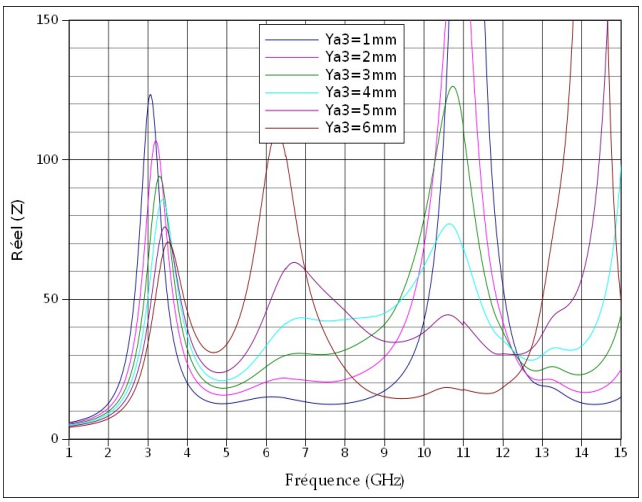


Figure 2.66: Influence du paramètre "Ya3" sur Réel Z

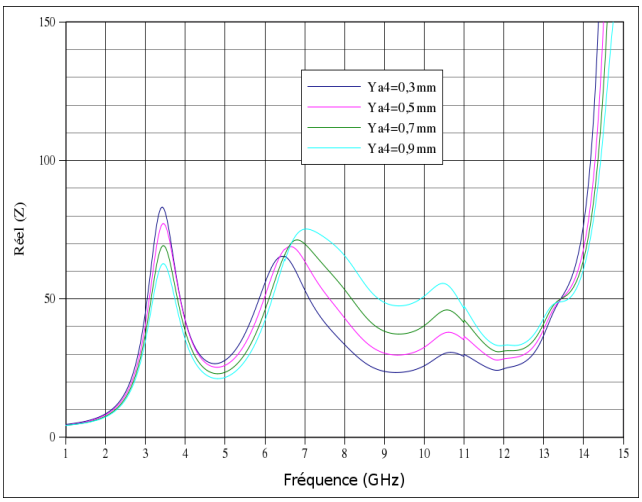


Figure 2.67: Influence du paramètre "Ya4" sur Réel Z

La largeur de l'antenne déduite de la largeur des différents étages la constituant se présente comme un paramètre important pour une bonne adaptation. On peut encore une fois démarquer l'influence des paramètres les plus éloignés (*Ya1*, *Ya2*) et ceux des paramètres à proximité de la zone de transition (*Ya3*, *Ya4*). Les conséquences de leurs variations se voient sur la bande passante, et plus précisément sur la fréquence haute. Le nombre de résonances dans la bande de travail est conservé avec de légers décalages des fréquences de résonances

Les paramètres les plus influençables sont *Ya2* et *Ya3*. Ils marquent des différences supérieures à 80 Ohms entre les deux cas extrêmes et à une même fréquence de la bande FCC. *Ya1* et *Ya4* ont des parties réelles ayant la même allure et oscillant autour des 50 Ohms (figures 2.64 à 2.67).

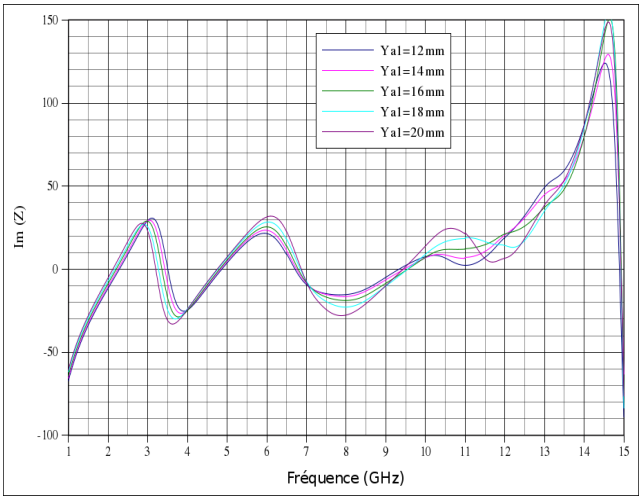


Figure 2.68: Influence du paramètre "Ya1" sur Im Z

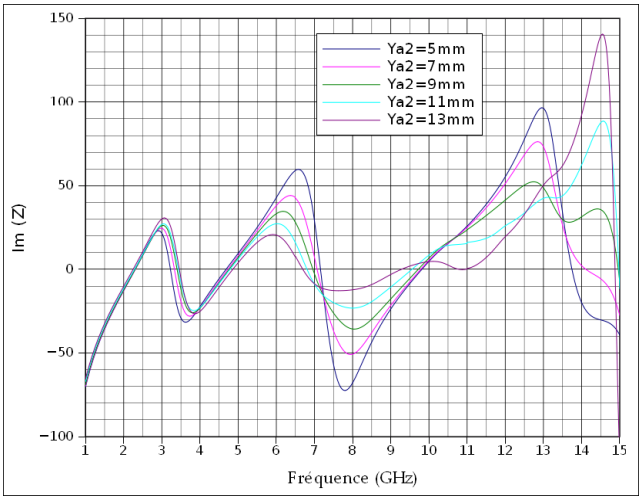


Figure 2.69: Influence du paramètre "Ya2" sur Im Z

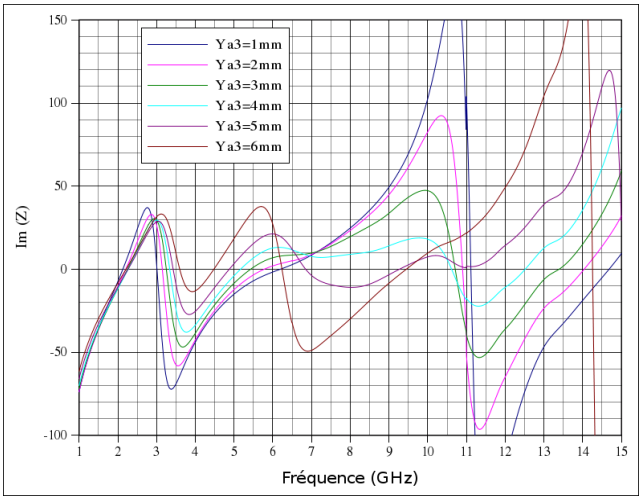


Figure 2.70: Influence du paramètre "Ya3" sur Im Z

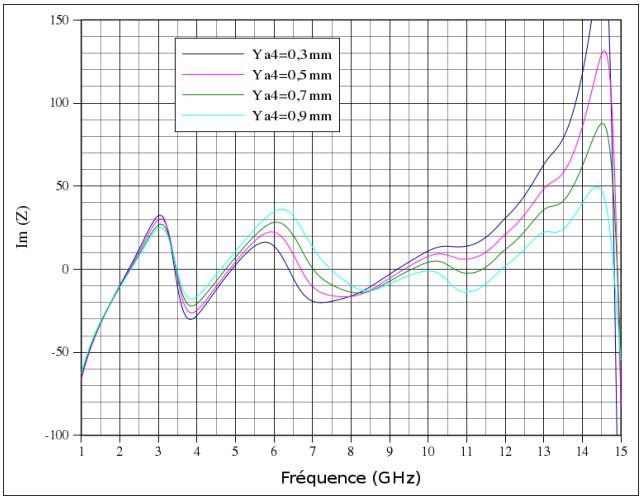


Figure 2.71: Influence du paramètre "Ya4" sur Im Z

La partie imaginaire pour les paramètres *Ya1* et *Ya4* a une allure stable et cohérente sur toute la bande FCC. Pour les deux autres paramètres, on distingue des courbes avec moins de variation et oscillant autour de zéro en première partie de bande, puis des variations assez importantes de plus de +j130 dans certains cas en deuxième partie de bande.

On conclut alors que l'aspect évasif de l'antenne doit être conservée pour une bonne adaptation ainsi que le bon choix de la valeurs des paramètres constituant la géométrie de l'antenne.

Ainsi nous avons présenté une étude complète et détaillée sur l'influence des paramètres géométriques de l'antenne, de la ligne de transmission et des plans de masse. L'amplitude du coefficient de réflexion (|S11|) nous informe sur les différentes résonances de l'antenne, sur sa bande passante et sur son adaptation. L'intérêt des paramètres Z est également essentiel pour la phase d'intégration. Dans notre cas nous nous sommes basés sur une impédance d'entrée de 50 Ohms afin de bien adapter la puce avec l'élément rayonnant. Il se peut que des puces aient des impédances plus élevées. Dans ce cas, le retour aux courbes représentant les paramètres Z nous permet de réadapter l'antenne en modifiant sa géométrie.

2.5 Optimisation de l'élément rayonnant pour deux largeurs de plan de masse (USB Key et Carte de crédit)

La notion d'optimisation n'est complète que dans le cas où l'on fait varier les paramètres les uns en fonction des autres. Ceci dit, cette technique est impossible avec les ressources dont nous disposons. Elle nécessiterait le lancement, sur une ultra large bande de fréquence de 9072000000 courbes correspondants aux différentes combinaisons possibles entre les différentes variations des paramètres étudiés: *Lligne* (x5) – *Ygrd* (x7) – *Xenc_sup* (x4) – *Yenc_sup* (x4) – *Xenc_inf* (x5) – *Yenc_inf* (x5) – *Xa1* (x6) – *Xa2* (x6) – *Xa3* (x5) – *Xa4* (x5) – *Ya1*(x5) – *Ya2* (x6) – *Ya3* (x6) – *Ya4* (x4).

Nous avons donc déterminé et fixé les paramètres les plus influents afin d'obtenir la meilleure adaptation. Par la suite, plusieurs autres études plus minutieuses ont été menées afin d'optimiser la structure.

La structure a été optimisée pour deux configurations différentes. Ces configurations sont essentiellement différenciées par l'encombrement de leurs plans de masse.

La première, que l'on nommera "large" a une largeur de plan de masse de 50mm. La seconde, nommée "réduite" a une largeur de plan de masse de 10mm.

Le choix de ces deux configurations est basé sur les applications que l'on pourrait viser par la suite. On cite comme exemple, les applications de format "carte de crédit" pour la configuration large et les applications de type et format "clé USB" pour la configuration réduite.

Ainsi, les dimensions (en mm) de ces deux structures sont regroupées dans le tableau ci dessous.

	Lligne	**Ygrd**	**Xenc_sup**	**Yenc_sup**	**Xenc_inf**	**Yenc_inf**	**Xa1**	**Xa2**	**Xa3**	**Xa4**	**Ya1**	**Ya2**	**Ya3**	**Ya4**
large	7	50	2,5	3	2	6	5,46	5,46	4,68	1,56	13,26	12,35	5,2	0,52
réduite	8	10	2	1,5	2	0,8	7,8	2,6	2,6	1,56	12,35	7,15	2,6	0,52

Les dimensions (Xsub*Ysub) du substrat pour la structure large sont de 26,161*55mm² et celles pour la structure réduite sont de 24,561*15mm². Ci-dessous nous présentons les résultats obtenus suite à l'optimisation des deux structures. Afin de valider les résultats obtenus, les structures ont été simulées de trois manières différentes.

La première dite "sweep fast" consiste à mailler la structure, une seule fois à la fréquence définie dans la rubrique "solution setup" (ici f = 15GHz) et puis interpoler tout le long de la bande définie [1 – 15 GHz] en fonction du pas de fréquence choisi (10 MHz).

La seconde est celle que nous avions utilisée tout le long des études paramétriques. On rappelle qu'elle consiste à définir plusieurs balayages ("sweeps"), ([1-6,5 GHz], [6,5-11 GHz] et [11-15 GHz]). Pour chaque balayage, la structure est maillée à la fréquence la plus haute (6,5; 11 et 15 GHz). Enfin, l'interpolation se fait pour chaque balayage, et les résultats présentés sont la combinaison des données récupérées. Elle est dite "combi sweep".

La dernière dite "discrete", est la technique de simulation qui nécessite le plus de ressources machines mais est la plus précise. Elle consiste à définir une bande de fréquence [3 - 11 GHz] et le nombre de points de calcul désiré qui est défini par le pas (50 MHz). Dans ce type de simulation, la structure est entièrement maillée pour chaque fréquence. Les calculs des champs et des équations sont réalisés pour chacune des fréquences, d'où l'importance d'avoir une grande capacité de mémoire machine.

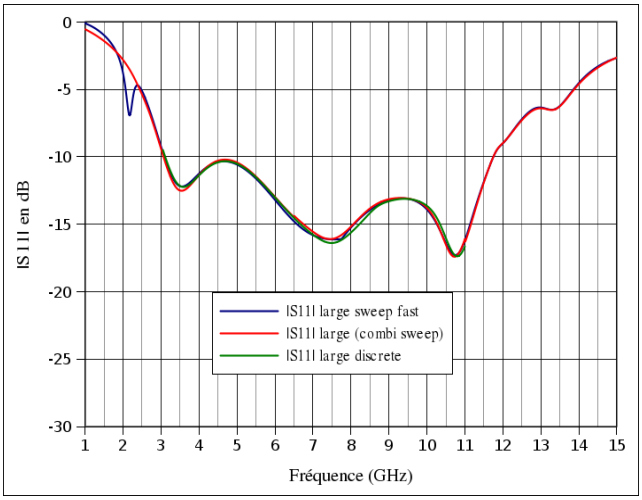


Figure 2.72: Paramètres S de la configuration large suivant les 3 techniques de simulation

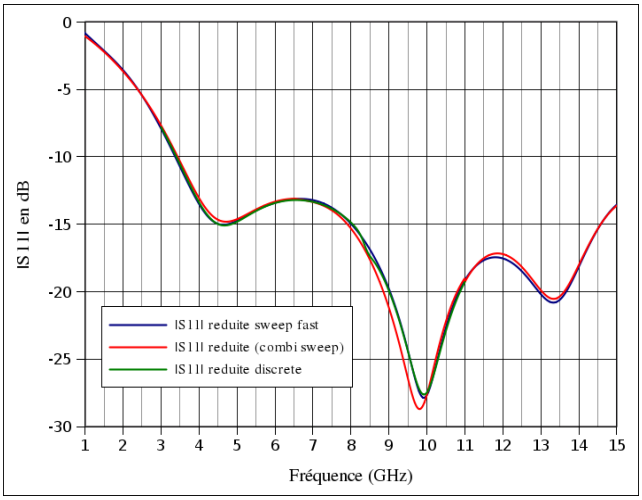


Figure 2.73: Paramètres S de la configuration réduite suivant les 3 techniques de simulation

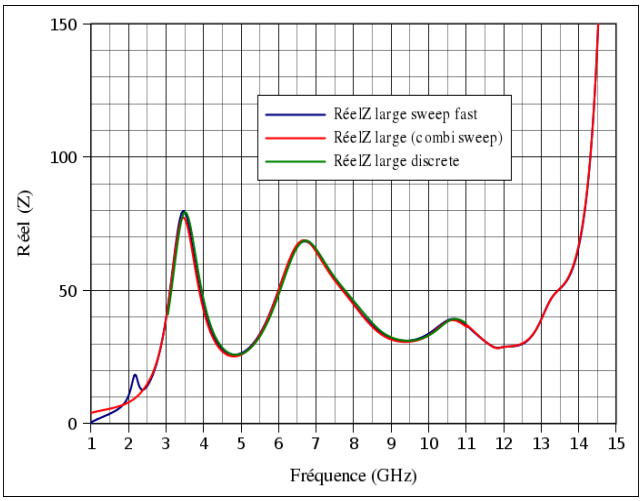


Figure 2.74: Paramètres Z (Réel Z) de la configuration large suivant les 3 techniques de simulation

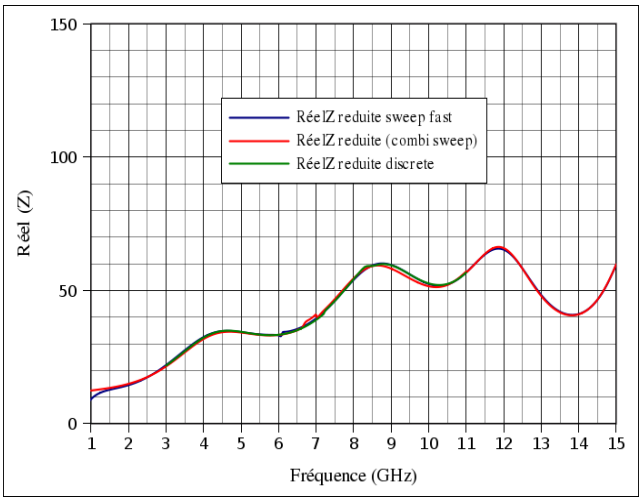


Figure 2.75: Paramètres Z (Réel Z) de la configuration réduite suivant les 3 techniques de simulation

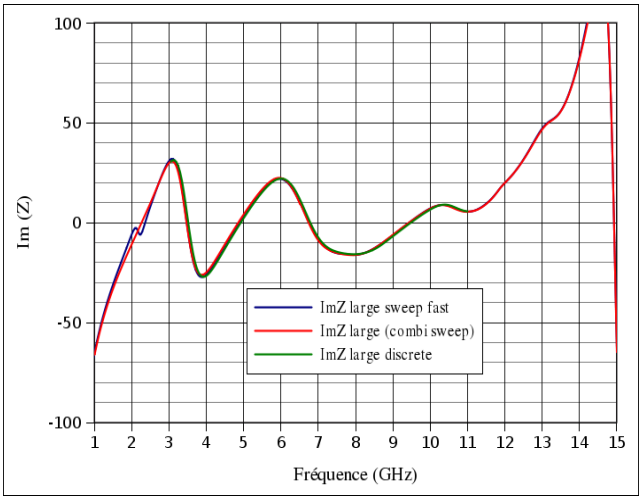


Figure 2.76: Paramètres Z (Im Z) de la configuration large suivant les 3 techniques de simulation

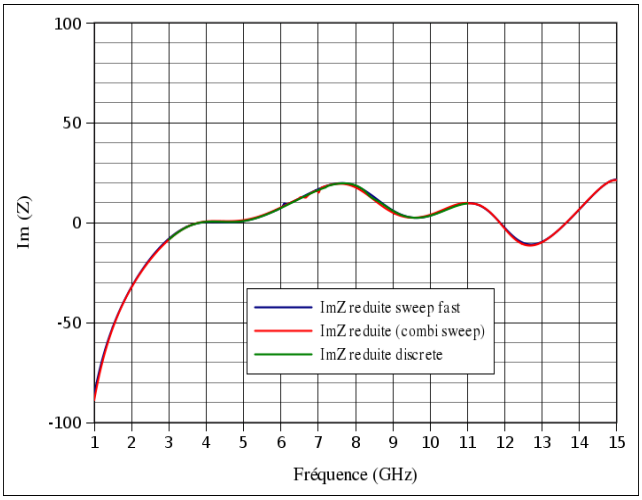


Figure 2.77: Paramètres Z (Im Z) de la configuration réduite suivant les 3 techniques de simulation

Les figures 2.72 à 2.77 montrent une entière concordance des trois méthodes de simulation. Toutes les courbes se superposent.

Elles montrent que les deux structures sont adaptées sur toute la bande de fréquence. La structure à plan de masse large a une fréquence basse (3 GHz) inférieure à celle de la structure à plan de masse réduit (3,48 GHz).

Sachant que l'antenne constitue le premier filtre d'une chaîne de transmission, il est important que la bande de fréquence soit déjà pré-selectionnée avant le traitement des données reçues. La structure large permet de mieux sélectionner la bande FCC que la structure réduite en fixant de la part de sa géométrie la fréquence haute de la bande. L'inconvénient reste toujours l'encombrement trop volumineux de la structure.

Ces structures seront également l'objet d'intégration et de co-design avec une puce émettrice d'impulsions. Ainsi, la connaissance des paramètres Z est importante pour concevoir une bonne adaptation au cours du "co-design". On sait que la puce a une impédance de sortie adaptée pour 50 Ohms. La structure large a une impédance d'entrée oscillant autour des 50 Ohms, avec une allure normale variant entre 30 et 70 Ohms, sur la quasi totalité de la bande. Elle a également une partie imaginaire oscillant autour de zéro. La structure réduite présente avec une partie réelle voisinant les 30 Ohms en début de bande et n'approche les 50 Ohms qu'à partir de 8 GHz. Enfin, les variations de la valeur de l'impédance d'entrée dans le cas de la structure large sont plus importantes que dans le cas de la structure réduite.

¤¤

2.6 Références du chapitre 2

[II - 01]	Http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/ro4000ds_4.pdf
[II - 02]	S.Tourette, N. Fortino, J.-Y. Dauvignac, G. Kossiavas, « Compact UWB printed antennas for low frequency applications matched to different transmission lines »; Microwave and Optical Technology Letters; pages 1282–1287, June 2007
[II - 03]	N. FORTINO, G. KOSSIAVAS, J.-Y. DAUVIGNAC, R. STARAJ, "Novel Antenna for Ultra-Wideband Communications". Microwave Optical Technology. Letters., vol.41, no.3, p.166-169, May, 2004.
[II - 04]	Thèse de Mr. Nicolas Fortino intitulé "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionnels » Doctorat de l'Université de Nice-Sophia Antipolis, 16 Février 2006. LEAT
[II - 05]	Nicolas Fortino, J-Y Dauvignac, Georges Kossiavas and Robert Staraj, "Design Optimization of UWB Printed Antenna for Omnidirectional Pulse radiation", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol.56, N°7, july 2007, p.1875-1881
[II - 06]	Jean-Marc Fargeas et Delphine Lelaidier, "Performance measurements of an UWB multi-antennas system"; Ref: FTR&D/RESA/SAFE/08.xxx/DL, réalisé le 31/03/2008.
[II - 07]	Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong and Chia-Lun Tang, "Ultra-Wideband Square Planar Monopole Antenna for IEEE 802.16a Operation In The 2-11-GHz Band", Microwave Optical Technology. Letters., vol.42, no.6, p.463-465, September, 2004.
[II - 08]	Kin-Lu Wong, Chih-Hsein Wu and saou-Wen, "Ultrawide-band square Planar Metal-Plate Monopole Antenna With a Trident-Shaped Feeding Strip", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol.53, N°4, April 2005, p.1262-1268.
[II - 09]	X.L.Bao and M.J. Ammann, "Investigation on UWB Printed Monopole Antenna with Rectangular Slitted Groundplane", Microwave Optical Technology. Letters., vol.49, no.7, p.1585-1587, July, 2007.
[II - 10]	Chow-Yen-Desmond Sim, wen-Tsan chung and Ching-Her Lee, "Novel Band-Notched UWB Antenna Design with Slit Ground Plane", Microwave Optical Technology. Letters., vol.50, no.8, p.2229-2233, August, 2008.
[II - 11]	Jihak Jung, Wooyoung Choi, and Jaehoon Choi, "A Small Widebande Microstrip-fed Monopole Antenna", IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, Vol.15, N°10, October 2005, p.703-705
[II - 12]	Jong-Pil Lee, Seong-Ook Park and Sang-Keun Lee, "Bow-Tie Wide-Band Monopole Antenna with The Novel Impedance Matching Technique", Microwave Optical Technology. Letters., vol.33, no.6, p.448-452, June, 2002.
[II - 13]	Christophe Roblin and Amir Yousuf, "A Generic Design of Planar UWB Antennas for Parametric or Statistical Analysis", 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, Berlin, Allemagne, 2009, p.2571 - 2575 .

Chapitre 3

Intégration avec une antenne fonctionnant dans la bande FCC

3 Intégration avec une antenne fonctionnant dans la bande FCC

3.1 Introduction

Lorsqu'il s'agit de créer une cohabitation entre une antenne et un circuit électronique , on parle de "co-design". Dans notre cas, le "co-design" décrit dans ce chapitre, consiste à assembler les travaux déjà démontrés sur les antennes ULB avec ceux d'Olivier Fourquin, doctorant du laboratoire partenaire du projet, l'IN2MP de Marseille sur les systèmes microélectroniques impulsionnels.

Dans le cas des applications Ultra Large Bande, le co-design est assez délicat vu la largeur des bandes de fréquences et donc la multitude des comportements des deux parties en fonction des fréquences.

Dans le cadre du projet MIMOC, nous avons contribué à l'assemblage d'une antenne associée à une puce élaborée par le laboratoire IN2MP de Marseille.

Nous allons présenter dans un premier temps la conception et l'architecture de cette puce avec tous ses composants microélectroniques ainsi que la transition effectuée entre cette dernière et la ligne de transmission "ground coplanaire" (GCPW). On développera également les différentes techniques de connexion, aboutissant au choix d'une connexion par "wirebounds" et les technologies utilisées. Tous les travaux de simulation concernant ce chapitre ont été réalisés avec CST Microwave studio.

Le changement de logiciel de simulation est essentiellement justifié par les différences de temps de calcul et de maillage entre CST et HFSS. Nous traitons dans cette partie des éléments de très petites dimensions, nécessitant systématiquement un maillage plus fin des structures et donc un plus grand nombre de cellules (impliquant plus de ressources et des simulations beaucoup plus longues).

3.2 Bloc puce

La puce électronique que l'on utilise dans le co-design a la forme d'un pavé constitué de deux couches de diélectriques différents. La première couche sur laquelle sera intégrée la puce, en contact direct avec le support d'accueil (PCB), constitue la majorité de la composition de la puce. Elle est en Silicium de constante diélectrique 11,9 (figure 3.1).

La seconde couche qui se superpose à la couche de Silicon est moins épaisse et elle est composée d'un diélectrique que l'on nommera "puce2" de constante diélectrique 3,8. Cette deuxième couche va servir de support pour une ligne microruban imprimée sur la puce dont le rôle sera expliqué plus loin. C'est sur cette puce à double couche que sont intégrés les différents composants électroniques (transistors, inductances, ...). Les dimensions totales de la puce sont de 1,7mm , 1,7mm et 0,3548mm respectivement pour sa longueur, sa largeur et sa hauteur.

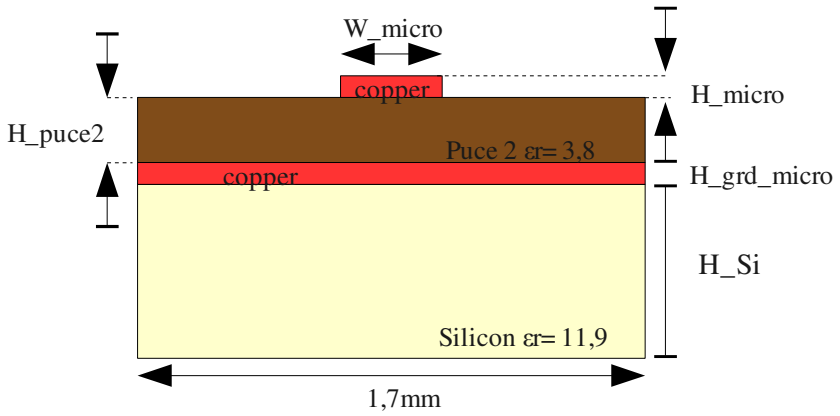


Figure 3.1: Illustration du bloc puce avec ses différents paramètres

Toutes ces dimensions ont été fixées suite à plusieurs études en fonction de la position de tous les constituants de ce bloc et des effets de peau aux fréquences de travail. Ceci sera plus détaillé dans le paragraphe des études paramétriques qui suivra.

Les valeurs initiales de ces paramètres sont: *Wmico*=0,007mm; *Hmicro*=0,0009mm; *Hpuce2*=0,00365mm; *H_grd_micro*=0,00026mm et *H_Si*=0,35089mm

L'objectif principal est de modéliser le bloc puce d'une manière à se rapprocher le plus possible de la réalité et de la conception de la puce.

3.2.1 Excitation par une ligne microruban

En réalité et dans la pratique, lors de la réalisation du prototype, la puce alimente le dispositif à l'aide d'un générateur d'impulsions intégré. Ce générateur ne peut être représenté tel qu'il est avec toutes ses caractéristiques et toutes ses fonctionnalités en utilisant le logiciel de simulation CST Microwave Studio. Il a donc fallu trouver une technique afin de s'approcher le plus possible de la réalité en excitant le dispositif au niveau de la puce intégrée.

Cette technique consiste à concevoir une ligne microruban imprimée sur la face supérieure du diélectrique "puce2" avec un plan de masse inséré entre les deux couches de la puce.

3.2.2 L' interconnexion

L'interconnexion entre la puce et son environnement (ici, la ligne GCPW imprimée sur le PCB) peut se faire par différents procédés parmi lesquels on peut citer les plus connus et les plus couramment utilisés:

- méthode flip-chip : dans ce cas, la puce est retournée et puis connectée à son environnement par des billes métalliques.
- les "wirebonds" : dans ce cas , la puce est connectée à son environnement (substrat d'accueil, un boitier, une autre puce, etc...) par des fils d'attaches (bondwires).

On présentera rapidement les deux méthodes avec leurs principaux avantages et inconvénients afin de justifier la solution choisie par la suite.

3.2.2.1 Méthode par Wirebonds

Cette méthode d'interconnexion de la puce active avec son environnement se fait par des fils d'attaches souvent en or voire en aluminium. Il existe deux manières différentes de réaliser les wirebondings : le "wedge bonding" et le "ball bonding".

- Le "wedge bonding" : cette technique est souvent utilisée avec des fils en aluminium. Ce fil est guidé par un stylet ou aiguille jusqu'au pad sur la face active de la puce puis soudé. La soudure est dite à froid. Elle est effectuée en combinant la pression et la vibration ultrasonore. Cette énergie ultrasonique ramollit le fil en aluminium de la même manière qu'une élévation de température. Le fil est ensuite guidé par le stylet jusqu'à l'environnement d'accueil et soudé également sous pression. Les différentes étapes sont illustrées dans la figure 3.2. Cette technique permet de réaliser des connexions à l'aide de fils de grands diamètres généralement adaptés à des interconnexions dans des systèmes d'électroniques de puissance (diamètre allant de 18 à 50µm).

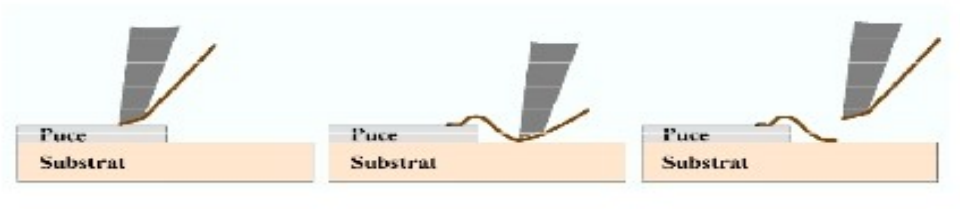


Figure 3.2: Illustration des différentes étapes de la technique "wedge bounding"

- Le "ball bonding" : cette technique est généralement utilisée avec des fils en or. Elle consiste à former, en sortie d'un capillaire chauffé, des billes d'or fondu qui vont être soudées sur les pads de sortie du circuit. Enfin, le fil est tiré et puis soudé à l'environnement d'accueil. Cette méthode est surtout utilisée pour des câblages de puces fragiles comme les MEMS par exemple. Le tout est illustré dans la figure 3.3.

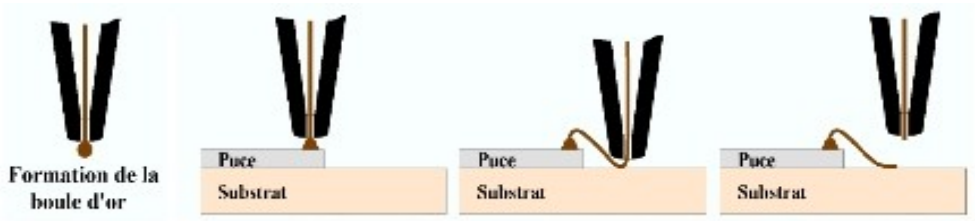


Figure 3.3: Illustration des différentes étapes de la technique "ball bounding"

On en déduit facilement que l'interconnexion par "wirebonds" est un processus assez simple et peu coûteux. De plus, la face active de la puce reste accessible quand aucun autre composant n'est collé au dessus. En cas de dysfonctionnement du système, les nœuds de la puce où l'on n'a prévu aucune sortie sur le circuit d'accueil pourront être testés et utilisés.

3.2.2.2 Méthode par Flip-Chip

Cette méthode d'interconnexion a été inventée en 1960 par IBM. Elle est aussi connue sous le nom technique des 4C faisant référence aux termes anglais suivants: Control Collapse Chip Connexion. Elle consiste tout simplement à connecter directement la face active de la puce au reste du circuit constituant l'environnement par des "bumps" (des micro billes métalliques). La procédure d'interconnexion se fait en quatre étapes. Premièrement, on réalise des "bumps" qui vont être soudés sur la face active de la puce à reporter aux endroits où l'on désire obtenir une connexion de la puce avec son environnement. Deuxièmement, et une fois les "bumps" bien fixés sur la puce, cette dernière est retournée et puis alignée sur l'environnement d'accueil. Troisièmement, les "bumps" sont soudés à l'environnement d'accueil par thermocompression. Enfin, la quatrième et dernière étape consiste à augmenter la rigidité mécanique et à évacuer la chaleur en rajoutant un underfill. Toute la procédure est schématisée dans les figures 3.4 et 3.5.

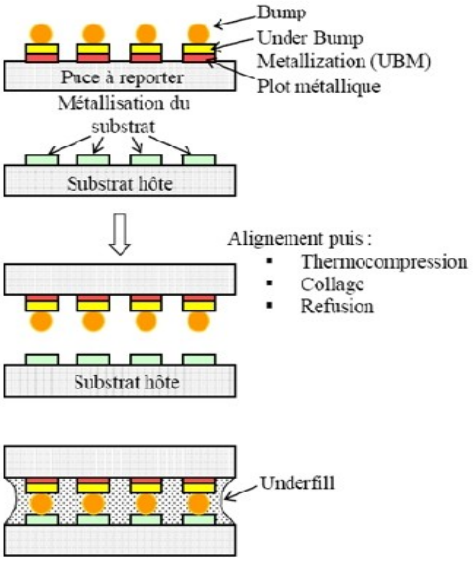


Figure 3.4: Illustration schématique des différentes étapes de la technique "Flip-Chip"

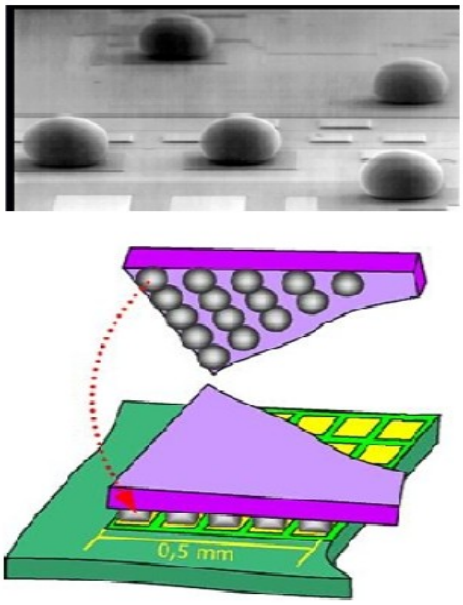


Figure 3.5: Illustration montrant une photo prise par microscope électronique ainsi que la dernière étape de la méthode "Flip-Chip"

Ce procédé se veut plus complexe et plus cher que celui utilisant les wirebondings. Le matériel technique demandé par cette méthode est lui aussi très coûteux. Cependant, la face active de la puce n'est plus accessible une fois que cette dernière est retournée et donc aucune réparation ou modification ne pourra être apportée par la suite. Ceci dit, ce procédé a ses avantages également. Les distances d'interconnexions sont réduites entraînant ainsi une diminution des effets parasites. Dans le cas d'un système MCM (Multi Chip Module), on a une meilleure intégration avec un rapport taille/poids assez réduit, ainsi qu'une meilleure répartition des pads sur la surface active de la puce et la possibilité d'obtenir beaucoup plus d'entrées/sorties pour une même puce.

3.2.3 Conception du bloc puce

La conception du bloc est présentée avec toutes ses études paramétriques afin de bien comprendre le fonctionnement et l'effet de chacun de ses constituants.

Ci dessous (figure 3.6) est illustré le bloc dans son entité. Comme décrit précédemment, il est composé de la puce émettrice d'impulsions, de la ligne microruban imprimée sur la face supérieure de la puce, des "wirebonds", de la transition entre le bloc puce et la ligne GCPW et finalement d'un tronçon de ligne GCPW.

Le tout est posé et imprimé sur le substrat multicouches en RO4003. Comme pour toutes les études paramétriques, la totalité du bloc a été paramétrée. Ces paramètres seront présentés au fur et à mesure et illustrés sur les figures qui suivront.

3.2.3.1 Définition des ports d'excitation

Afin de caractériser la transition entre la puce et la fin de la ligne de transmission (avant l'élément rayonnant), on s'intéresse particulièrement aux coefficients de réflexion et de transmission entre le port "1", placé avant la puce et le port "2" se substituant à l'élément rayonnant. Ces résultats nous permettront de vérifier l'efficacité de la transition.

Pour cela, il faut en premier lieu définir les deux ports d'excitation qui seront placés aux deux extrémités de la structure (figure 3.6). On a choisi des ports de type "waveguide". Ils permettent de visualiser et de vérifier la bonne propagation des champs au niveau des ports ainsi que leurs impédances d'entrées. Le premier port est placé au niveau de la ligne microruban imprimée sur la puce (figure 3.7). On rappelle que cette ligne a été conçue afin de rendre le dispositif très proche de la réalisation. Pratiquement, lors de la réalisation, cette ligne sera inexistante et remplacée par les composants microélectroniques. Le second port est défini à l'extrémité du tronçon de ligne GCPW déjà présentée précédemment (figure 3.8).

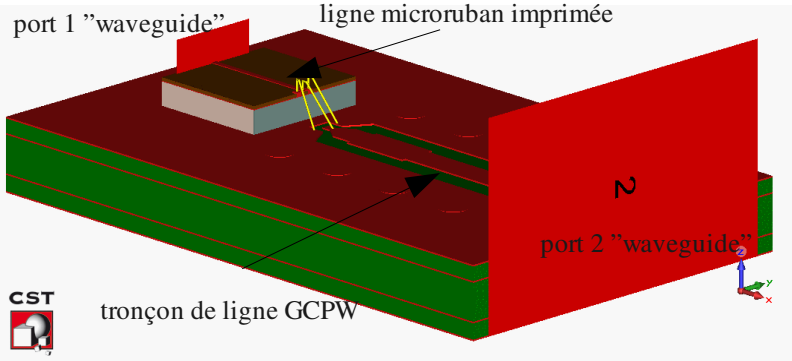


Figure 3.6: Illustration du bloc puce + substrat + tronçon de ligne GCPW modélisé avec CST Microwave Studio

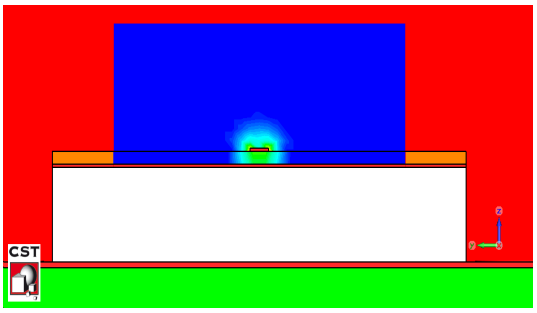


Figure 3.7: Illustration montrant la distribution du champ électromagnétique au niveau du port 1

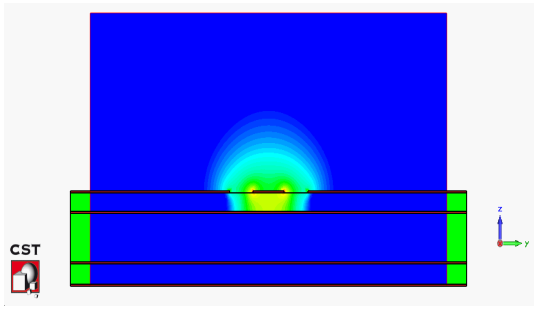


Figure 3.8: Illustration montrant la distribution du champ électromagnétique au niveau du port 2

Les deux illustrations (figure 3.7 et 3.8) montrent un bon fonctionnement des ports de type "waveguide" en simulation. On observe une bonne répartition des champs dans le plan du port et un mode de propagation conforme à celle d'une ligne microruban pour le port 1 avec une impédance d'entrée de 52 Ohms ainsi qu'un mode de propagation semblable à celui d'une ligne GCPW pour le port 2 qui affiche une impédance d'entrée de 49 Ohms. La distribution des champs électromagnétiques est concentrée autour des lignes de transmission. Aucun champ n'est créé entre les différents plans de masse au niveau du port 2, ce qui confirme la bonne unification de la masse (§ 3.2.3.2) et donc un bon fonctionnement de notre système modélisé.

3.2.3.2 Unification de la masse

Le rajout de la puce sur le substrat multicouches nécessite une unification de la masse. Ceci dit, une première masse est définie avec la conception de la ligne microruban qui est imprimée sur la face supérieure de la puce. Une deuxième masse commune est définie pour la ligne GCPW par les plans de masse latéraux et les plans de masse inférieurs. Ces derniers sont au même potentiel grâce aux deux rangées de vias qui longent de part et d'autre la ligne de transmission GCPW. Cette deuxième masse est connectée à la première via les "wirebondings" (figure 3.9). Cette unification est essentielle pour le bon fonctionnement du dispositif et afin d'obtenir des résultats de simulation cohérents en évitant principalement les masses flottantes.

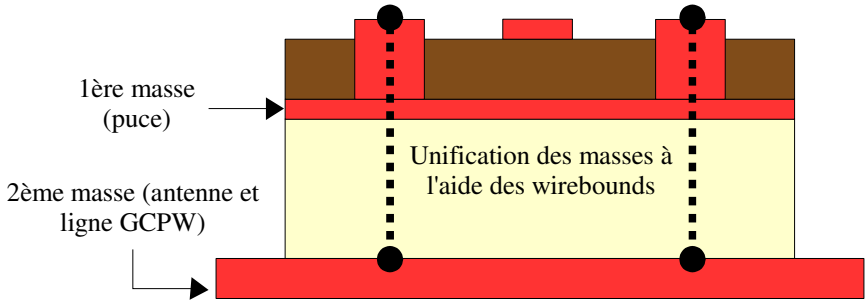


Figure 3.9: Illustration montrant le principe de l'unification des masses du dispositif

3.2.3.3 Les Wirebondings

L'interconnexion par wirebondings est la méthode que l'on a choisie pour notre dispositif. Les "wirebonds" jouent un rôle important dans l'unification des masses (comme décrit précédemment dans § 3.2.3.2) et dans la transmission du signal de la puce émettrice d'impulsions jusqu'à l'antenne (figure 3.10).

Lors la conception, trois "wirebonds" ont été utilisés: un central et deux latéraux. Cette disposition permet d'obtenir une symétrie des champs lors du passage d'une ligne microruban aux trois "wirebonds" et enfin d'atterrir sur la GCPW et ses plans de masse latéraux.

Le wirebond central est dit "wirebond signal" car c'est principalement à travers celui-ci que seront transmises les informations. Les deux "wirebounds" latéraux sont dit "wirebonds ground". Leur premier rôle est d'assurer la bonne transmission du signal mais également l'unification des masses. Tous les trois reposent sur des pads au niveau de la puce. Les pads des "wirebonds" latéraux se prolongent jusqu'au plan de masse de la ligne microruban afin d'assurer la connexion. Le pad central est fixé à l'extrémité de la ligne microruban.

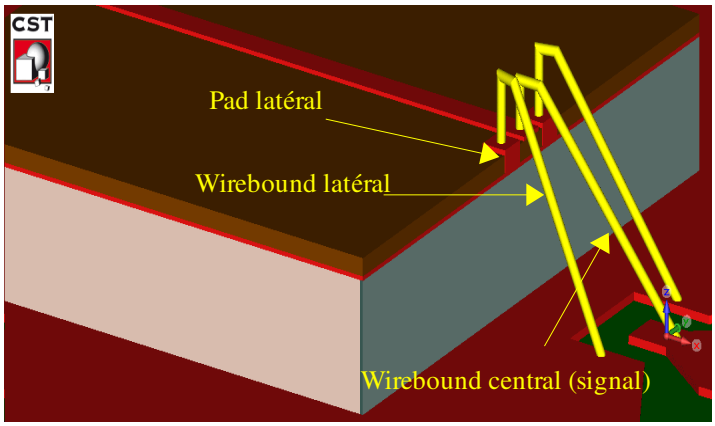


Figure 3.10: Illustration montrant la disposition des pads latéraux, des "wirebounds" latéraux et du wirebond central sur une portion de bloc conçu avec CST

L'épaisseur du pad central calculée à partir de la face supérieure de la puce est de 0,01mm et celle des pads latéraux est de 0,0515mm. La surface des pads est de 0,075*0,075mm². Les "wirebonds" ont une section de 0,0254mm de diamètre et sont en Aluminium. Le wirebond central (portant le signal) a une hauteur de 0,1090015mm à partir de son point de chute sur le pad; et la hauteur des "wirebonds" latéraux (assurant une masse commune) est de 0,1490015mm.

3.3 Études paramétriques du bloc puce

Dans ce paragraphe, on se concentrera sur les différentes études paramétriques. On étudiera la position des points de chute des "wirebonds", des dimensions et de l'emplacement du patch sur la ligne d'alimentation GCPW ainsi que de la longueur du tronçon GCPW.

3.3.1 Prise en considération de l'effet de peau

Avant de débuter l'étude et compte tenu des dimensions extrêmement faibles mises en jeu, nous nous sommes intéressés à l'effet de peau des constituants de ce bloc puce. Cette considération nous permettra d'expliquer certains phénomènes survenus lors des études développées dans ce chapitre. On rappelle que l'effet de peau ou effet pelliculaire (ou plus rarement effet Kelvin) est un phénomène électromagnétique qui fait que, à fréquence élevée, le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs. Si l'épaisseur de ce conducteur est trop faible comparée à la limite imposée par l'effet de peau, ce dernier peut paraître transparent vis à vis des champs électromagnétiques qui se propagent.

La non prise en compte de ce phénomène lors d'une modélisation peut induire des erreurs sur toute une étude, notamment au niveau du point d'excitation de la structure. On pourrait par exemple imaginer les effets d'un plan de masse "transparent" sur les modes de propagation des champs sur une ligne de transmission. Ainsi, on obtiendrait une désadaptation totale de l'impédance d'entrée du système et des lignes de champs transperçant le plan de masse. En utilisant le logiciel CST Microwave Studio et son module calculateur de l'effet de peau, nous obtenons les résultats suivants.

Fréquence (GHz)	**1**	**3**	**5**	**7**	**9**	**11**
Épaisseur minimale des couches métalliques (mm)	0,00909	0,001207	0,000935	0,00079	0,000697	0,00063

Les résultats du module calculateur d'Ansoft permettent de nous fixer les dimensions minimales que nous pourrions utiliser lors de la modélisation sur toute la bande de fréquence FCC.

3.3.2 Problématique et nouvelle configuration

Dans un premier temps, le bloc a été simulé avec des dimensions de la ligne microruban et de la couche de "puce2" très petites comparées à celles décrites dans § 3.3.1. Une première étude a entièrement été faite avec ces dimensions. Les résultats ont montré des incohérences de comportement électromagnétique surtout en ce qui concerne la ligne microruban.

On présente dans la première partie de ce paragraphe les erreurs obtenues lors de l'étude de la première modélisation. Ensuite on se propose de déterminer la cause de ces erreurs afin de proposer des solutions réalistes et simulables pour la suite de l'étude.

3.3.2.1 Première configuration

Dans cette partie, nous allons brièvement présenter les principaux résultats obtenus en simulant le bloc puce + "wirebonds" + tronçon GCPW dans une première configuration. Les dimensions de cette configuration sont les suivantes:

W_micro	L_micro	H_micro	H_puce2	H_grd_micro	H_Si
0,007mm	1,7mm	0,0009mm	0,00365mm	0,00046mm	0,35mm

On présente ci dessous les résultats de deux études paramétriques liées à la variation de *Lmicro* et *Ygrdpuce* illustrés dans la figure 3.11 et 3.12.

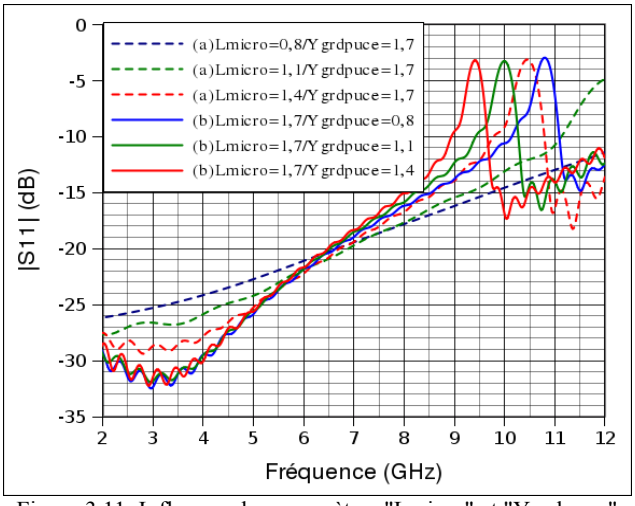


Figure 3.11: Influence des paramètres "Lmicro" et "Ygrdpuce" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

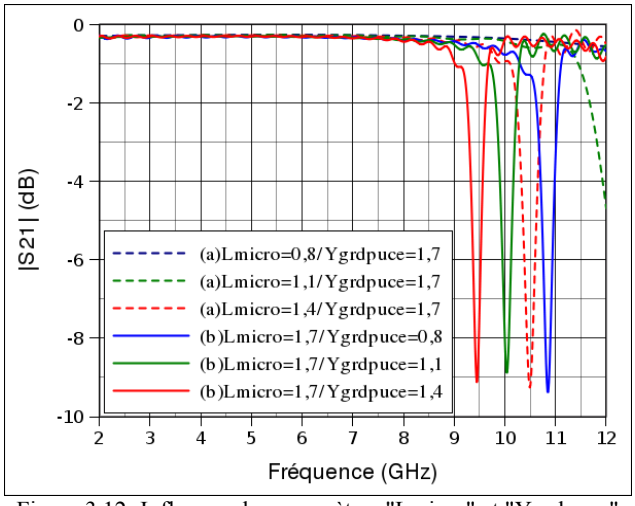


Figure 3.12: Influence des paramètres "Lmicro" et "Ygrdpuce" sur l'amplitude du coefficient de transmission

On observe très clairement , dans cette configuration, une zone étroite de désadaptation à l'intérieur de la bande de fréquences FCC, qui se traduit également par une chute du coefficient de transmission entre les deux ports.

On constate qu'il y a bien un dis-fonctionnement du comportement de l'entité du bloc dans la bande FCC. Afin d'en déterminer la cause, nous avons dû procéder par étape.

Premièrement, la désadaptation est directement liée à l'ajout de la puce sur le substrat d'accueil. Les premières études paramétriques consistent à faire varier les dimensions du plan de masse de la ligne

microruban imprimée suivant les axes "x" et "y". La variation suivant l'axe "x' est assurée par la variation de "*Lmicro*" et la variation suivant l'axe "y" dépend du paramètre "*Ygrdpuce*".

La variation des paramètres en question implique systématiquement une diminution ou une augmentation de la face métallique supérieure du pavé et donc un décalage du pic de désadaptation. Logiquement, plus la surface est petite plus la fréquence augmente. C'est tout à fait ce que l'on remarque dans les résultats, par exemple: une surface de 1,7*0,8mm² impose un pic à 10,75 GHz alors qu'une surface de 1,7*1,4mm² impose un pic à 9,4 GHz. Si l'on regarde la largeur de bande à -10 dB pour l'amplitude du coefficient de réflexion, elle varie de 600 MHz pour la surface la plus grande à 1 GHz pour la surface la plus petite.

Afin de confirmer le fait que cette désadaptation est liée à la puce modélisée, on est parti sur l'idée de changer la constitution du substrat. On a remplacé le diélectrique de permittivité 11,9 avec un diélectrique de permittivité 4,4. Les résultats ci-dessous confirment que la zone de désadaptation est directement liée à la configuration du bloc puce. Comme prévu, le pic de désadaptation se décale avec la variation de la permittivité (figure 3.13).

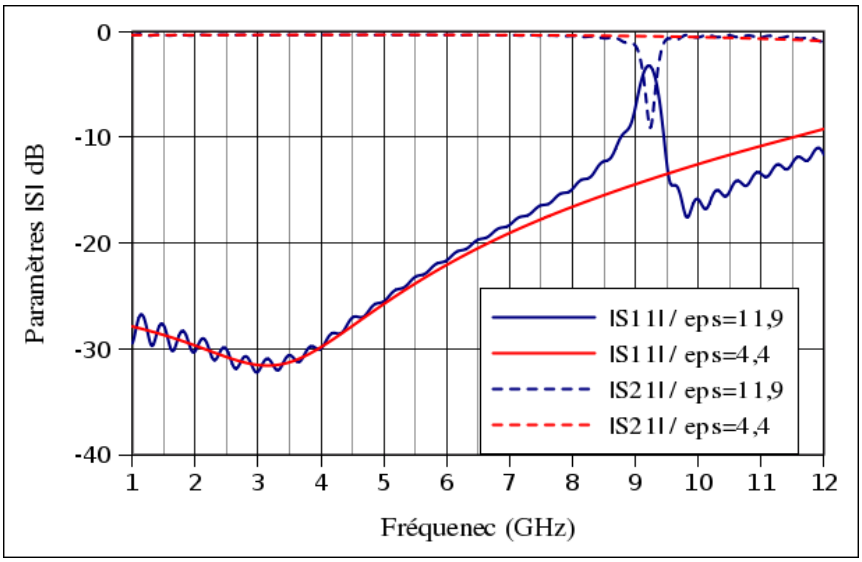


Figure 3.13: Influence des caractéristiques du diélectrique utilisé sur les paramètres S

On constate donc qu'il sera impossible par la suite de tirer les influences des autres paramètres constituant le bloc modélisé en se basant sur la première configuration. Ceci car la bande de travail est déjà polluée par cette zone de désadaptation. Ainsi pour remédier à cette problématique on a étudié la modélisation d'une nouvelle configuration prenant ainsi en compte l'effet de peau et la discontinuité des champs lors de leur propagation..

3.3.2.2 Deuxième configuration

On rappelle que le but est de concevoir un modèle de la puce modélisée (sachant qu'elle n'existera pas réellement sous la même forme). Il faut donc trouver une bonne modélisation tenant compte au mieux de l'influence de la puce sur le système, notamment en termes d'excitation et de génération du signal.

Après les différentes problématiques citées dans § 3.3.2.1, on propose dans cette partie une nouvelle conception du bloc puce. Premièrement, tenant compte de l'effet de peau et de la discontinuité lors du passage de la ligne microruban au pad central, il a fallu recalculer les dimensions d'une nouvelle ligne conservant une impédance de 50 ohms. Les nouvelles dimensions sont les suivantes:

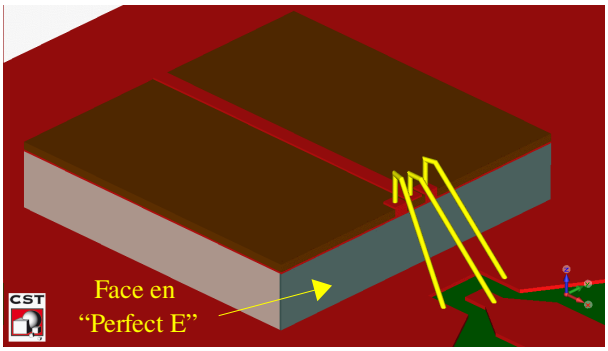


Figure 3.14: Illustration montrant la solution envisagée avec l'emplacement d'une surface "Perfect E"

W_micro	L_micro	H_micro	H_puce2	H_grd_micro	H_Si
0,075mm	1,7mm	0,01mm	0,0415mm	0,01mm	0,3033mm

Deuxièmement, pour remédier à l'excitation via les "wirebounds", on a rajouté une face qui a été définie en "Perfect E" qui apporte deux avantages (figure 3.14). Le premier est la bonne connexion entre les plans métalliques, et le second est que ce plan empêche la propagation des lignes de champs à l'intérieur du bloc puce et ainsi l'excitation du pavé en Silicium.

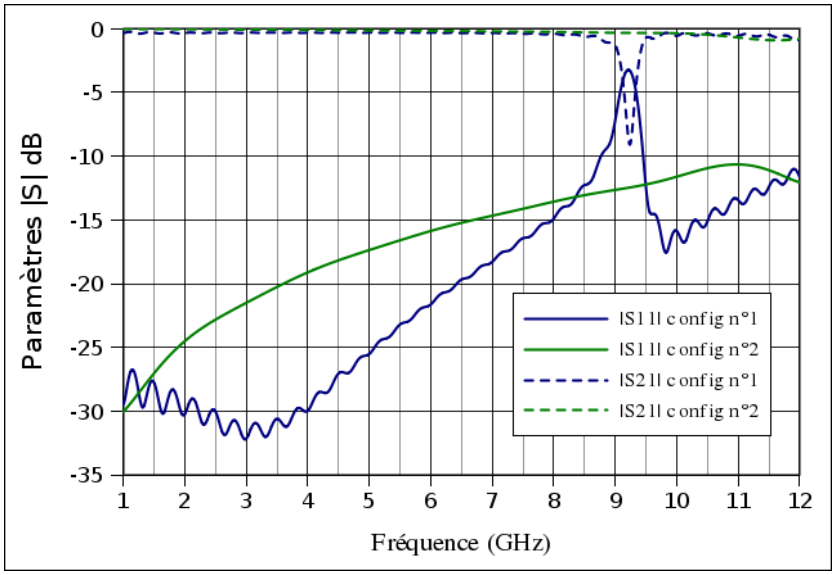


Figure 3.15: Comparaison des paramètres S des deux configurations du bloc "puce" modélisé avec CST

On observe clairement à travers les résultats de la figure 3.15 que la nouvelle configuration (config n°2) est nettement mieux adaptée que la précédente sur toute la bande de fréquences FCC. Le pic et la zone de désadaptation ont totalement disparus. L'amplitude du coefficient de réflexion de la config n°2 augmente toujours avec la fréquence mais tout en restant en dessous des -10dB. L'amplitude du coefficient de transmission promet une bonne transmission entre les deux ports sans perte d'énergie.

On conclut donc que cette nouvelle configuration peut être utilisée dans la suite de notre étude. C'est avec cette dernière que nous allons étudier l'influence des différents composants du bloc puce, sans que ces études soient perturbées par des zones de désadaptation parasites. On rappelle que dans toutes les études qui vont suivre, seul un paramètre variera à la fois, afin de bien distinguer les effets respectifs de chacun d'entre eux. Les paramètres et leurs définitions sont regroupées dans le tableau suivant:

Paramètre	Définition
L	Longueur du tronçon de ligne GCPW
M	Position suivant l'axe “x” du point d'appui du "wirebonds" central sur la ligne GCPW.
N	Position suivant l'axe “y” du point d'appui des "wirebonds" latéraux sur le plan de masse de l'antenne.
dpatch	Position du patch rajouté sur la piste.
Xpatch	Dimension du patch suivant l'axe “x”.
Ypatch	Dimension du patch suivant l'axe “y”.

3.3.2.2.1 Influence de la longueur du tronçon de ligne GCPW, « L »

Cette première étude consiste à faire varier la longueur du tronçon de ligne GCPW. Cela nous permet de savoir, lors de l'intégration de la puce dans un dispositif, si l'emplacement de cette dernière par rapport à la ligne a une grande importance ou pas. Les différents cas sont illustrés à travers les figures 3.16 à 3.18.

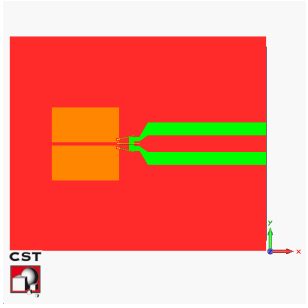


Figure 3.16: L GCPW = 3mm

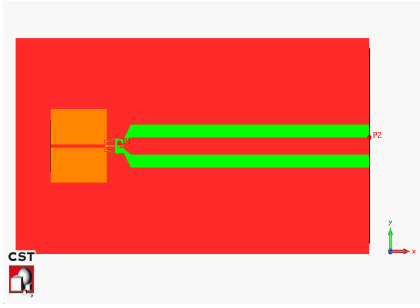


Figure 3.17: L GCPW = 7mm

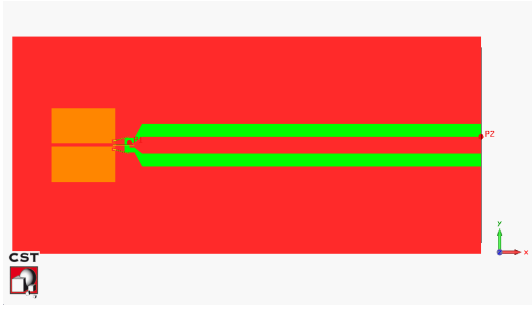


Figure 3.18: L GCPW = 9mm

Les résultats portant sur l'amplitude des paramètres |S| sont présentés ci dessous dans la figure 3.19.

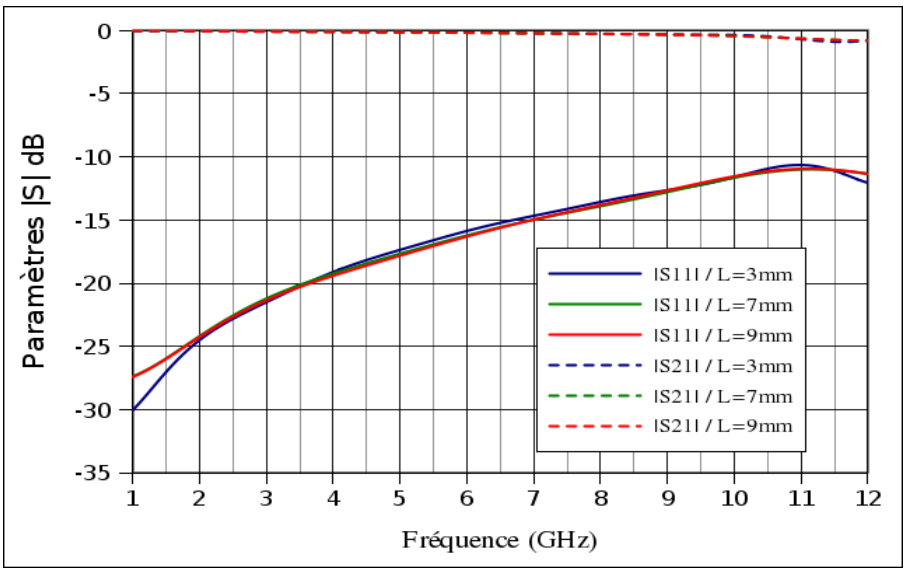


Figure 3.19: Influence du paramètre "L" sur l'amplitude des paramètres S

On remarque que quelque soit la longueur de ligne GCPW on a une bonne transmission du port 1 au port 2. La superposition des courbes confirme cette remarque. L'ajout d'un élément rayonnant à l'extrémité de la GCPW nécessite une certaine longueur afin d'obtenir le bon mode de propagation.

L'essentiel à retenir est que le bloc puce n'est pas dispersif en fonction de la longueur de la GCPW.

3.3.2.2.2 Influence du paramètre « M »

Précédemment, on a présenté les différentes techniques actuelles d'interconnexion. Le choix a été porté sur l'interconnexion par wirebondings. Ce dernier a été dicté par les avantages apportés par cette technique et l'adaptation à notre système.

Avant de présenter les résultats de l'étude paramétrique concernant la cote "*M*", nous allons décrire brièvement la technique de modélisation d'un wirebond. La technique consiste à simuler un wirebond entre deux tronçons de ligne GCPW (déjà caractérisés pour une impédance caractéristique de 50 Ohms et monomodales).

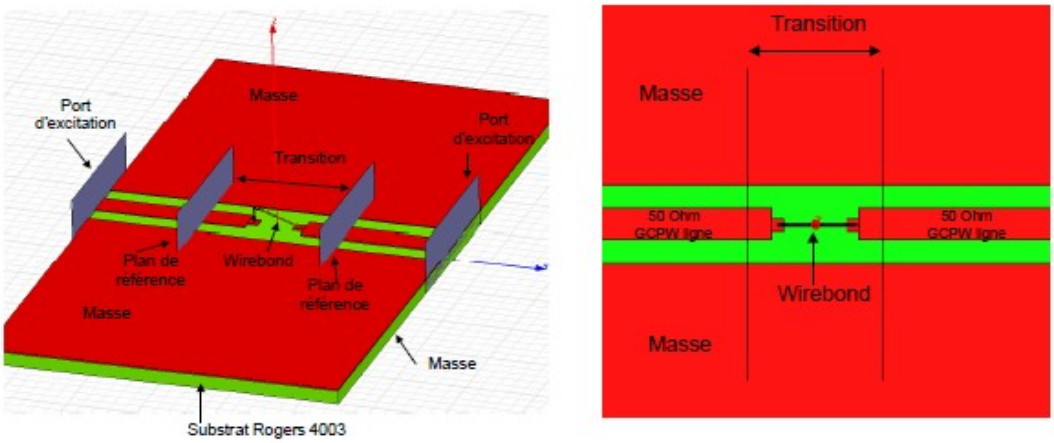


Figure 3.20: Illustration du bloc modélisé afin de caractériser un wirebond

On définit deux port principaux aux deux extrémités de la structure mais également deux ports de références. La partie située de chaque coté entre le port d'origine et le port de référence est soustraite de la simulation afin d'obtenir uniquement la simulation du wirebond, la partie dite "transition" (figure 3.20).

Cette méthode de simulation nous permettra de déduire des paramètres S obtenus un modèle électrique en π composé de deux capacités et une inductance (figure 3.21) **[III-01] [III–02] [III–03].**

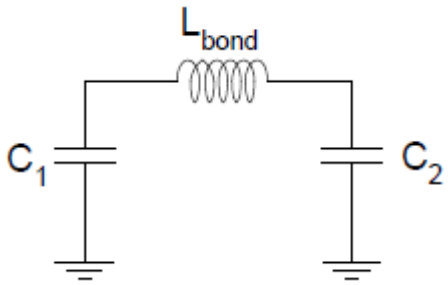


Figure 3.21: Illustration du modèle en "pi" d'un wirebond"

Les valeurs de C_1 , C_2 et L_{bond} sont extraites des paramètres S et Y obtenus lors de la simulation électromagnétique et des équations suivantes :

$$L_{bound} = \frac{-1}{2\pi f} \cdot Im\left(\left(\frac{1}{Y_{(1,2)}} + \frac{1}{Y_{(1,2)}}\right)/2\right) \quad (20)$$

$$C_1(f) = \frac{1}{2\pi f} \cdot Im\left(Y_{(1,1)} + Y_{(1,2)}\right) \quad (21)$$

$$C_2(f) = \frac{1}{2\pi f} \cdot Im\left(Y_{(2,2)} + Y_{(2,1)}\right) \quad (22)$$

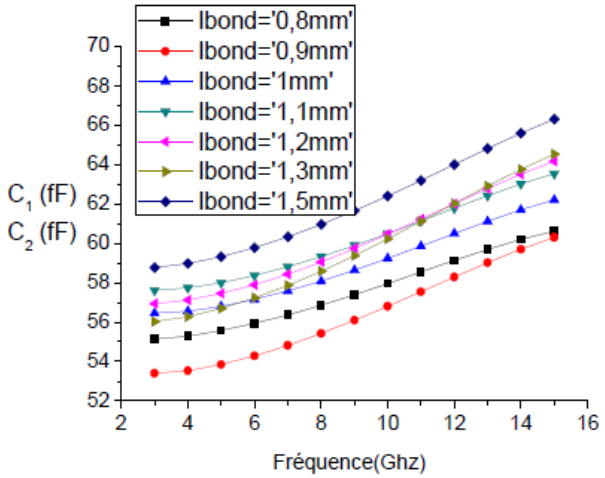


Figure 3.22: Extraction des capacités C1 et C2 du modèle en "pi" en fonction de la longueur du wirebond

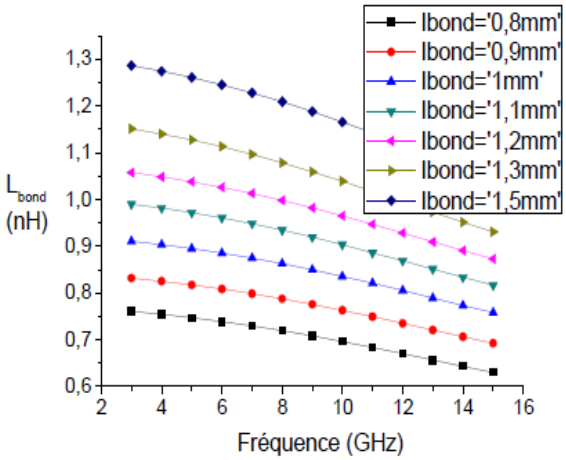


Figure 3.23: Extraction de l'inductance du modèle en "pi" en fonction de la longueur du wirebond

On remarque que plus la longueur du wirebond est grande plus l'inductance extraite est importante. La symétrie de la structure permet d'obtenir des capacité *C1* et *C2* égales.

On s'intéresse alors ici à ces "wirebonds". La section des fils est définie par la technologie utilisée. Ils sont en aluminium et ont un diamètre de 25 micromètres. Le point de base au niveau des pads est fixé par la conception de la ligne microruban, on s'est donc focalisé sur le point de chute des "wirebonds" sur la ligne GCPW imprimée sur le substrat d'accueil. On note que cette étude entraîne automatiquement une variation de la longueur des "wirebonds". Les différents cas sont illustrés dans les figures 3.24 à 3.27.

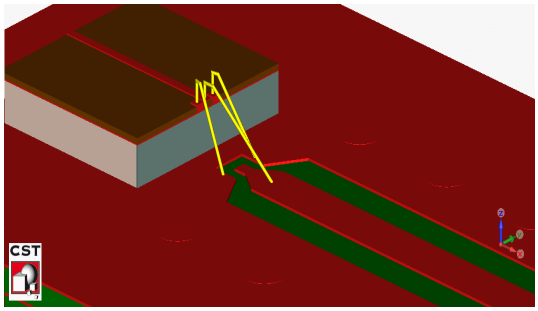


Figure 3.24: "M" = 0,25mm

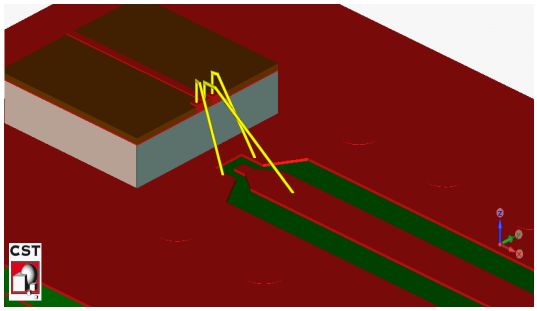


Figure 3.25: "M" = 0,5mm

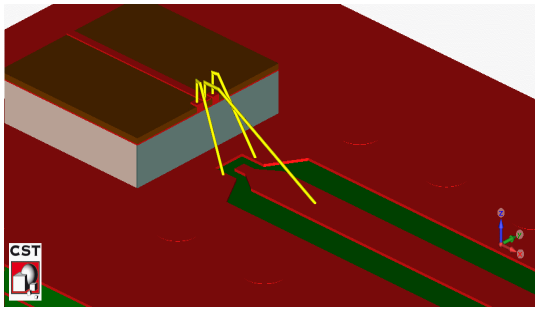


Figure 3.26: "M" = 0,75mm

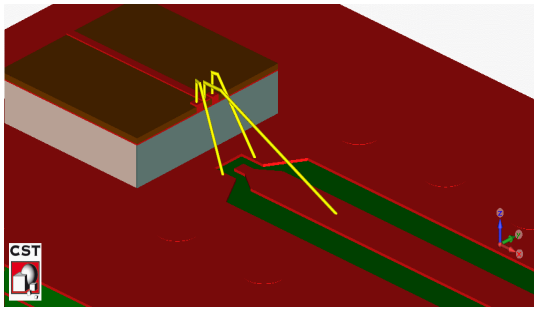


Figure 3.27: "M" = 1mm

Pour la variation du paramètre "M", les autres paramètres conservent des valeurs constantes: *L*=7mm ; *N*=2mm ; *dpatch*=0,3mm ; *Xpatch*=0,96mm ; et *Ypatch*=0,39mm. Les résultats (amplitudes des paramètres S) sont présentés dans la figure 3.28.

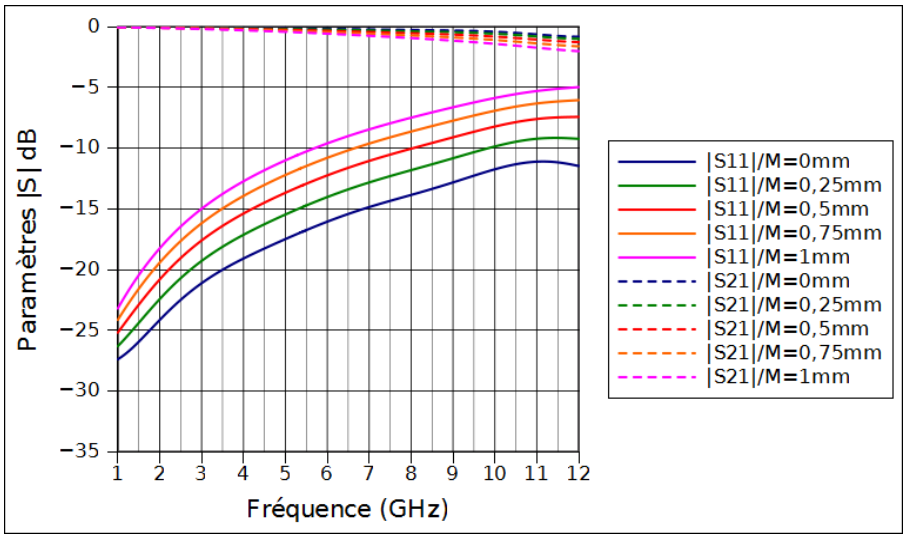


Figure 3.28: Influence du paramètre "M" sur l'amplitude des paramètres S

En se fiant à ces courbes, on observe que plus le wirebond central est long, moins bonne est l'adaptation. On conserve une adaptation à -10 dB sur toute la bande pour une valeur minimale de "*M*". On perd quasiment la moitié de la bande pour un passage de "*M*"=0mm à "*M*"=1mm. Ce paramètre est à la fois important et difficilement maîtrisable. Il est souvent limité par la technologie utilisée et par la rigidité du fil. Par exemple, le cas de "*M*"=1mm n'est envisageable qu'en étude de simulation, car réellement, ce wirebond se plierait ou se casserait par le simple principe de la gravité. Finalement, on en conclut que plus le wirebond portant le signal est court, meilleure est pour l'adaptation du système. On retiendra donc pour la suite la valeur de 0mm pour « M » (position initiale).

3.3.2.2.3 Influence du paramètre « N »

Après l'influence de la longueur du "wirebond" central portant le signal, on s'est intéressé à l'influence des "wirebonds" latéraux. On rappelle que ces "wirebonds" permettent d'assurer que toutes les masses soient au même potentiel dans tout le système. La variation de ce paramètre consiste à changer le point de chute des "wirebonds" sur le substrat d'accueil comme c'est illustré dans les figures 3.29 à 3.32. Cette variation, au contraire de celle de "*M*" est faite suivant l'axe "y".

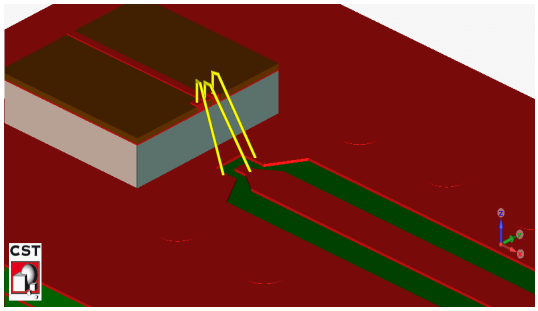


Figure 3.29: "N" = 2mm

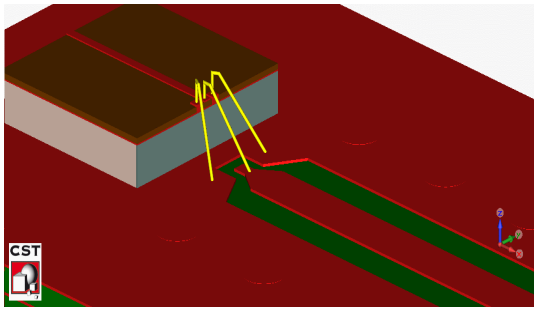


Figure 3.30: "N" = 12mm

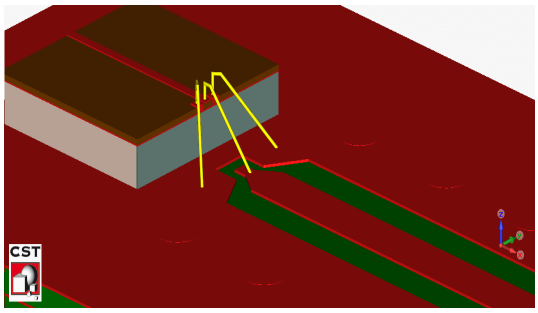


Figure 3.31: "N" = 22mm

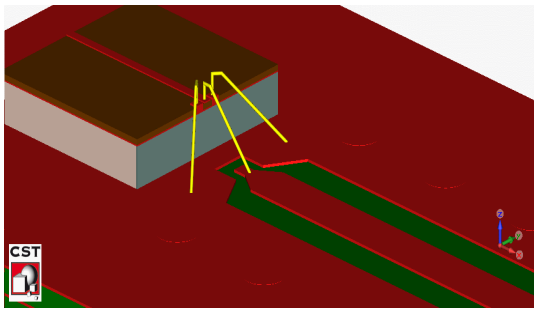


Figure 3.32: "N" = 32mm

Pour la variation du paramètre "*N*", les autres paramètres conservent des valeurs constantes: *L*=7mm ; *M*=0mm ; *dpatch*=0,3mm ; *Xpatch*=0,96mm ; et *Ypatch*=0,39mm . Les résultats en termes de paramètre S sont présentés dans la figure 3.33.

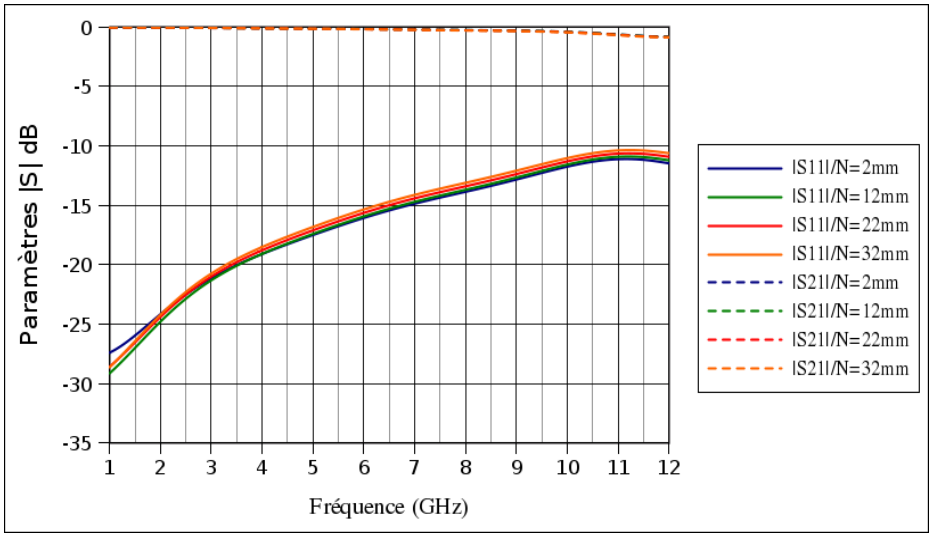


Figure 3.33: Influence du paramètre "N" sur l'amplitude des paramètres S

On observe à travers ces résultats que quelque soit l'écartement entre les "wirebonds", l'adaptation sur toute la bande FCC est conservée. Cette variation n'entraîne aucune perte d'énergie en elle même. Ceci met en valeur les deux principales fonctions de cette distribution des "wirebonds" latéraux: assurer la masse commune et assurer une transmission symétrique entre la ligne microruban de la puce et la GCPW du substrat d'accueil. On retiendra pour la suite la valeur de 2mm pour "N".

3.3.2.2.4 Influence du paramètre « Xpatch »

Dans ce qui va suivre, on va étudier les effets apportés par le patch imprimé qui a été rajouté sur la ligne GCPW. Si l'on résume les travaux réalisés par l'IM2NP (Marseille) **[III–03]**, ce patch à effet capacitif a été rajouté pour compléter la partie capacitive nécessaire afin d'obtenir un filtre CLC passe bas. La fréquence de coupure désirée est de 15 GHz sachant que nous concevons un système fonctionnant dans la bande FCC.

Cette technique a été utilisée et complétée afin d'analyser l'influence du patch sur le comportement de l'antenne. Nous avons étudié la longueur de ce patch dans sa dimension suivant l'axe « x » comme il est illustré dans la figure 3.34.

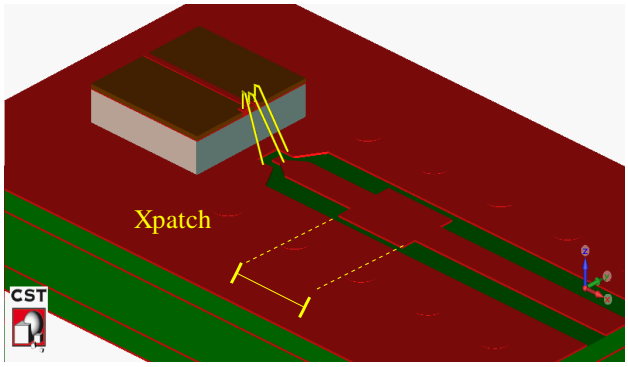


Figure 3.34: Illustration montrant l'emplacement du paramètre "Xpatch"

Pour la variation du paramètre "*Xpatch*", les autres paramètres conservent des valeurs constantes: *L*=7mm ; *N*=2mm ; *M*=0mm ; *dpatch*= 0,3mm; et *Ypatch*=0,79mm . Les résultats (amplitudes des paramètres S) sont présentés dans la figure 3.35.

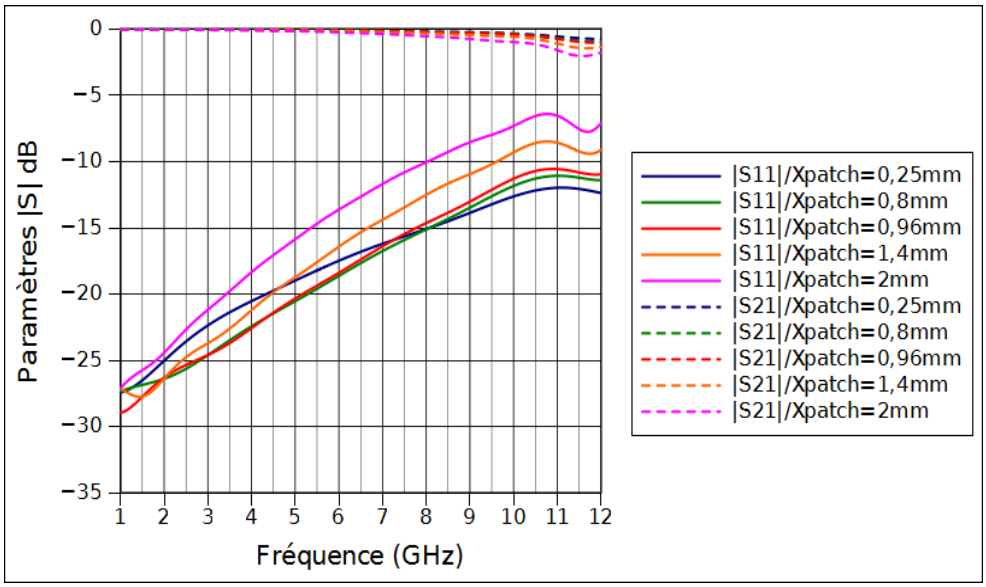


Figure 3.35: Influence du paramètre "Xpatch" sur l'amplitude des paramètres S

On constate que la meilleure adaptation est obtenue pour une longueur "*Xpatch*" minimale, notamment dans les fréquences hautes de la bande passante. Les deux cas dans lesquels "*Xpatch*" est supérieur à 0,96mm, on observe une réduction de la bande passante plus précisément dans les fréquences hautes.

De 3 GHz jusqu'à 7 GHz environ, la plus grande valeur de "*Xpatch*" montre une meilleure

adaptation. Cette logique est inversée pour la seconde tranche de fréquence (fréquences élevées). On retiendra pour la suite la valeur de 0,96mm pour "*Xpatch*".

3.3.2.2.5 Influence du paramètre « Ypatch »

Cette étude est similaire à la précédente à un détail près, celui de la dimension de la variation du patch. On étudiera la variation suivant l'axe "y". Il faut faire attention aux limites des valeurs étudiées afin d'éviter de créer un court circuit entre la ligne GCPW et les plans de masse latéraux si "*Ypatch*" est trop grand.

Pour la variation du paramètre « Ypatch », les autres paramètres conservent des valeurs constantes: L=7mm ; N=2mm ; dpatch=0,3mm ; M=0mm ; et Xpatch=0,96mm . Les résultats (amplitudes des paramètres S) sont présentés dans la figure 3.36.

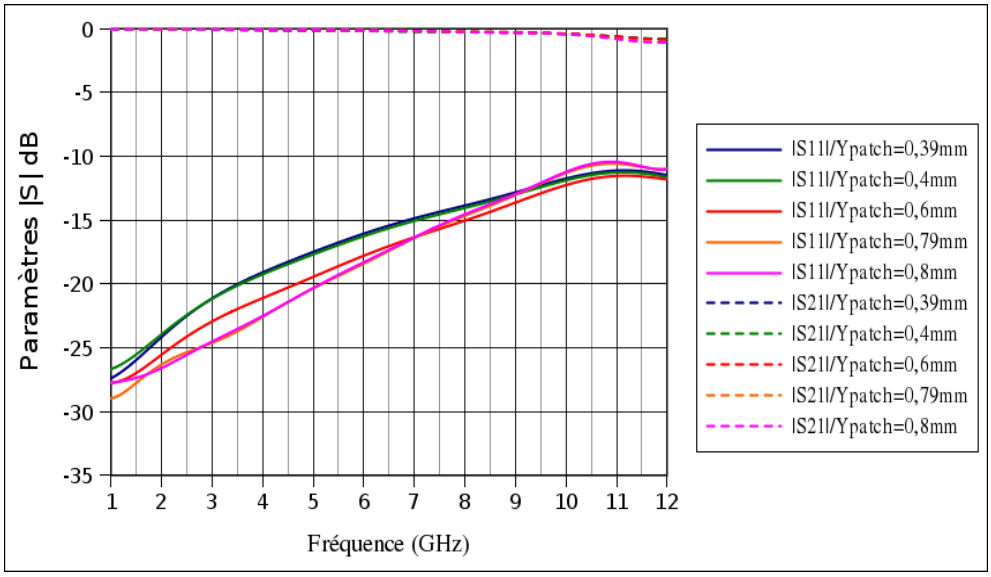


Figure 3.36: Influence du paramètre "Ypatch" sur les paramètres S

Quelque soit la valeur de "*Ypatch*", la bande FCC est conservée dans sa totalité. La variation n'a pas un comportement uniforme à toutes les fréquences. Jusqu'à 9,5 GHz on peut affirmer que plus "*Ypatch*" est grand meilleure est l'adaptation. Un écart de 3 dB en moyenne sur le |S11| s'affiche entre les deux variations les plus écartées : 0,39mm et 0,8mm. Cette affirmation n'est plus totalement correcte dépassant les 9,5 GHz. Ceci dit on retiendra la valeur de 0,79mm pour "*Ypatch*" car se fiant aux courbes respectives, elles ont un meilleur comportement général sur la globalité de la bande FCC.

Notons que les valeurs de "*Xpatch*" et "*Ypatch*" ont essentiellement été fixé suite à l'étude de la transition faite par l'IM2NP. Ces valeurs permettent de remplir le cahier des charges qui a été défini tout en conservant une adaptation dans la bande FCC.

3.3.2.2.6 Influence du paramètre « dpatch »

Après avoir fixé les dimensions du patch, on s'est intéressé à son emplacement sur la ligne GCPW. Pour cela on a défini le paramètre "*dpatch*". Plusieurs exemples de la variation de "*dpatch*" sont illustrés dans les figures 3.37 à 3.39.

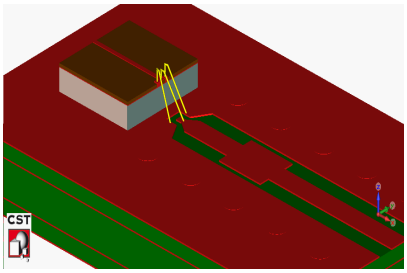


Figure 3.37: "dpatch" = 1mm

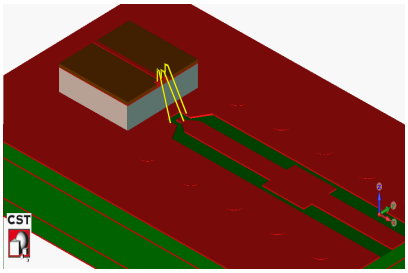


Figure 3.38: "dpatch" = 2mm

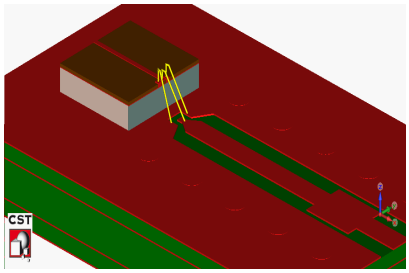


Figure 3.39: "dpatch" = 3mm

Pour la variation du paramètre « d », les autres paramètres conservent des valeurs constantes: L=7mm ; N=2mm ; Xpatch=0,96mm ; et Ypatch=0,79mm. Les résultats (amplitudes des paramètres S) sont présentés dans la figure 3.40.

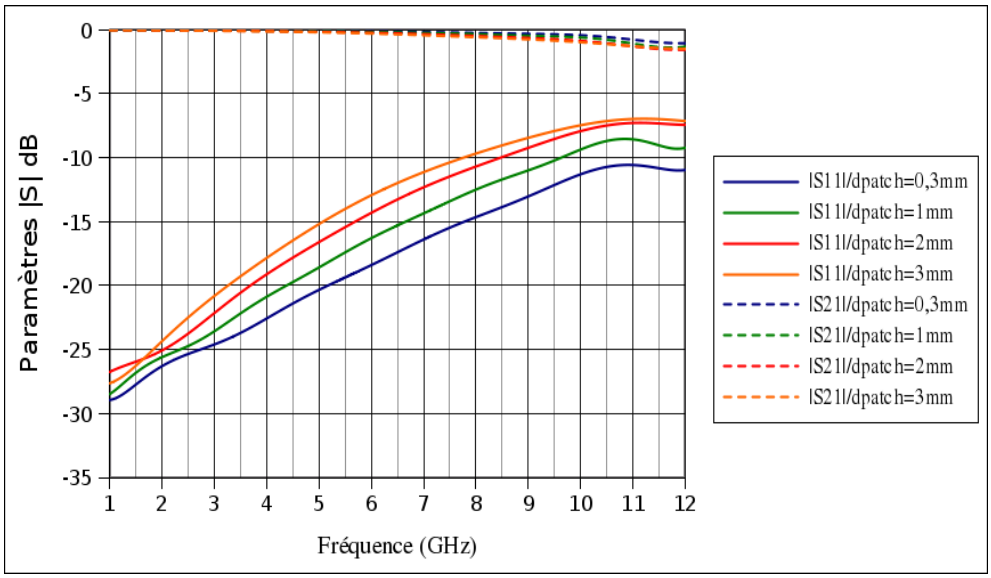


Figure 3.40:Influence du paramètre "dpatch" sur l'amplitude des paramètres S

D'après les résultats, ce paramètre ne peut être négligé. Plus le patch est loin de la puce, plus on perd en bande passante, principalement en fréquence haute.

3.3.2.3 Conclusion et choix des paramètres

On comprend par là que outre son rôle primordial dans la composition de la transition, le patch a également une influence sur l'adaptation de l'élément rayonnant et essentiellement en fonction de sa longueur et de son emplacement sur la ligne GCPW. La meilleure adaptation sur toute la bande FCC est obtenue pour la valeur 0,3mm qui sera retenue pour la suite des études.

On peut également noter que le système composé du wirebond central et du patch forme un filtre passe bas. Cette fonctionnalité est intéressante vis à vis du signal généré. Grâce à ce filtre composé par les capacités intégrées sur la puce, par les inductances caractérisées par les "wirebonds" et les capacités du circuit imprimé et complété par le patch, la fréquence de coupure du signal généré est de 15 GHz.

De cette étude paramétrique, on conclue qu'il y a des paramètres qui ont beaucoup plus d'influence que d'autres. On distingue les paramètres "*M*", "*Xpatch*" et "*dpatch*" qui suivant leurs valeurs croissantes réduisent considérablement la bande passante. Les paramètres "*L*" et "*N*" se montrent passifs dans la bande FCC, tandis que "*Ypatch*", lui, se manifeste légèrement dans cette même bande

de fréquence. Enfin, quelques soient les paramètres étudiés, on peut remarquer que l'adaptation se dégrade avec la fréquence.

En se basant sur les résultats obtenus, les dimensions de tous ces paramètres ont été fixées afin de poursuivre nos études. Le choix a été fait afin d'obtenir la meilleure adaptation possible sur toute la bande FCC.

Le choix de ces paramètres est essentiellement lié au bon fonctionnement de la transition et donc aux études réalisées dans le développement du filtre CLC passe bas (capacités puce / inductance "wirebonds" / capacité patch imprimé). Lors de notre étude sur les mêmes éléments, nous avons également étudié leur influence sur l'adaptation de l'antenne.

Ainsi, les dimensions fixées ici sont: *M*=0mm; *N*=2mm; *dpatch*=0,3mm; *Xpatch*=0,96mm et *Ypatch*=0,79mm

On a donc pu concevoir, à l'issu de cette étude, une modélisation du bloc puce adaptée sur toute la bande FCC et se rapprochant au plus prés de la réalisation. La puce réalisée **[III – 04]** ainsi que son modèle figurent côte à côte dans les figures 3.41 et 3.42.

Figure 3.41: La puce et les "wirebounds" réalisés

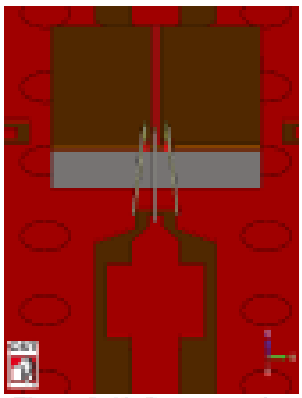


Figure 3.42: La puce et les "wirebounds" modélisés

3.4 Intégration des antennes sur les cartes

Dans cette partie du chapitre, on va évoquer l'intégration des antennes qui ont été développées précédemment (voir Chapitre 2). On rappelle que ces antennes ont été adaptées pour deux configurations en fonction de la largeur du plan de masse.

3.4.1 Présentation des cartes

Les cartes présentées dans cette partie sont la concrétisation d'une bonne collaboration entre le LEAT et l'IM2NP (figures 3.43 et 3.44). Après avoir présenté les deux antennes fonctionnant dans la bande FCC avec deux configurations différentes, on a donc réalisé deux cartes dans lesquelles la largeur des plans de masse liée au bon fonctionnement de l'antenne est respectée. Mais afin d'exploiter ces cartes au maximum, d'autres options envisagées ont été ajoutées.

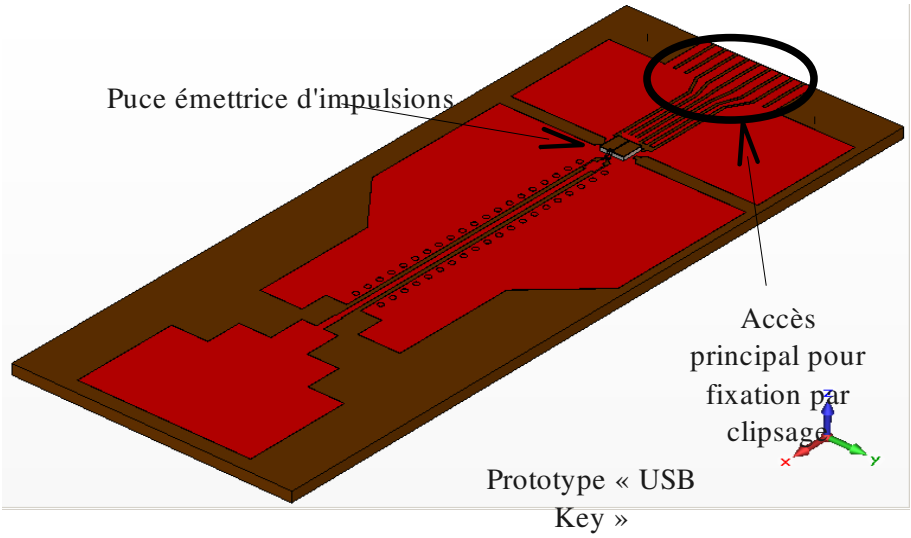


Figure 3.43: Modélisation du prototype de la configuration de format "USB Key"

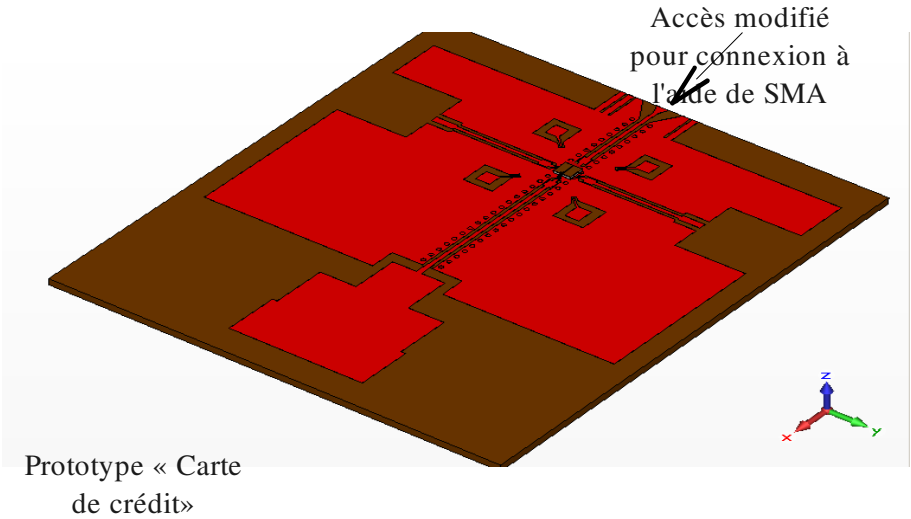


Figure 3.44: Modélisation du prototype de la configuration de format "Carte de crédit"

L'objectif principal a été de concevoir des cartes caractérisant des systèmes entiers ou encore faisant l'objet d'une base pour la réalisation de prototypes. Ces prototypes ont été envisagés pour une même application de base qui est la transmission d'impulsions. Les deux cartes sur lesquelles sont intégrées les antennes sont illustrées dans les figures 3.43 et 3.44.

L'application de type "USB Key" est illustrée dans la figure 3.43. Elle a la particularité d'être moins encombrante, due à son plan de masse étroit. Les dimensions totales de cette configuration sont 50*17 mm².

La seconde figure (figure 3.44) représente la conception du prototype dont les applications se rapprocheraient de celles du type "Carte de crédit". On y distingue différents accès qui n'ont pas été exploités lors de nos études mais qui peuvent être utilisés pour y connecter d'autres antennes. Ces antennes pouvant fonctionner dans la même bande de fréquence ou dans des normes différentes. Les dimensions de ce prototype sont de 47*40mm².

On remarque que l'accès principal est différent dans les deux configurations. Dans le premier cas (USB Key), l'accès en forme de plusieurs pistes imprimées correspond à une connexion par un système de "clipsage". Ce type de connexion n'a pas été retenu longtemps à cause de sa fragilité et n'a été réalisé qu'une seule fois sur un prototype. Cette réalisation nous a permis de valider la bonne intégration de l'antenne et la possibilité de transmission d'impulsions.

Le prototype "Carte de crédit" a un accès qui a été modifié et réadapté afin de pouvoir y connecter un connecteur SMA. Ce type de connexion est plus rigide ce qui rend les prototypes manipulables. Ceci nous a également permis de caractériser nos prototypes.

3.4.2 Résultats des cartes

Afin de pouvoir comparer les résultats des prototypes simulés et réalisés, il a fallu utiliser la méthode de connexion à l'aide de SMA.

Les prototypes ont été simulés une seconde fois avec un SMA modélisé à l'extrémité de la ligne GCPW. Les résultats obtenus à l'aide de CST Microwave Studio et de HFSS (Ansoft) ont été comparés avec ceux mesurés des prototypes réalisés. Les figures 3.45 et 3.46 montrent l'amplitude des paramètres S11 simulé et mesuré des 2 prototypes: USB Key et Carte de crédit respectivement. Les mesures ont été faites à l'aide d'un analyseur vectoriel Ginsus ZVM.

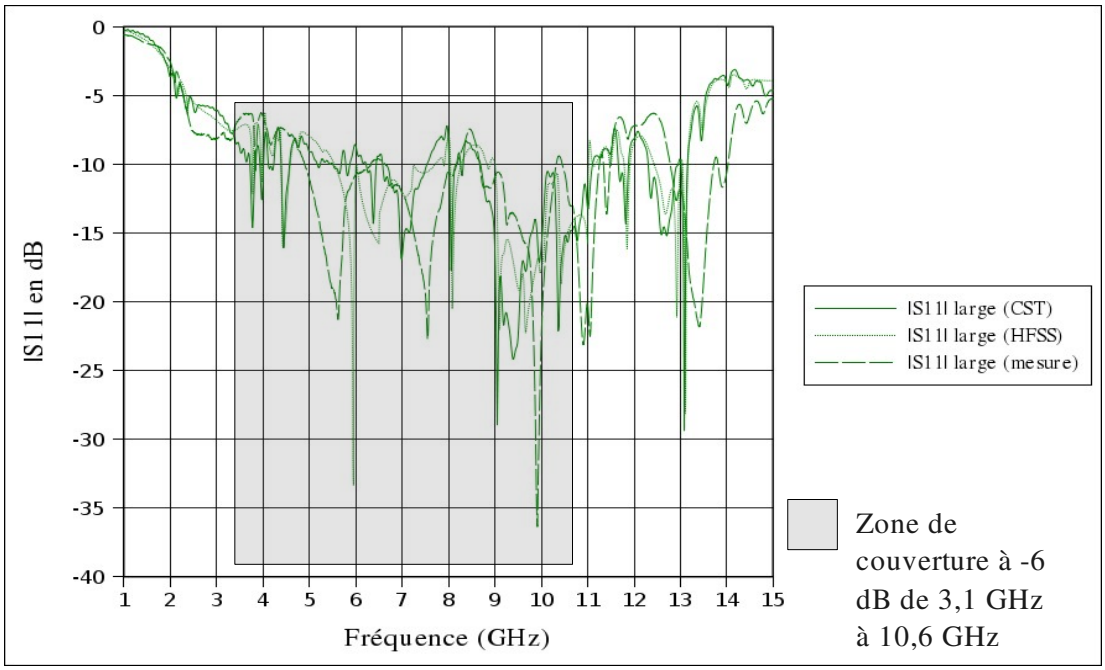


Figure 3.45: Comparaison de l'amplitude des paramètres S11 simulé (HFSS et CST) et mesuré du prototype de format "USB Key"

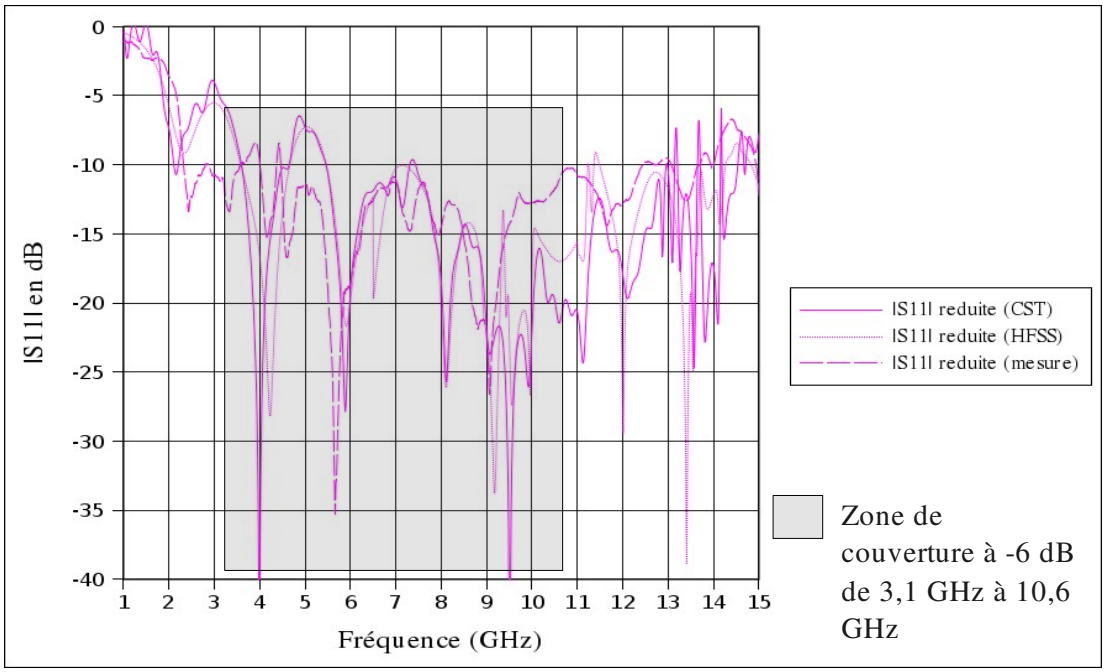


Figure 3.46: Comparaison de l'amplitude des paramètres S11 simulé (HFSS et CST) et mesuré du prototype de format "Carte de crédit"

Les résultats obtenus montrent une bonne adaptation de nos prototypes dans la bande FCC. Les courbes respectives des deux logiciels de simulation et celle correspondant aux mesures sont cohérentes. Ceci dit, à travers ces mesures, on constate que l'antenne est bien adaptée dans son environnement complexe (réel). Ceci est une très bonne base en vue d'une intégration.

Ces deux prototypes ont également été simulés en y intégrant le bloc puce modélisé. Ces simulations demandent énormément de ressources et sont longues (3 à 4 jours afin d'obtenir les diagrammes de rayonnement des structures). On s'est donc intéressé à simuler chacun des prototypes une fois afin d'extraire l'influence de la puce sur l'adaptation du système.

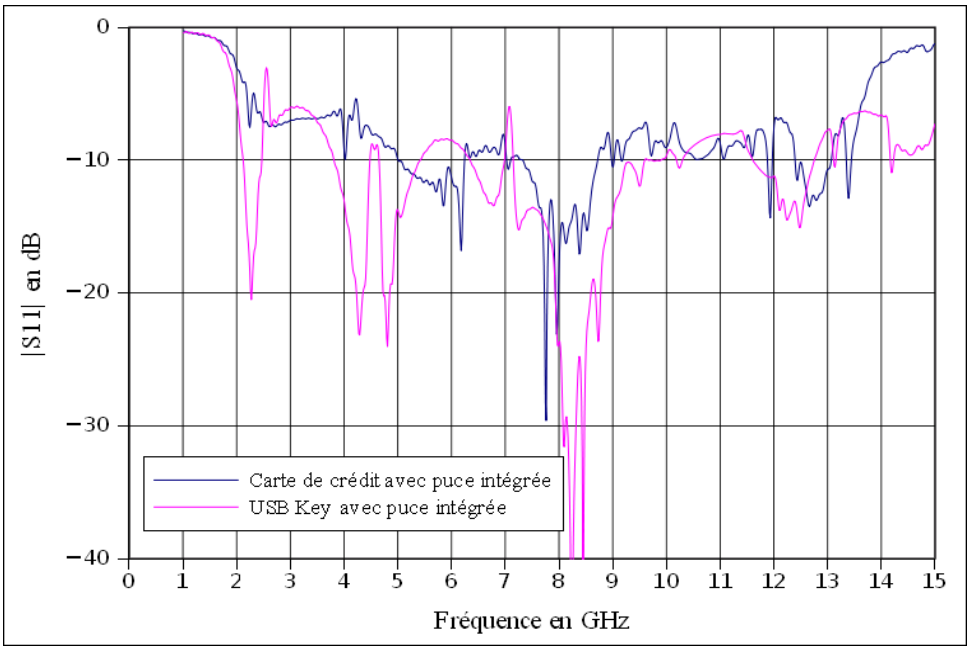


Figure 3.47: Comparaison de la simulation des deux prototypes avec la puce intégrée

On constate que l'intégration du bloc de la puce modélisée ne désadapte pas les structures. Comparés aux résultats des figures 3.45 et 3.46, on remarque que la stabilité du prototype "carte de crédit" est conservée (figure 3.47). Les différences existantes entre les résultats respectifs à chaque prototype sont uniquement dues à la modification de l'excitation de l'élément rayonnant et à la longueur de la ligne GCPW.

3.5 Caractérisation des antennes (prototypes) ULB

Dans ce paragraphe, les prototypes (figures 3.51 et 3.52) réalisés et intégrant les antennes sont caractérisés. Dans le cadre d'une collaboration étroite au sein de la même équipe "ULB" du laboratoire "LEAT", et dans le cadre du projet MIMOC, nous nous sommes basés sur l'essentiel des travaux réalisés par Mr. G. Clementi **[III–05]** sur la caractérisation des antennes ULB. L'objectif de cette caractérisation est la mise en évidence des performances de ces antennes (dans les deux configurations) dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Ces performances sont regroupées dans la réponse de ce système linéaire (l'antenne) qui est à déterminer. Elle peut être définie par la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel et par la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel.

Une chaîne de transmission est généralement composée de plusieurs sous systèmes. Le signal d'entrée E (exprimé en Volts, Watts ou Ampères) est transmis à une antenne d'émission composant le premier sous-système de la chaîne et caractérisé par H_{tx}. Ensuite, le signal se propage dans un canal (généralement dans l'air) symbolisé par H_{ch}. Enfin, la réception du signal S est faite à l'aide d'une antenne de réception de fonction caractéristique H_{rx}. Cette décomposition est illustrée dans la figure 3.48. Ainsi, la fonction de transfert du système est exprimée par la formule algébrique suivante:

$$H = H_{tx} \cdot H_{ch} \cdot H_{rx} = S/E \quad (23)$$

Dans le domaine fréquentiel, cette multiplication est assimilée à une mise en série de plusieurs filtres. Ainsi, on en déduit que l'antenne constitue le premier filtre sélectif de la chaine de transmission. Plus cette antenne est sélective et adaptée dans la bande de fréquence de travail, moins il y aura de traitements de signaux à la réception du système.

La figure 3.48 montre que le signal reçu n'est pas le même que celui envoyé. Il est déformé à chaque étape et donc à chaque sortie de sous système. Toute déformation du signal prise en compte et donc évaluée par la fonction de transfert (ou la réponse impulsionnelle).

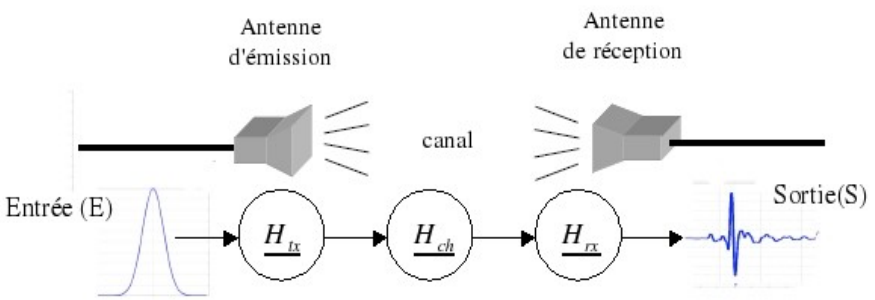


Figure 3.48: Principe d'une chaîne de transmission avec les différentes fonctions de transfert

La réponse finale du système n'est autre que l'association de toutes ces déformations dans le domaine temporel. La fonction de transfert dans le domaine fréquentiel peut être déduite de la réponse impulsionnelle par une transformée de Fourrier des résultats obtenus. Elle peut également être mesurée directement dans le domaine fréquentiel.

Afin d'obtenir une chaîne de transmission sans distorsion, il faut que l'amplitude de la fonction de transfert du système soit constante et que sa phase soit linéaire.

3.5.1 Fonction de transfert

Une antenne ultra large bande comme les antennes à bande étroite présentent plusieurs caractéristiques qui les différencient les unes des autres. Les principales caractéristiques sont le gain, le diagramme de rayonnement, l'adaptation, et la polarisation. C'est en fonction des performances de l'antenne que son domaine d'application est défini. La fonction de transfert d'une antenne est établie par ces caractéristiques.

Certaines caractéristiques sont plus importantes que d'autres suivant le domaine d'application de l'antenne. Pour les applications radar, on s'intéressera plus à la directivité et à la polarisation, tandis que pour des applications d'objets communicants et à la forme du diagramme de rayonnement sont primordiaux, ainsi que l'adaptation de l'antenne. Dans ce cas, les informations intéressantes sont regroupées dans la fonction de transfert global de la chaîne de transmission.

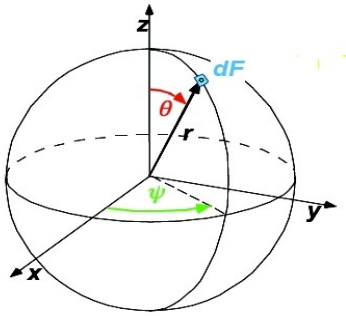


Figure 3.49: Système de coordonnées

Le système de coordonnées de la figure 3.49 est utilisé afin de définir la fonction de transfert d'une antenne. Elle dépend essentiellement de la fréquence ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$) et de la direction définie par les angles θ et ϕ , $H(\omega, \theta, \phi)$. Comme le montre la figure 3.49, la totalité de l'espace étudié est constituée de la combinaison de plusieurs portions surfaciques élémentaires définies par $dF = r^2 \cdot \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\phi$. La distance r définit si l'étude est faite en champ lointain ou en champ proche. L'étude est considérée en champ lointain lorsque $r > \frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$ avec un λ à la fréquence basse de la bande de travail. La totalité des mesures réalisées dans cette thèse ont été faites en champ lointain.

Considérant une même antenne en émission et en réception, sa fonction de transfert n'est pas exactement identique. D'après le théorème de réciprocité de "Rayleigh-Carson", la fonction de transfert en réception se déduit de celle en émission par une dérivée, en considérant le même environnement dans les deux cas. On peut donc écrire: $H_{tx}(\omega, \theta, \phi) = \frac{j\omega}{c_0} \cdot H_{rx}(\omega, \theta, \phi)$ (24), avec c_0 la célérité de la lumière dans l'air.

On peut exprimer la fonction de transfert de la totalité du système par:

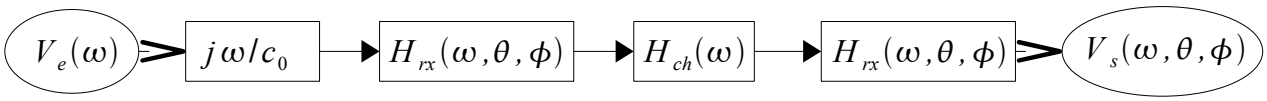
$$\begin{gathered} H_{système}(\omega,\theta,\phi)=\frac{V_{sortie}(\omega,\theta,\phi)}{V_{entrée}(\omega)} \\ H_{système}(\omega,\theta,\phi)=H_{transmission}(\omega,\theta,\phi)\cdot H_{canal}(\omega)\cdot H_{réception}(\omega,\theta,\phi) \\ H_{système}(\omega,\theta,\phi)=H_{tx}(\omega,\theta,\phi)\cdot H_{ch}(\omega)\cdot H_{rx}(\omega,\theta,\phi) \\ H_{système}(\omega,\theta,\phi)=\frac{j\omega}{c_0}H_{rx}(\omega,\theta,\phi)\cdot H_{ch}(\omega)\cdot H_{rx}(\omega,\theta,\phi) \end{gathered} \quad (25)$$

avec la fonction de transfert du canal de propagation (air), la relation en champ lointain, exprimée par:

$$H_{ch}(\omega)=\frac{e^{\frac{j\omega d}{c_0}}}{d} \quad (26)$$

où d est la distance séparant les ouvertures des deux antennes, exprimée en (m). Ainsi la fonction de transfert du canal est exprimée en m^{-1}. Tandis que la fonction de transfert de la totalité du système n'a pas d'unité.

On peut donc schématiser la chaîne de transmission de la façon suivante:



Le signal d'entrée représenté par une tension ne dépend que de la fréquence et donc de ω. L'antenne d'émission ne bouge pas lors de la mesure d'un plan. Par contre, le signal qui est reçu par l'antenne de réception dépend de $(\theta et \phi)$ et de la fréquence (ω). L'antenne placée en réception effectue différentes rotations afin de couvrir tout un plan de mesure.

3.5.1.1 Choix de l'antenne de référence

L'antenne de référence utilisée a été placée en émission. Cette antenne est le cornet SH2000 fabriqué par la société Satimo (figure 3.50). Afin de bien caractériser l'antenne testée, on doit connaître toutes les caractéristiques de l'antenne de référence. Premièrement, on se réfère à la fiche technique du fournisseur. La SH2000 présente une très bonne adaptation sur une bande s'étalant de 2 GHz jusqu'à 32 GHz. Ceci se manifeste par un VSWR inférieur à 1,9 (|S11| < -10 dB) sur toute cette bande. Son gain varie entre 4 et 15 dBi. Elle est directive dans le sens de son ouverture avec une polarisation linéaire. Son entrée est conçue de telle manière à être adaptée à 50 Ohms afin d'être connecter à n SMA. Cette antenne est très peu dispersive, ce qui réduit fortement les déformations que peuvent subir les impulsions émises.

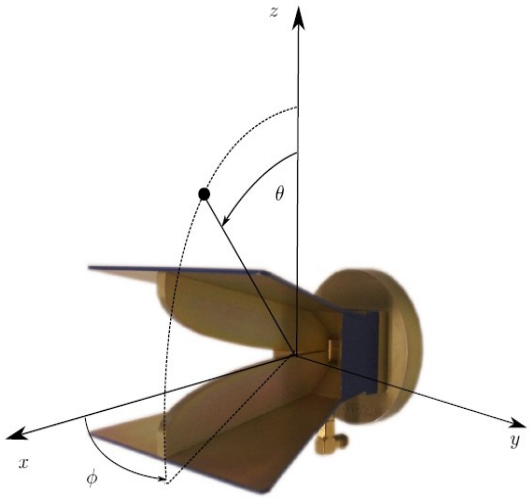


Figure 3.50: Antenne de référence (SH2000)

Les dimensions du cornet SH2000 sont de 103,7mm pour l'axe des "x" (profondeur de l'antenne), de 108mm pour les deux arêtes parallèles suivant l'axe des "y" (dans le plan de l'ouverture de l'antenne) et de 61,4mm suivant l'axe des "z" (hauteur dans le plan de l'ouverture). Le support cylindrique est vissé sur un support en bois et entourée par la suite par des absorbants. Les antennes sous test (AUT: Antenna Under Test) seront mesurées suivant deux polarisations. Cette différence de mesure est concrétisée par une rotation de $90°$ de l'antenne d'émission.

3.5.1.2 Les antennes sous test (AUT)

Les antennes caractérisées sont les deux prototypes (carte de crédit et clé USB) déjà présentés précédemment. Ces prototypes (figures 3.51 et 3.52) n'intègrent pas la puce émettrice d'impulsion. À la place du circuit imprimé (les pistes) permettant le "clipsage", un évasement a été modélisé afin de pouvoir adapter la connexion du prototype à un connecteur SMA.

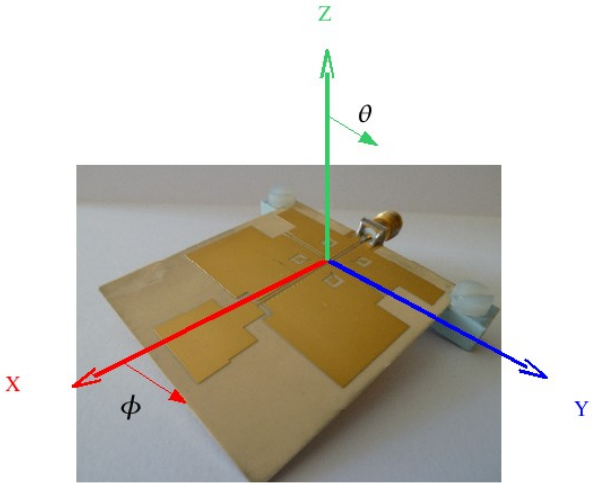


Figure 3.51: Prototype réalisé (carte de crédit) associé au système de coordonnées

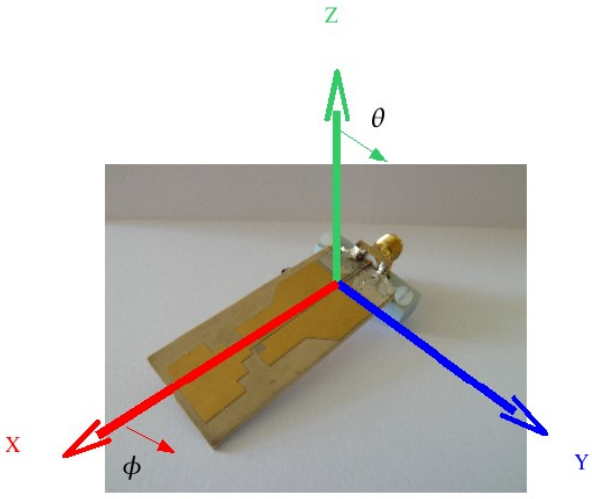


Figure 3.52: Prototype réalisé (USB Key) associé au système de coordonnées

Ces deux prototypes sont placés en réception. Ils sont fixés sur une tour mobile sous commande. La tour permet de faire un balayage de -180° à +180°. Le support de l'antenne est également mobile

permettant ainsi une rotation de 360°. Ce dispositif permet de mesurer différents plans des prototypes.

Les différents plans étudiés sont au nombre de trois:

- Le premier plan nommé "plan XOY" est défini par une variation de $\phi°$ pour un angle $\theta°$ constant de 90°.
- Le deuxième plan nommé "plan XOZ" est défini par une variation de $\theta°$ pour un angle $\phi°$ de 0°.
- Le troisième plan nommé "plan YOZ" est défini par une variation de $\theta°$ pour un angle $\phi°$ constant de 90°.

La meilleure précision des appareils de mesures dans le domaine fréquentiel favorise plus les mesures dans ce domaine que celles réalisables dans le domaine temporel. Les deux types de processus de mesure (fréquentiel et temporel) seront présentés.

3.5.2 Processus de mesure en fréquentiel

Ce processus consiste à caractériser les antennes AUT dans le domaine fréquentiel afin de définir la fonction de transfert et d'en déduire le gain et le diagramme de rayonnement des deux prototypes.

Les mesures se sont déroulées dans la chambre anéchoïde du LEAT.

La chaîne de transmission est composée principalement d'un analyseur vectoriel, de l'antenne d'émission (SH2000), de câbles et de l'antenne de réception (AUT). Les ouvertures des deux antennes sont suffisamment séparées d'une distance assurant la condition du rayonnement en champ lointain. Les résultats sont recueillis sur l'analyseur de réseau.

L'antenne d'émission peut pivoter de 90° afin de changer la polarisation des mesures, ce qu'on appellera par la suite polarisation Gain θ et Gain ϕ. L'antenne AUT est beaucoup plus mobile afin de couvrir plusieurs plans de mesures. Le positionneur sur lequel elle est fixée permet un balayage et une variation suivant $\theta et \phi$.

Les mesures sont effectuées avec un pas fréquentiel de 25 MHz sur une bande de fréquence allant de 1 GHz jusqu'à 20 GHz.

La campagne de mesure dans le domaine fréquentiel s'est déroulée en trois étapes. Ces étapes permettent de caractériser les différents éléments de la chaîne.

Une première mesure permet d'extraire la fonction de transfert du système $H_{système}(\omega)$ composé par les appareils de mesures et des câbles de connexions (figure 3.53).

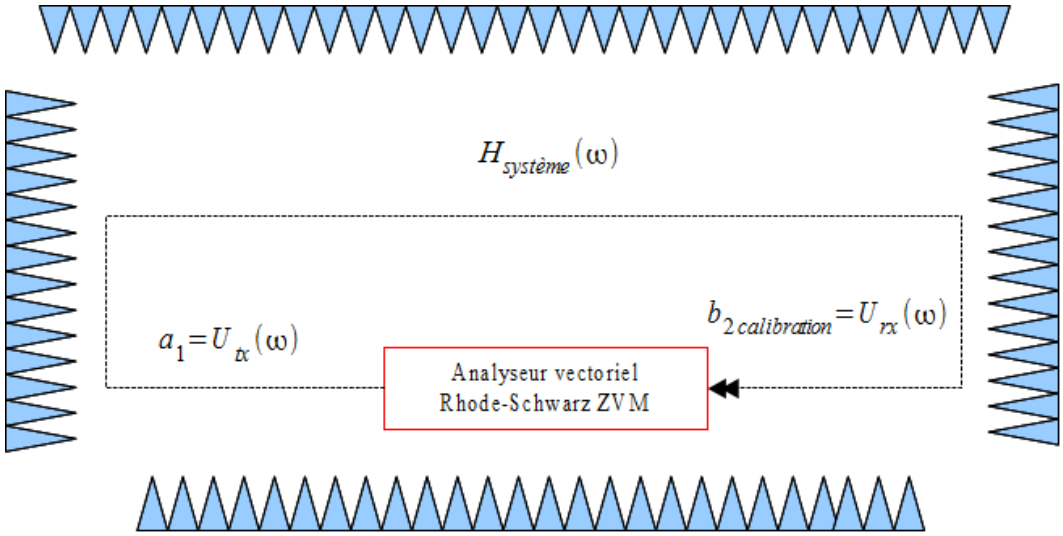


Figure 3.53: Système permettant de trouver la fonction de transfert du système

Ceci nous permettra par la suite de normaliser les mesures de coefficients de transmission S_{21} avec la mesure de calibration:

$S_{21} = \frac{S_{21\,mesuré}}{S_{21\,cal}}$ (27) avec $S_{21mesuré}$ comme étant la mesure brute faite avec l'analyseur vectoriel.

La seconde mesure est celle permettant d'extraire la fonction de transfert de l'antenne d'émission La seconde mesure est celle permettant d'extraire la fonction de transfert de l'antenne d'émission (cornet SH2000) $H_{référence}(\omega, \theta, \phi)$, qui sert d'antenne de référence. Pour cela deux antennes SH2000 sont mises l'une à l'émission et l'autre à la réception (figure 3.54).

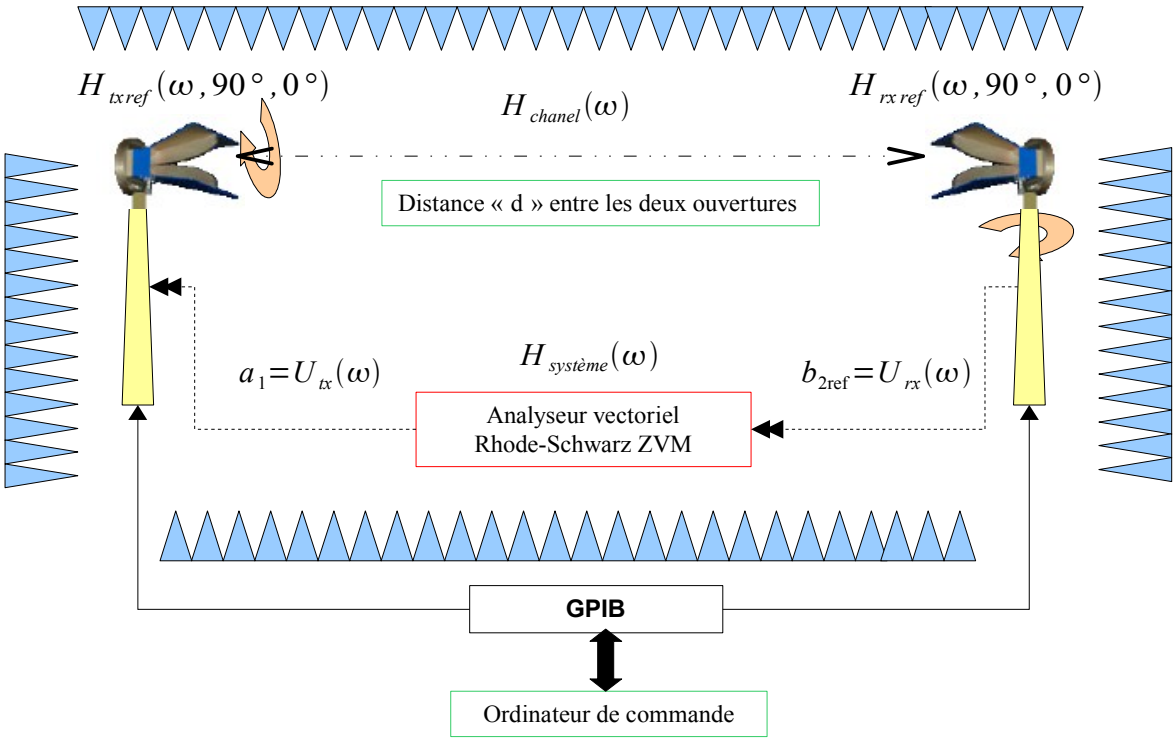


Figure 3.54: Système permettant de trouver la fonction de transfert de l'antenne de référence

On obtient donc un coefficient de transmission, en utilisant la relation "Rayleigh-Carson" reliant la fonction de transfert de l'antenne d'émission à celle en réception (dans le cas de deux antennes identiques) :

$$S_{21\,réference}=S_{21\,rx\,ref}=\frac{b_{2\,référence}}{a_1}=\frac{b_{2\,ref}}{a_1}=\frac{j\omega}{c_0}\cdot H_{rx\,ref}\cdot\left(\frac{e^{\frac{j\omega d}{c_0}}}{d}\right)\cdot H_{rx\,ref}=\frac{j\omega}{c_0}\cdot H^2_{rx\,ref}\cdot\left(\frac{e^{\frac{j\omega d}{c_0}}}{d}\right) \quad (28)$$

avec $b_{2\,référence}=b_{2\,ref}$ représentant le signal que l'on obtient avec la SH2000 en réception, a_1 le signal fréquentiel excitant la SH2000 en émission et la pulsation caractérisée par $\omega=2\cdot\pi\cdot f$ (29)

On en déduit donc que :

$$H_{rx\,ref}=\sqrt{\frac{S_{21\,ref}\cdot d\cdot c_0}{j\cdot\omega\cdot e^{\frac{j\cdot\omega\cdot d}{c_0}}}} \quad (30)$$

$H_{rx\,ref}$ étant la fonction de transfert du cornet SH2000 en réception.

La dernière étape consiste à mesurer l'antenne AUT. Il suffit donc de remplacer l'antenne de référence (posée en réception) de la manipulation précédente par les antennes que l'on souhaite caractériser (figure 3.55).

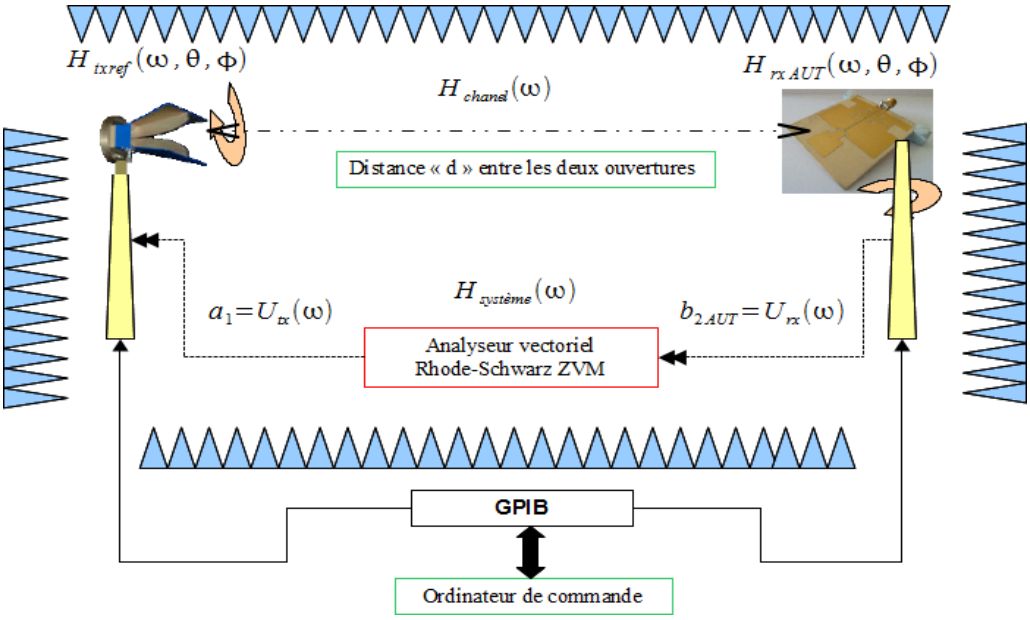


Figure 3.55: Système permettant de trouver la fonction de transfert de l'antenne AUT

Algébriquement, la fonction de transfert de l'antenne AUT est déduit de la manière suivante:

$$S_{21}=\frac{b_{2AUT}}{a_1}=H_{tx\,ref}\cdot H_{ch}\cdot H_{rx\,AUT}=\frac{j\omega}{c_0}\cdot H_{rx\,ref}\cdot\left(\frac{e^{\frac{j\omega d}{c_0}}}{d}\right)\cdot H_{rx\,AUT} \quad (31)$$

$$\Rightarrow H_{rx\,AUT}=\frac{S_{21}\cdot c_0}{j\cdot\omega\cdot H_{rx\,ref}\cdot H_{ch}}=H_{rx\,AUT}(\omega,\theta,\phi)$$

On constate que la fonction de transfert de l'antenne sous test (AUT) dépend de la mesure que l'on effectue (S_{21}) mais également des caractéristiques de l'antenne de référence utilisée ($H_{rx\,ref}$). Les qualités large bande de l'antenne de référence ainsi que que sa précision lors des mesures sont importantes pour l'obtention de bons résultats.

L'élément H_{ch} caractérisant le canal de propagation reste invariable d'une étude à une autre dans la mesure où la distance entre les antennes "d" et l'environnement de mesure (chambre anéchoïde : dimensions, absorbants) ne sont pas modifiés. On considère également que les mesures concernent le trajet direct entre les antennes et dans une configuration en champ lointain.

3.5.3 Processus de mesure en temporel

Comme nous l'avions cité précédemment, l'antenne de référence (SH2000) a été fixée en émission et les prototypes mesurés (intégrant les antennes) ont été fixés en réception.

La totalité de la procédure de mesure a été faite ici dans le domaine temporel. Nous avons développé un programme en langage "Visual Basic" qui permet la commande de tous les appareils de la chaîne de mesure. Les appareils sont reliés par commande GPIB.

Premièrement, on contrôle la polarisation de l'antenne d'émission (SH2000) sur le support fixe en définissant l'angle de rotation. On peut également définir les limites des plans mesurés en fixant l'angle du début de mesure et l'angle de fin. Le nombre de points dans un plan de mesure est fixé par le pas angulaire choisi.

Deuxièmement, le programme permet l'acquisition des données et leurs sauvegardes dans le répertoire désiré. Elles sont reçues sur le port 2 de l'oscilloscope. Ce port est relié directement à l'antenne AUT.

L'acquisition des données est définie dans une fenêtre temporelle de 20ns. Cette dernière reçue sur le port 2 de l'oscilloscope est synchronisée via le port 1. Celui ci est relié directement au générateur d'impulsions à l'aide d'un câble ayant la même longueur physique que la totalité des câbles utilisés entre le générateur d'impulsions et l'antenne de référence et ceux reliant l'AUT à l'oscilloscope.

Grâce à cette configuration, l'impulsion émise par le générateur est simultanément envoyée à l'antenne d'émission et au port 2 de l'oscilloscope.

L'oscilloscope utilisé est le "TEKTRONIX DPO 71604 Digital Phosphor Oscilloscope 16 GHz / 50 Gsamples/sec" à 4 voies. Nous utiliserons les port 1 et 2 ayant une impédance d'entrée de 50 Ohms pour nos mesures.

Le générateur d'impulsions utilisé est le "TEKTRONIX AWG7102 (10Gsample/sec) – Arbitrary Waveform generator". Dans sa configuration par défaut, le générateur ne nous permet pas de générer des impulsions dont le spectre est conforme au masque FCC [3,1 – 10,6 GHz]. Il est donc limité à une génération d'impulsions en sortie dont la fréquence haute du spectre est de 5 GHz. Une option de sortie en mode "interleave" permet de passer de 10 Gsamples/sec à 20 Gsamples/sec. Ainsi, on pourra générer des impulsions avec des spectres plus larges. Ceci dit, la fréquence haute de ces spectres est repoussée à une limite de 7 GHz.

La dynamique du signal généré est limitée par la bande passante de l'appareil qui est de 5,8 GHz environ.

Afin de se rapprocher le plus possible de la réalité, on a donc utilisé la forme de l'impulsion générée par la puce émettrice d'impulsions (développée par l'IM2NP) qui sera intégrée à l'antenne et que l'on a insérée dans le générateur d'impulsions en fichier .txt.

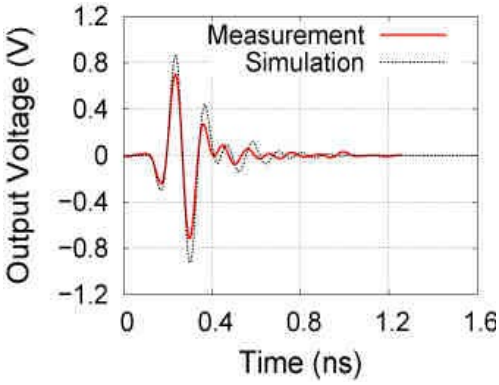


Figure 3.56: Impulsion mesurée et simulée à la sortie de la puce

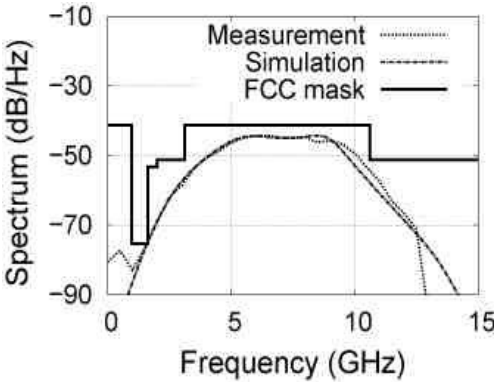


Figure 3.57: Spectre de l'impulsion mesuré et simulé avec le maque FCC

Les figures 3.56 et 3.57 montrent l'impulsion mesurée et simulée à la sortie de la puce, ainsi que son spectre. L'impulsion est de très courte durée, de l'ordre de 70ps. Elle a une valeur maximale pic à pic de 1,42 Volts. Le spectre est conforme au gabarit du masque FCC avec un début et une fin de bande avec des niveaux de puissance assez bas comparés à celui en milieu de bande. Cette impulsion a été obtenue suite à la réalisation de la puce génératrice à l'IM2NP de Marseille **[III – 04]**.

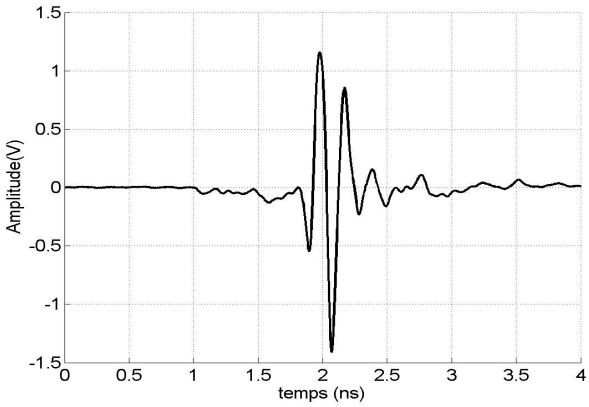


Figure 3.58: Impulsion générée par le générateur d'impulsions

L'impulsion générée par le générateur d'impulsions et qui a été utilisée dans les mesures est illustrée dans la figure 3.58. Les légères déformations et le manque de netteté du signal sont dus au "mode interleave" du générateur d'impulsions.

3.5.3.1 Banc de mesure

Le banc de mesure réalisé est divisé en trois principales étapes : la calibration, la mesure des antennes de référence et la mesure des antennes sous test. La première consiste à calibrer la totalité du banc et essentiellement tous les éléments de la chaîne. Ensuite il faudra choisir et caractériser l'antenne de référence. Finalement, on positionnera les antennes AUT afin de les mesurer selon différentes coupes.

3.5.3.2 Calibration du banc de mesure

Afin d'obtenir la caractérisation des AUT dans le domaine temporel, sans aucun autre effet dû aux appareils, aux câbles, etc… une bonne calibration est nécessaire. Pour cela, une première mesure dite "de calibration" utilisant l'impulsion FCC est indispensable (figure 3.59). Elle prend en compte les effets de tous les appareils de mesure ainsi que ceux des câbles et connecteurs utilisés. Nous notons que dans le cas d'antennes miniatures, il y a souvent des effets parasites du au connecteur qui risque de rayonner ou encore des effets dus aux câbles considérés comme un prolongement du plan de masse principal de l'antenne.

Ceci dit, les déformations que peut subir l'impulsion acquise comparée à celle injectée ne sont dues qu'aux appareils composant la chaîne de mesure sans aucun élément rayonnant.

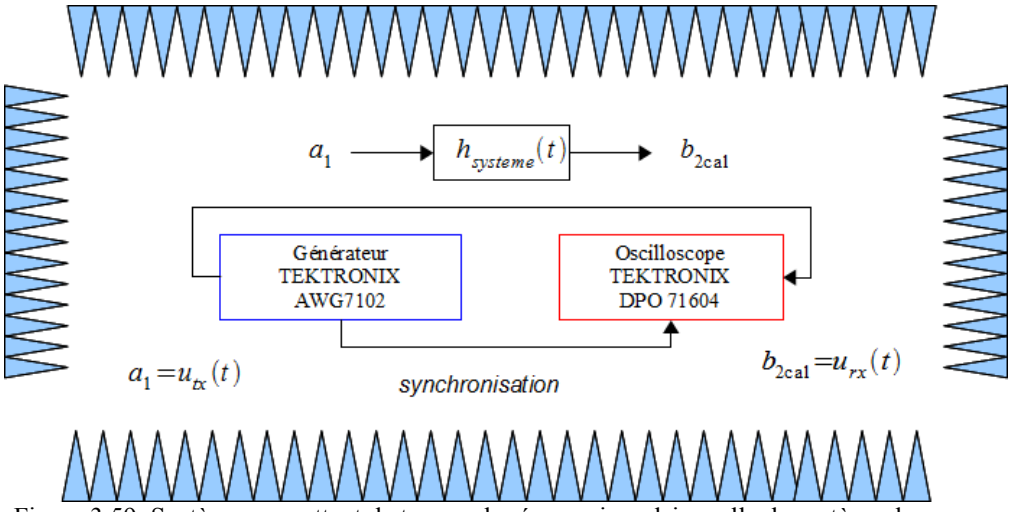


Figure 3.59: Système permettant de trouver la réponse impulsionnelle de système de mesure

Le besoin d'un amplificateur dans la chaîne de mesure entraîne l'utilisation d'un atténuateur lors de l'étape de calibration afin d'éviter toute saturation. Dans ce cas là, une deuxième mesure de calibration est indispensable afin de déconvoluer séparément l'effet de l'atténuateur. Une fois cette mesure enregistrée, nous pouvons donc passer à la seconde étape: connecter et positionner les antennes.

3.5.3.3 Mesures des antennes de référence

Dans le cadre de cette campagne de mesure dans le domaine temporel, les antennes de référence choisies sont les cornets SH2000 déjà présentées précédemment. Le principe de cette étape de mesure est illustré dans la figure 3.60. L'objectif est d'extraire leurs fonctions de transfert. Par la suite, leurs réponses impulsionnelles seront déconvoluées par un traitement de données afin d'obtenir la réponse impulsionnelle des antennes sous test.

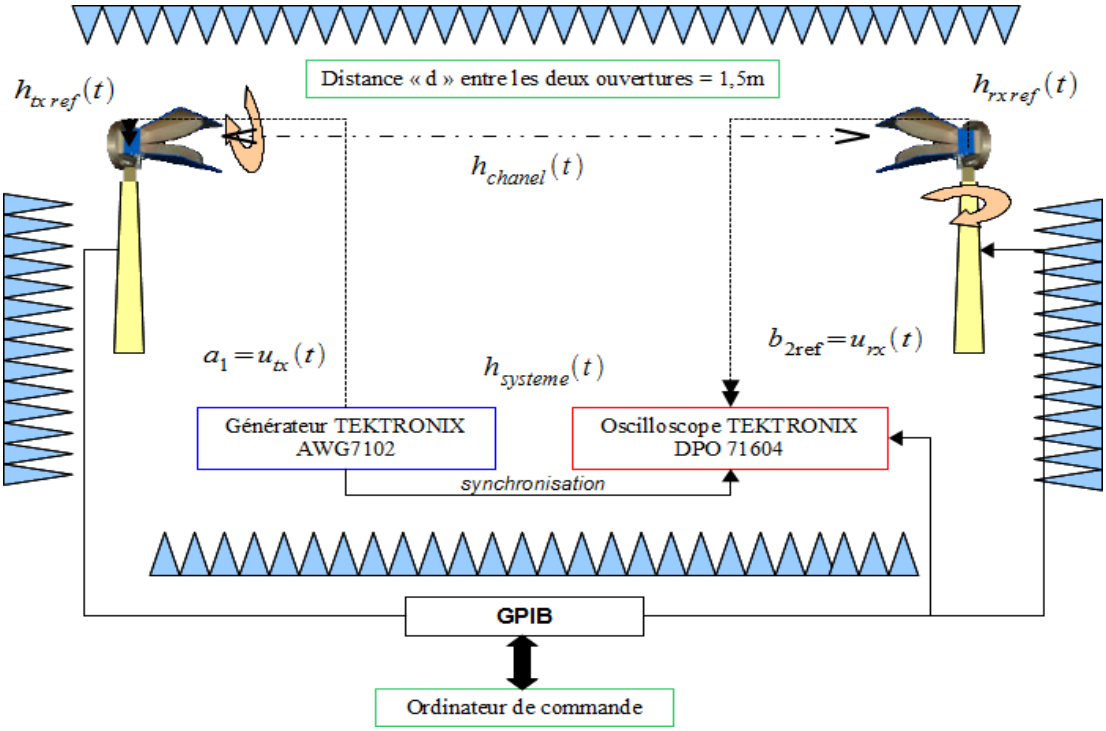


Figure 3.60: Système permettant de trouver la réponse impulsionnelle de l'antenne de référence

Il suffit par la suite d'appliquer la transformée de Fourier aux résultats obtenus dans le domaine temporel afin d'obtenir leur équivalence dans le domaine fréquentiel.

3.5.3.4 Mesures des antennes sous test (AUT)

Dans cette campagne de mesures, différentes antennes ont été mesurées, validant ainsi la technique de mesure et le bon fonctionnement du programme de commande. Nous nous intéressons aux prototypes FCC (configuration Credit Card et configuration USB key). Ils ont été fixés sur le positionneur mobile permettant la mesure de différents plans. À cette étape de la campagne, toutes les informations caractérisant les composants de la chaîne sont connues, à part l'antenne AUT. Cette étape est illustrée dans les figures 3.61 et 3.62.

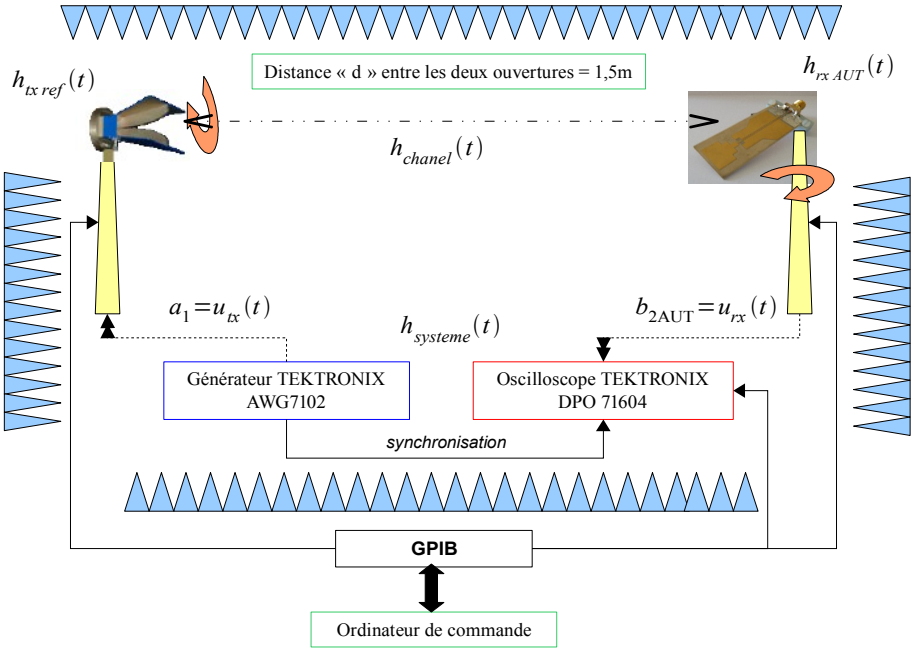


Figure 3.61: Système permettant de trouver la réponse impulsionnelle de l'antenne AUT (USB Key)

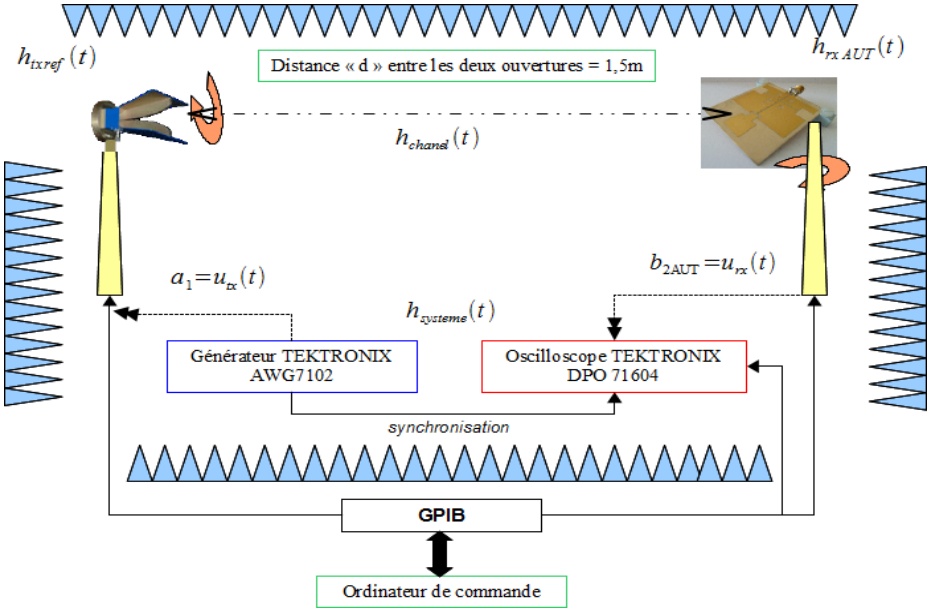


Figure 3.62: Système permettant de trouver la réponse impulsionnelle de l'antenne AUT (Carte de crédit)

A cette étape de la campagne de mesure, la chaîne de transmission, l'antenne de référence et l'antenne sous test sont toutes caractérisées. Ce qui permet d'extraire les résultats uniquement liés à l'antenne sous test et qui sont présentés ci-dessous.

3.5.4 Résultats des campagnes de mesure

Les principaux résultats apparaissant dans cette partie sont le gain des antennes et leurs facteur de fidélité. Ces résultats sont présentés selon différents plans et à différentes fréquences qui couvrent la totalité de la bande FCC.

3.5.4.1 Gain des antennes AUT

Le gain présenté est basé sur les résultats acquis en temporel mais seront présentés dans le domaine fréquentiel. Il a été basé sur la formule de Friis.

$$|S_{21}|^2=\frac{P_r}{P_e}=\left(\frac{\lambda}{4\cdot\pi\cdot r}\right)^2 G_r\cdot G_e=|S_{21}|^2=|H_{tx}(\omega,\theta,\phi)\cdot H_{ch}\cdot H_{rx}(\omega,\theta,\phi)|^2 \quad (32)$$

avec : $H_{tx}(\omega,\theta,\phi)=H_{SH2000}$ et $H_{rx}(\omega,\theta,\phi)=H_{AUT}$

Les mesures réalisées dans chaque plan ont été faites suivant les deux polarisations possibles de l'antenne d'émission (polarisation "Gain θ " et "polarisation Gain ϕ "). Ceci nous informera sur la polarisation de l'antenne sous test.

Les résultats des gains suivant les différents plans sont présentés ci dessous. Nous commencerons par ceux du prototype "USB Key". (figures 3.63 à 3.65)

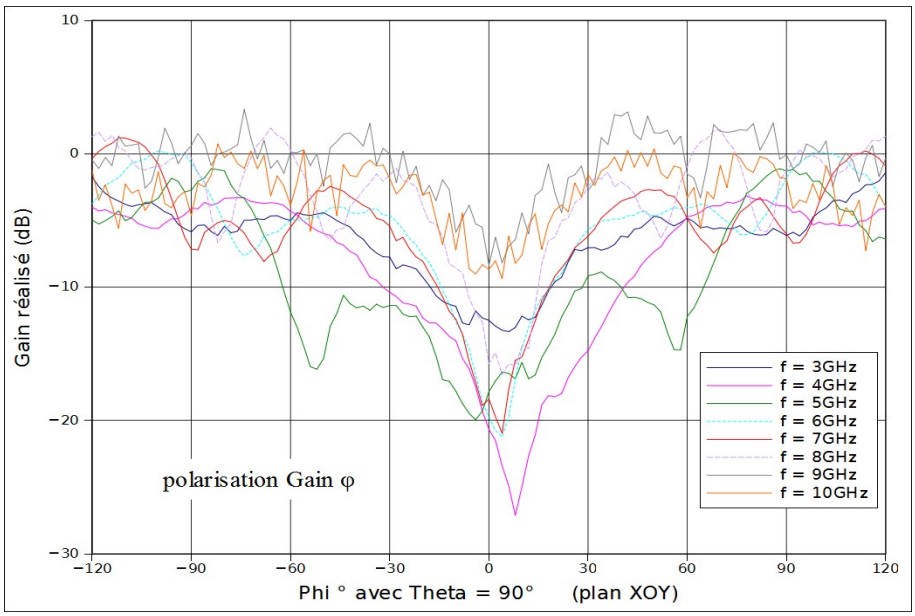


Figure 3.63: Gain de l'antenne (prototype USB Key) dans le plan XOY

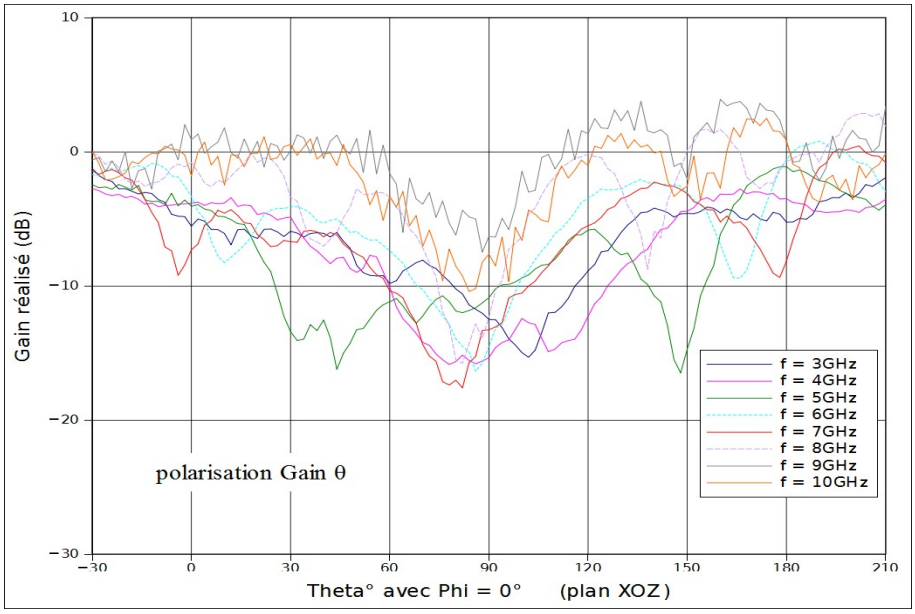


Figure 3.64: Gain de l'antenne (prototype USB Key) dans le plan XOZ

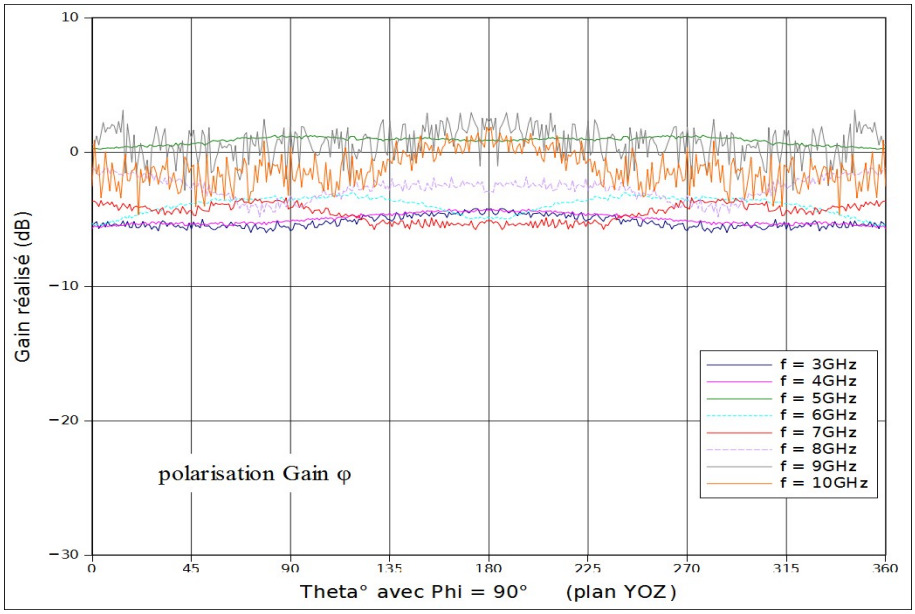


Figure 3.65: Gain de l'antenne (prototype USB Key) dans le plan YOZ

L'antenne présente des creux de rayonnement considérables dans les plans XOY et XOZ. Elle a également tendance à rayonner du coté du SMA. Au delà de Phi=60° dans le plan XOY, on constate une augmentation du gain, ce qui met en évidence la participation du plan de masse dans le rayonnement du dispositif. L'antenne a un rayonnement totalement omnidirectionnel dans le plan YOZ avec un gain variant entre -5dB pour les fréquences les plus basses jusqu'à 2 et 3dB pour les fréquences les plus hautes. Le manque de netteté pour les courbes correspondant à des fréquences supérieures à 7GHz est due à la limitation des appareils de mesures.

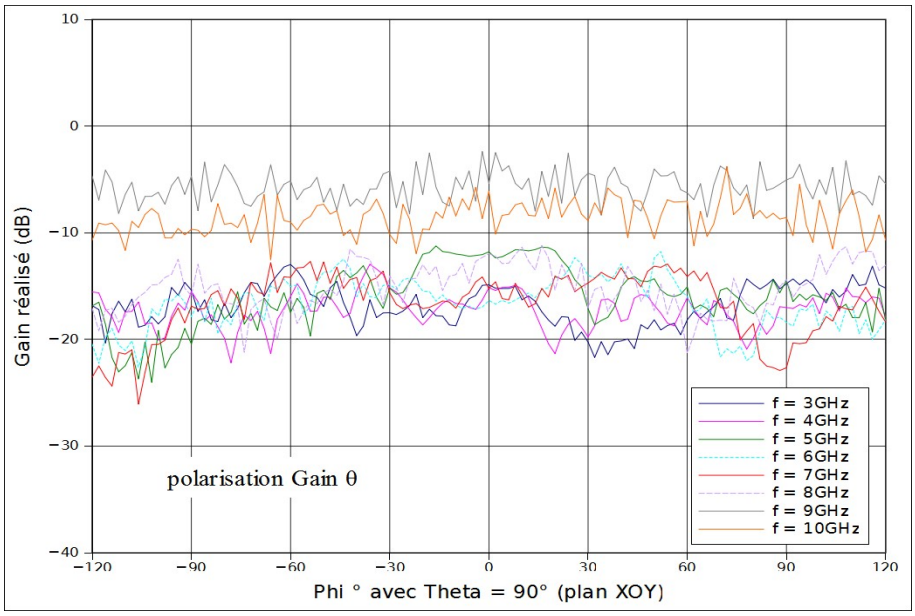


Figure 3.66: Gain de l'antenne (prototype USB Key) dans le plan XOY

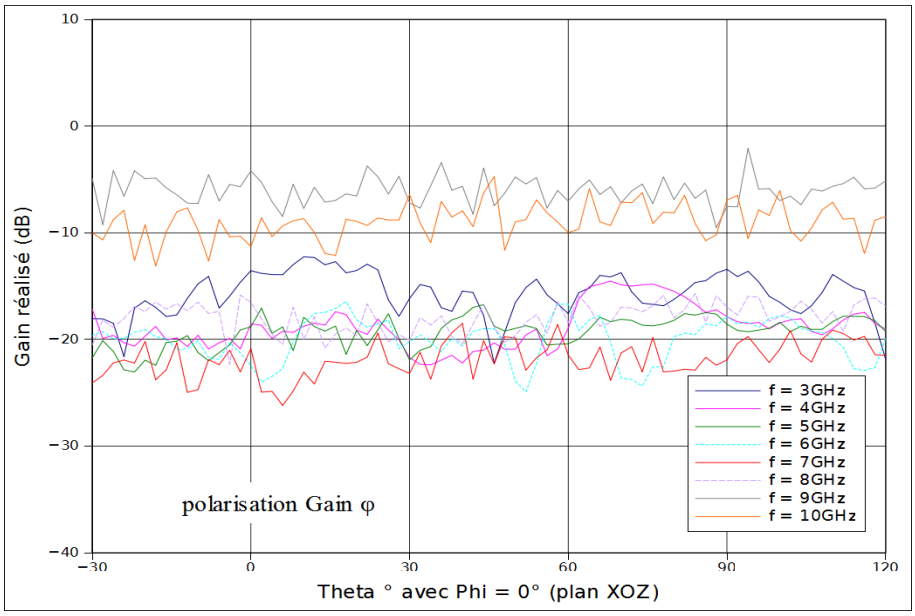


Figure 3.67: Gain de l'antenne (prototype USB Key) dans le plan XOZ

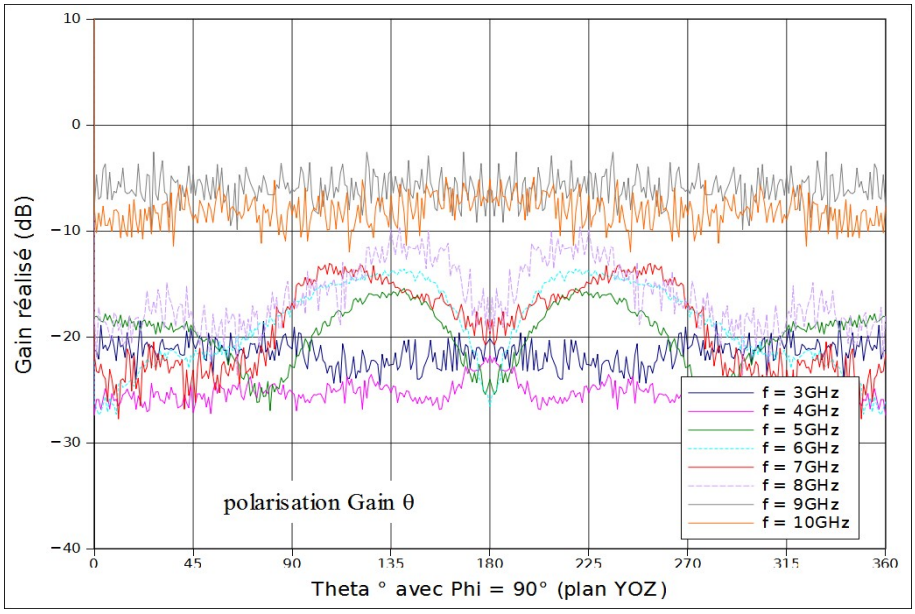


Figure 3.68: Gain de l'antenne (prototype USB Key) dans le plan YOZ

Les résultats correspondants aux mesures réalisées dans les trois plans avec la seconde polarisation en émission (figures 3.66 à 3.68) permettent de constater que l'antenne est bien polarisée. On conclut facilement que cette antenne intégrée dans le prototype est bien polarisée en se basant sur la différence de niveaux du "Gain réalisé" entre les mesures avec les deux polarisations respectives dans un même plan. Les niveaux bas du "Gain réalisé" variant entre -5 et -25 dB confirment que l'antenne présente une bonne pureté de polarisation.

Nous passons maintenant aux résultats de l'antenne intégrée dans le prototype correspondant aux applications "Credit card". (figures 3.69 à 3.74)

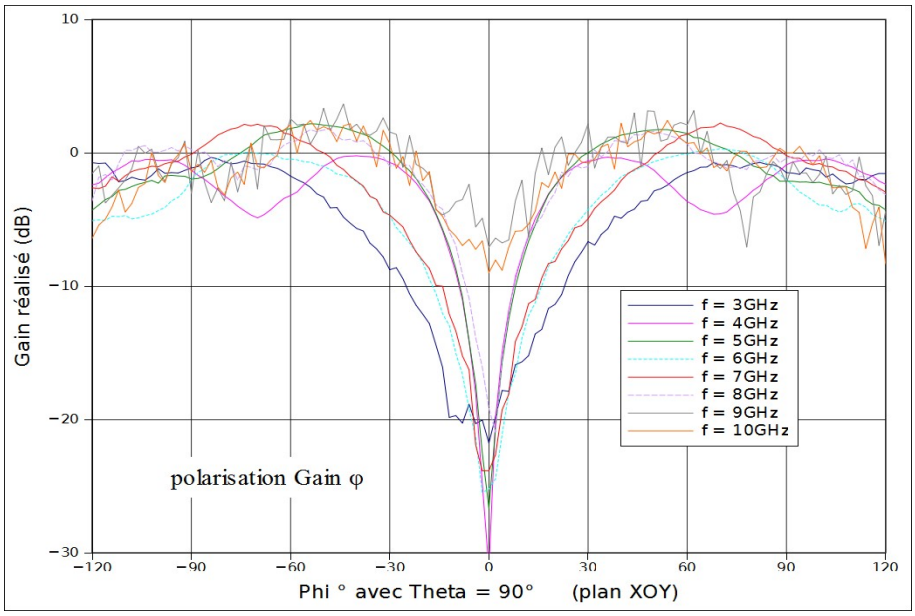


Figure 3.69: Gain de l'antenne (prototype Carte de crédit) dans le plan XOY

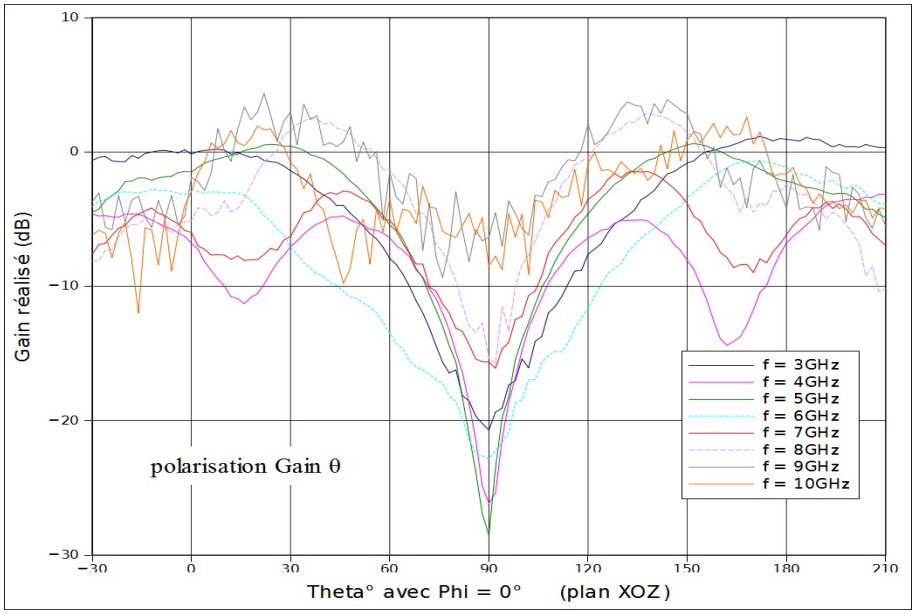


Figure 3.70: Gain de l'antenne (prototype Carte de crédit) dans le plan XOZ

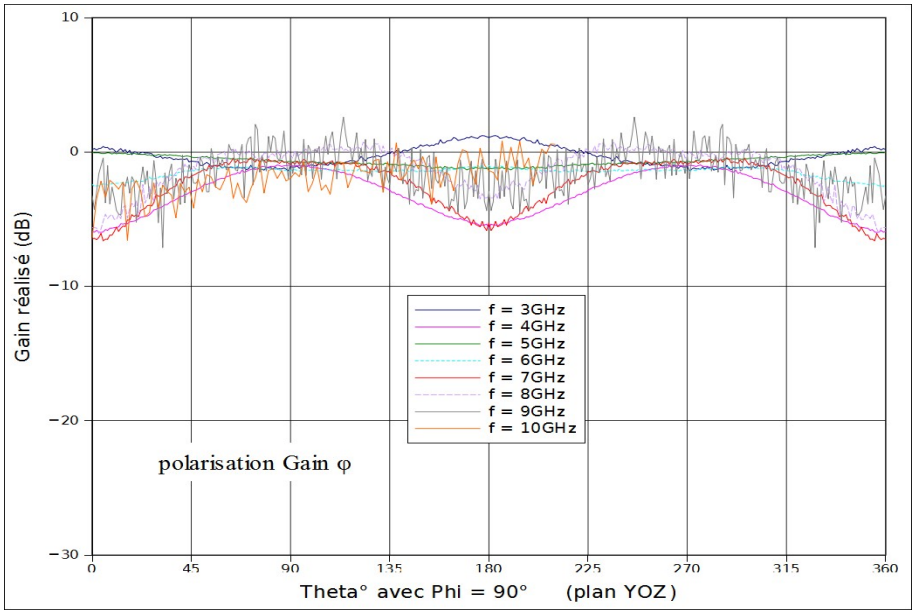


Figure 3.71: Gain de l'antenne (prototype Carte de crédit) dans le plan YOZ

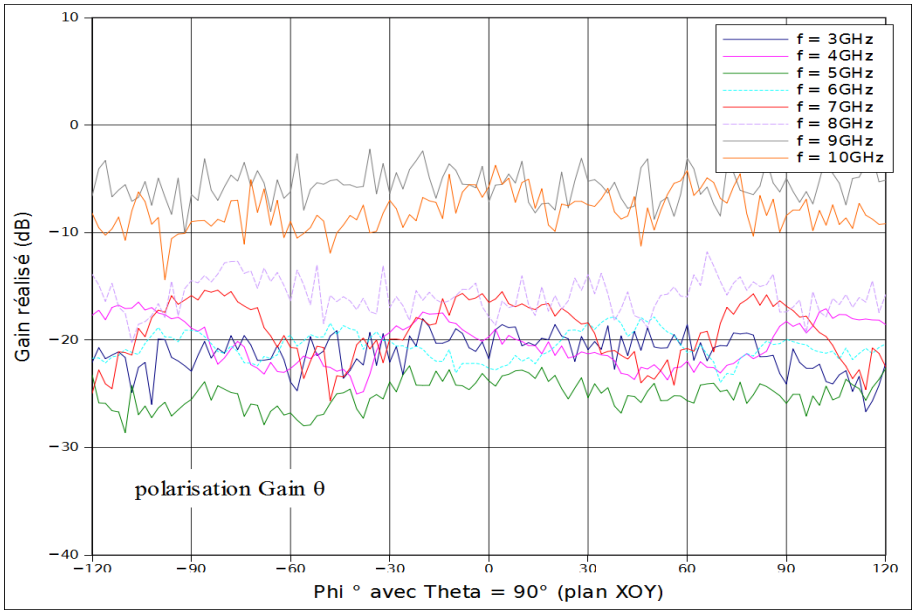


Figure 3.72: Gain de l'antenne (prototype Carte de crédit) dans le plan XOY

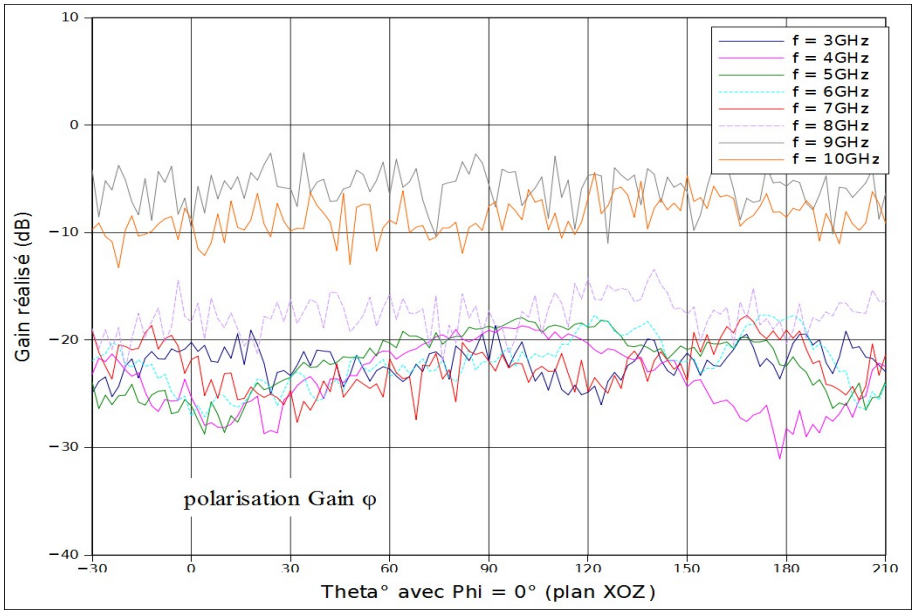


Figure 3.73: Gain de l'antenne (prototype Carte de crédit) dans le plan XOZ

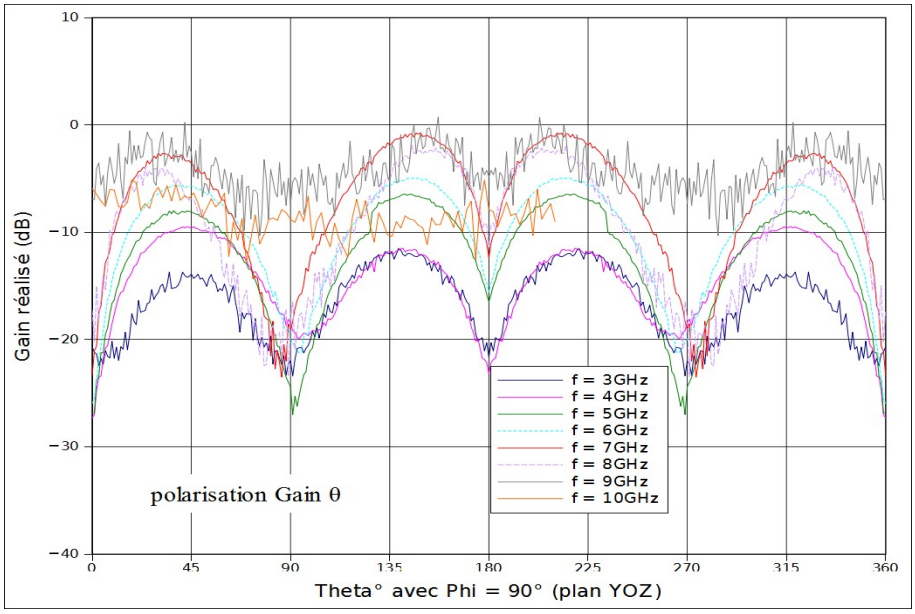


Figure 3.74: Gain de l'antenne (prototype Carte de crédit) dans le plan YOZ

Le prototype "carte de crédit" a une bonne pureté de polarisation lorsque l'on compare les résultats d'un même plan respectivement mesuré suivant les deux polarisations étudiées.

On retrouve également le manque de netteté pour les courbes correspondantes à des fréquences supérieures à 7 GHz due à la limitation des appareils de mesures utilisés.

En comparant les résultats des mesures pour chaque plan, dans les deux polarisations, que les prototypes présentent une différence de gain non négligeable. Donc, nous pouvons constater que chaque prototype mesuré dans un plan a plus ou moins une polarisation suivant "phi" ou "thêta". Il suffit de relever les niveaux du "Gain réalisé" respectivement pour un même plan et une même fréquence afin de définir la polarisation de l'antenne dans ce plan là.

L'antenne du prototype "carte de crédit" est également omnidirectionnelle dans le plan YOZ avec une variation du gain entre -5 dB pour les fréquences les plus basses et 2 / 3 dB pour les fréquences les plus hautes de la bande. Dans les deux autres plans, l'antenne présente des creux de rayonnement. L'ouverture du creux varie entre 120° pour f=3 GHz jusqu'à 50° pour f=10 GHz dans le plan XOY par exemple. Les résultats du prototype "carte de crédit" montrent une meilleure symétrie et une plus grande stabilité (moins de variations aléatoires) que ceux du prototype "clé USB". Ceci confirme encore une fois la participation du plan de masse dans le rayonnement de l'antenne et dans son adaptation.

3.5.4.2 Facteur de Fidélité (FF) des antennes AUT

La principale fonction de nos prototypes réalisés est la transmission de données en impulsionnel. Les données étant représentés par des impulsions en trame, nous nous sommes intéressés à étudier la déformation des impulsions en fonction de l'angle d'émission et dans les trois coupes (plans) mesurées. Ces informations sont caractérisées par la fonction mathématique du Facteur de Fidélité (FF) **[III - 06]**.

$$FF = \max_{\tau}\left[\frac{\int_{+\infty}^{-\infty} u_{tx}(t)\cdot u_{rx}(t+\tau)\cdot dt}{\int_{+\infty}^{-\infty} |u_{tx}|^2\cdot dt\cdot\int_{+\infty}^{-\infty} |u_{rx}|^2\cdot dt}\right] \quad (33)$$

Le FF permet de quantifier les distorsions et les déformations déclenchées par la totalité du système. Le FF est uniquement basé sur la similarité qui existe entre le signal d'entrée (signal injecté) et le signal de sortie (reçu) par l'antenne. Ce facteur dépend également de la forme du signal de référence injecté dans notre système.

Le numérateur est une convolution entre les deux signaux: $u_{tx}(t)$ étant le signal généré par le générateur d'impulsion et émis par l'antenne de référence (SH2000) et $u_{rx}(t+\tau)$ étant le signal reçu par les antennes sous test (AUT). Le dénominateur est la multiplication des puissances de ces deux signaux.

Dans le meilleur des cas, FF = 1 signifie que le signal d'entrée n'a subit aucune déformation et que sa forme est identique à celui injecté. Le FF ne prend pas en compte l'amplitude des signaux. Ce qui est équivalent à une comparaison des spectres normalisés des deux signaux dans le domaine fréquentiel.

Il n'y a pas de quantification ou de valeur à partir de laquelle nous pouvons juger si notre élément rayonnant est bon ou pas dans le plan mesuré. Il nous informe sur les performances de l'antenne sur toute une coupe en montrant les zones de couverture dans lesquelles l'antenne est plus ou moins dispersive.

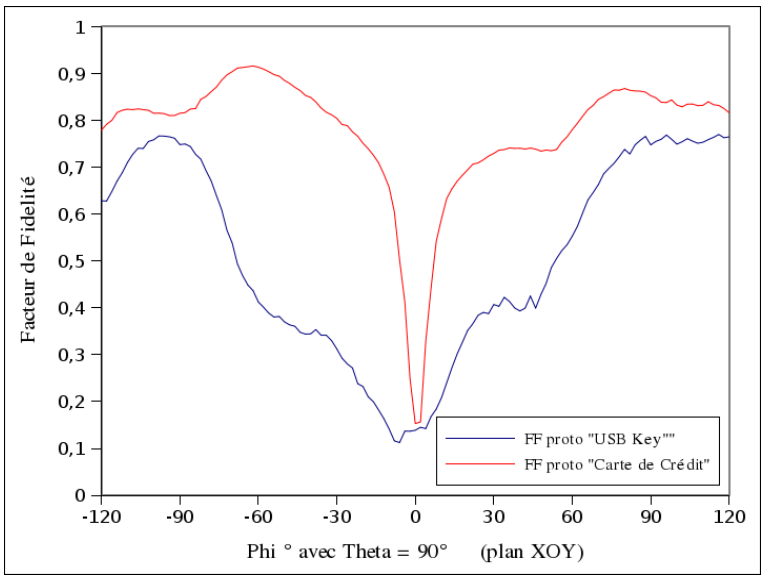


Figure 3.75: Facteur de Fidélité des deux prototypes dans le plan XOY

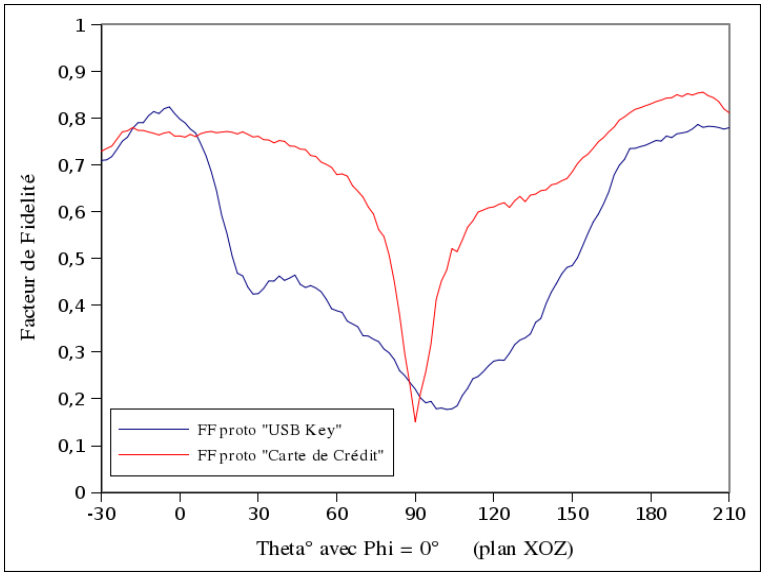


Figure 3.76: Facteur de Fidélité des deux prototypes dans le plan XOZ

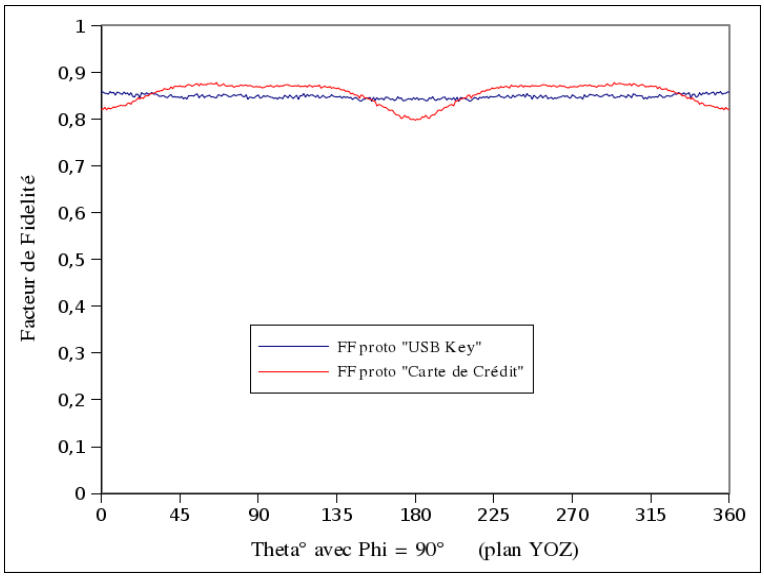


Figure 3.77: Facteur de Fidélité des deux prototypes dans le plan YOZ

Les "FF" calculés et représentés dans les figures 3.75 à 3.77 ont des allures qui suivent celles des représentations du gain dans les plans respectifs. Les deux plans "XOY" et "XOZ" confirment un creux de rayonnement, impliquant automatiquement aucune réception et donc une comparaison entre le signal d'entrée et le signal reçu induisant un très faible FF. Les creux sont plus importants et ont une ouverture beaucoup plus large pour le prototype avec un plan de masse réduit, comparé au prototype "Carte de crédit". Elle est de l'ordre de 120° pour le prototype "USB Key" et de 30° pour le second.

D'une autre part, le plan "YOZ" confirme un rayonnement omnidirectionnel avec un faible taux de déformation de l'impulsion injectée. Cette correspondance se manifeste par un FF de l'ordre de 85% en moyenne sur la totalité du plan et ceci pour les deux configurations.

L'étude de ce paramètre permet d'envisager une possible transmission à l'aide de ces deux prototypes, notamment dans le plan YOZ présentant de très bons résultats en termes de diagramme de rayonnement, de gain et de FF.

On a également étudié la réponse temporelle des deux prototypes dans les différents plans de mesure. Nous présentons ci-dessous les résultats sous la forme de cartes temporelles obtenues suite aux données des mesures acquises lors des campagnes.

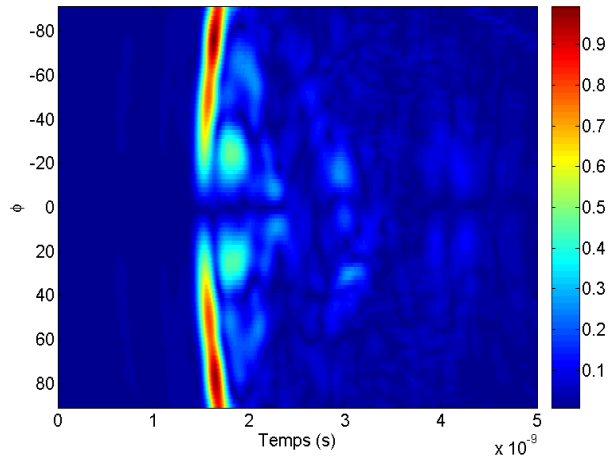


Figure 3.78: Réponse temporelle du prototype "clé USB" dans le plan XOY

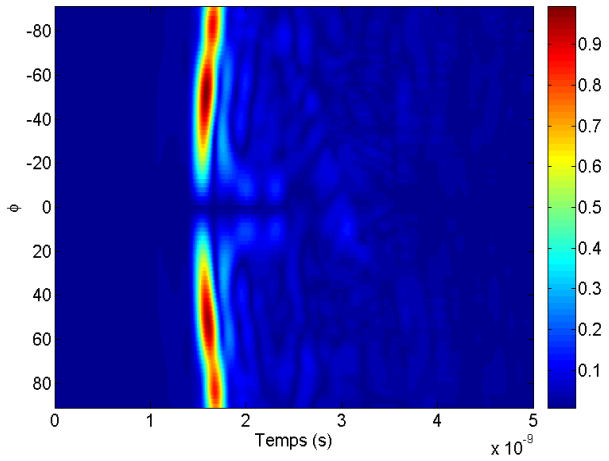


Figure 3.79: Réponse temporelle du prototype "carte de crédit" dans le plan XOY

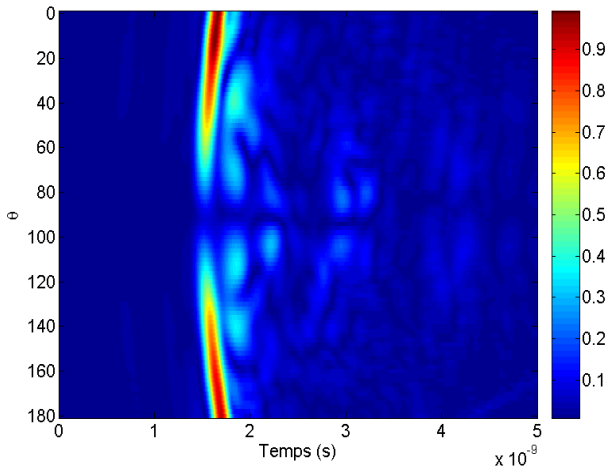


Figure 3.80: Réponse temporelle du prototype "clé USB" dans le plan XOZ

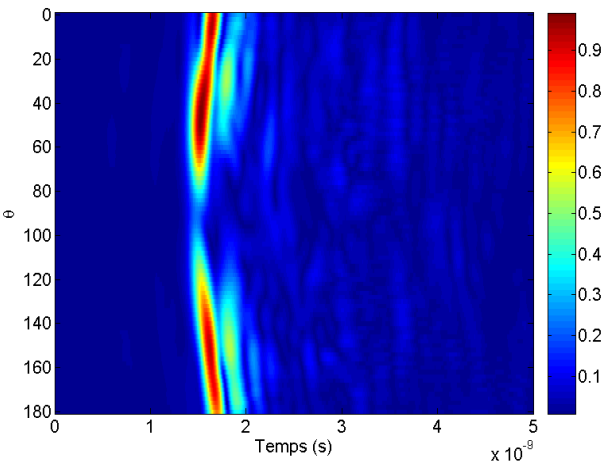


Figure 3.81: Réponse temporelle du prototype "carte de crédit" dans le plan XOZ

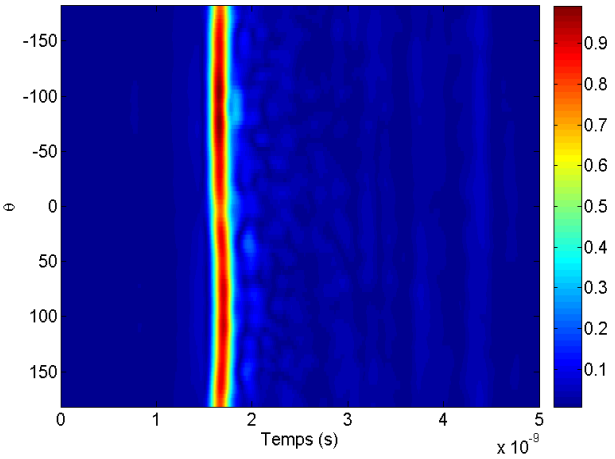


Figure 3.82: Réponse temporelle du prototype "clé USB" dans le plan YOZ

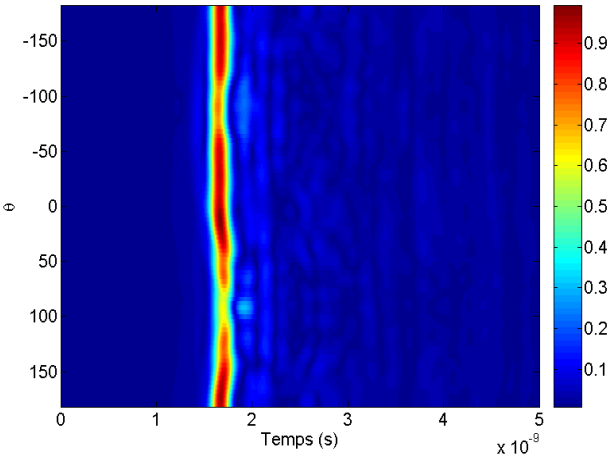


Figure 3.83: Réponse temporelle du prototype "carte de crédit" dans le plan YOZ

Ce type de résultats consiste à visualiser le maximum de l'enveloppe du signal, de l'impulsion dans chaque direction (figures 3.78 à 3.83). Plus le pas de mesure est petit, plus il y aura d'informations et la carte de la réponse temporelle sera nette. Les résultats présentés sont normalisés. Ces figures confirment que les prototypes ont un rayonnement omnidirectionnel dans le plan YOZ. On distingue également des absences de réponse temporelle dans les deux autres plans, XOY et XOZ dans les directions $\phi=0°$ et $\theta=90°$ respectivement. Cette observation coïncide avec les creux que l'on retrouve dans les résultats présentés précédemment: gain et facteur de fidélité.

3.6 Démonstration d'une transmission en impulsionnel

Nous allons présenter et expliquer dans cette partie la démonstration qui a été présentée lors du forum SAME (12th edition of the Sophia Antipolis MicroElectronics Forum) **[III - 07]**.

Elle consiste essentiellement à mettre en évidence une transmission en impulsionnelle entre les antennes présentées et optimisées précédemment (figure 3.84).

La chaîne de transmission est illustrée dans la figure 3.85. Les antennes d'émission et de réception sont les antennes réalisées. L'environnement dans lequel s'est déroulée la démonstration est un environnement réel, loin de celui que l'on retrouve à l'intérieur d'une chambre anéchoïde. L'environnement contenait des appareils électroniques tels des appareils de mesure, des ordinateurs portables, des smart phones, etc...

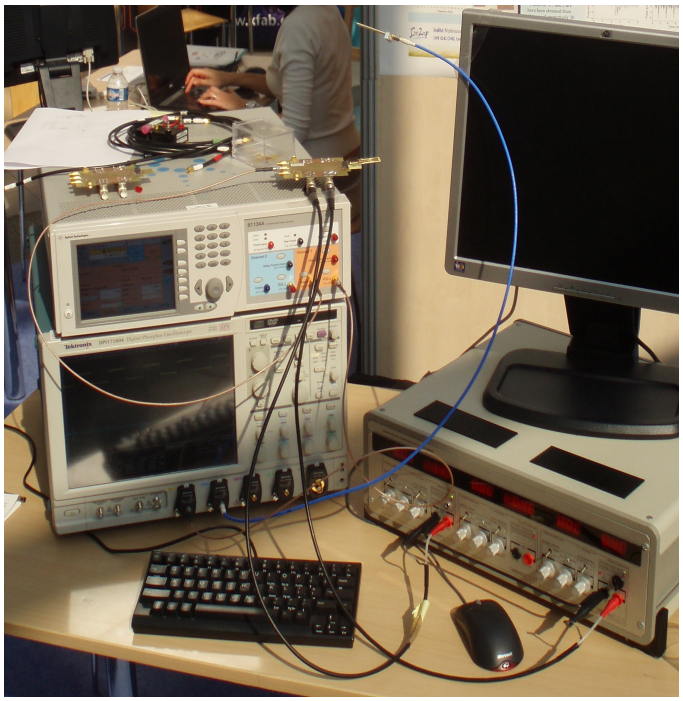


Figure 3.84: Illustration de la démo

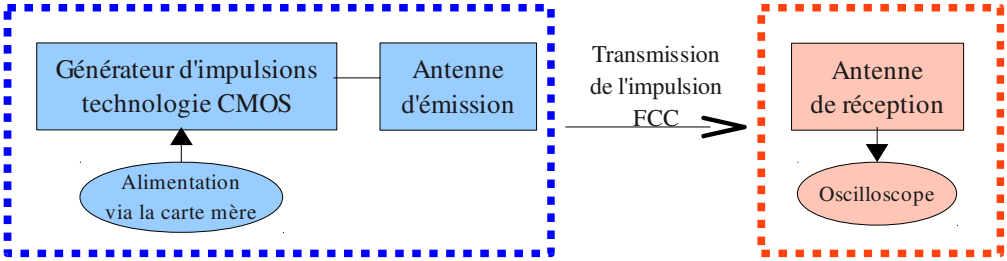


Figure 3.85: Schéma de la chaîne de transmission

La partie en bleue représente le bloc d'émission. Il est composé de l'antenne d'émission (configuration réduite) et de la puce génératrice d'impulsions FCC. Afin de valider un "co-design" entre la partie microélectronique et la partie antenne, la puce a été soudée sur le PCB contenant la ligne de transmission et l'antenne. Elle est protégée par un bloc à cause de la fragilité des connexions et des "wirebonds". Le tout forme ainsi un seul bloc. La puce est alimentée par l'intermédiaire d'une carte mère ayant plusieurs accès et spécialement conçue pour ce prototype. Les accès d'alimentation sont branchés sur cette carte par des câbles. Enfin, des pistes sont imprimées sur la carte mère allant des points de connexions des câbles vers un système de "clipsage" qui alimente le prototype d'émission (figure 3.86).

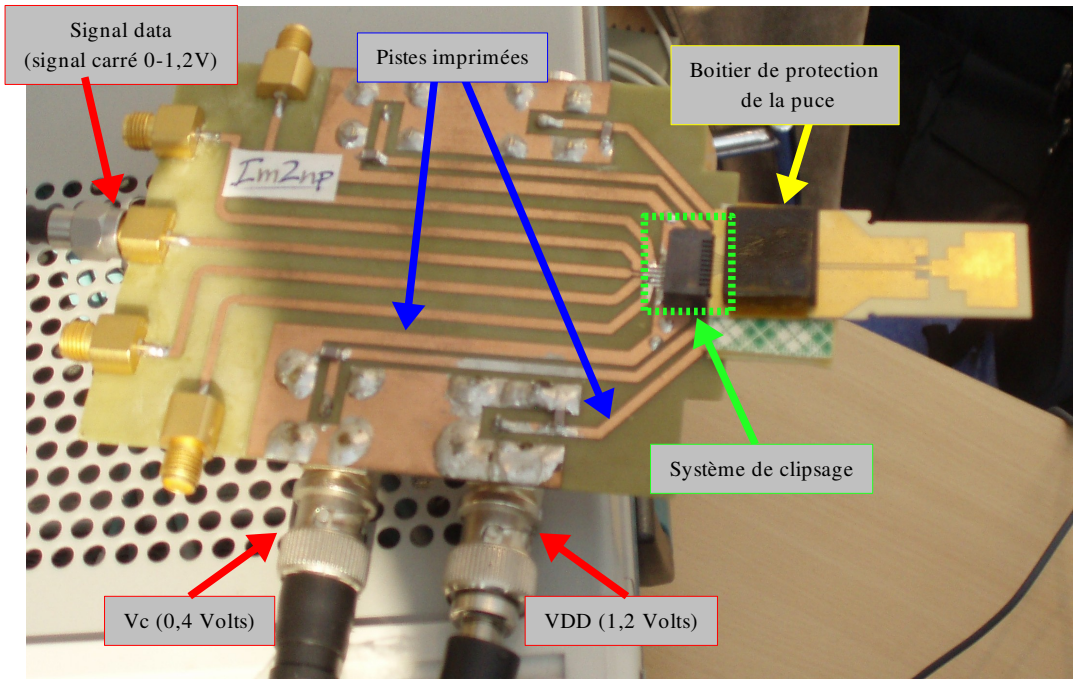


Figure 3.86: illustration montrant la constitution de la carte mère

La première alimentation « VDD » de 1,2 Volts permet d'alimenter la puce. Ensuite, les fonctionnalités de la puce sont contrôlées par la deuxième source d'alimentation « Vc » de 0,4 Volts. Enfin les données (data) sont injectées sous forme d'un signal carré d'amplitude 0 – 1,2Volts. Le tout aboutira à une transmission d'impulsions FCC par l'intermédiaire de l'antenne imprimée.

La partie réception de la chaîne est composée d'une antenne de réception et d'un oscilloscope. L'antenne de réception est la même que celle en émission. Elle est intégrée sur un même prototype contenant l'emplacement de la puce mais cette dernière n'est pas soudée. Ainsi, la portion imprimée du prototype concernant le "clipsage" a été remplacée par une transition, à l'extrémité de la ligne de transmission GCPW, adaptée pour une connexion de type SMA. Le SMA relie le prototype recevant

les impulsions émises à un oscilloscope permettant de visualiser les résultats obtenus.

Ci dessous l'impulsion FCC générée par la puce à sa sortie avant de traverser l'antenne. Cette impulsion a été mesurée avec un dispositif sous pointe et simulée (figure 3.87). La concordance entre les deux impulsions est parfaite. On présente également le spectre de ces deux impulsions qui remplissent le masque FCC. On note que l'impulsion est centrée à 6,5 GHz. L'inconvénient de cette impulsion est son faible niveau et le grand écart qui se produit entre le masque FCC et le spectre des impulsions en début [3 – 5 GHz] et en fin de bande [8 – 11 GHz]. L'impulsion générée a une amplitude pic à pic de 1,42 Volts.

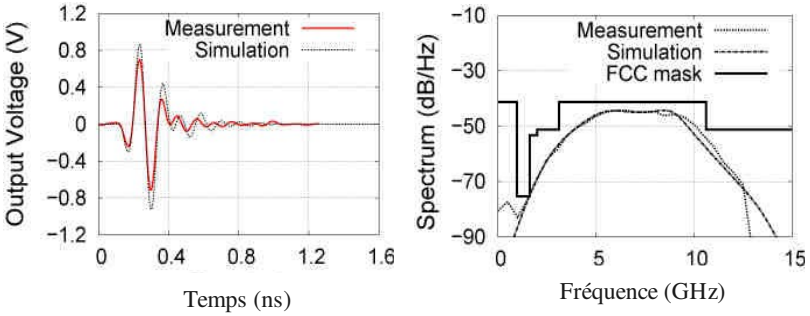


Figure 3.87: Illustration de l'impulsion (simulée et mesurée) à la sortie de la puce et son spectre dans le domaine fréquentiel

Une fois la chaîne établie, on a procédé à des mesures de transmission entre les deux antennes. Sachant que l'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan "YOZ" et qu'elle présente un creux de rayonnement dans l'axe "x", on a orienté les antennes d'émission et de réception de telle sorte qu'elles ne se retrouvent pas dans le creux de rayonnement. Cependant les antennes n'ont pas totalement été alignées comparée à la procédure que l'on suit lors d'une mesure dans une chambre anéchoïde. Cette technique nous rapproche d'une application réelle dans un environnement quelconque.

Les résultats que nous avons obtenus sont intéressants. On présente ci dessous les impulsions affichées sur l'oscilloscope pour deux distances inter-antennes: 30 et 50 cm. (figures 3.88 et 3.89)

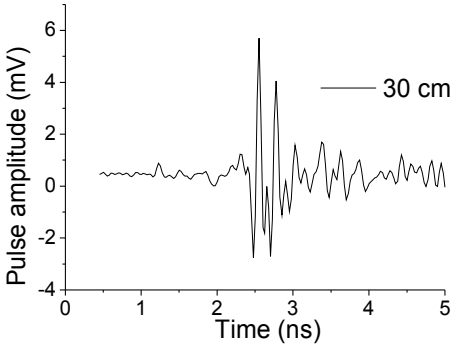


Figure 3.88: Illustration montrant l'impulsion reçue pour une distance de 30cm

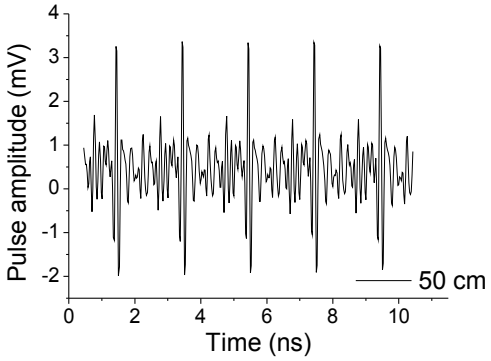


Figure 3.89: Illustration montrant l'impulsion reçue pour une distance de 50cm

On arrive grâce à ces prototypes à revoir des impulsions traitables d'amplitude pic à pic de 8,5 mV et de 5 mV respectivement pour des écartements de 30 et 50 cm.
Cette démonstration nous a permis de valider une transmission en impulsionnel du prototype qui a été simulé puis réalisé. Elle met également en évidence la totale cohabitation entre une puce et un élément rayonnant électromagnétique. Le "co-design" fonctionne donc, aboutissant ainsi à un

dispositif entier et permettant une transmission en impulsionnel.
On rajoute que la puce a une très faible consommation. Par exemple, la puissance consommée pour une fréquence de répétition de 100 MHz est de 3,8mW et l'énergie consommée par impulsion est de l'ordre de 10,5pJ. On a également réussi à visualiser sur les appareils de mesure une transmission atteignant les 500 Mimpulsions/s de débit.

3.7 Conclusion

Nous avons présenté les antennes ULB imprimées choisies pour ce projet ainsi que leur fonctionnement suivant deux configurations différentes dans le chapitre 2. Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à leurs intégration dans un environnement beaucoup plus complexe.

Premièrement la génération de l'excitation a évolué d'un simple port pré défini par le logiciel de simulation à une puce émettrice d'impulsions avec un fonctionnement complexe et dont le placement a une influence non négligeable sur les performances de l'antenne. La géométrie de la puce a donc entièrement été modélisée avec CST Micowave Studio en tenant compte des contraintes, des désadaptations suite à l'intégration de la puce et de l'effet de peau en fonction des matériaux.

Le changement de type d'excitation a nécessité la conception d'une transition entre la puce et l'élément rayonnant en passant par la ligne GCPW (déjà étudiée dans le chapitre 2). Ce choix a été porté sur des "wirebonds" avantageant un faible coût de fabrication. L'étude de ces filaments inductifs a été poursuivie par l'étude d'un patch capacitif rajouté sur la ligne GCPW. Tous les effets des constituants de la transition ont été étudiés.

Cette puce modélisée a été intégrée sur deux cartes différentes que nous avions présentées et représentant les deux configurations choisies pour les applications "Carte de crédit" et "USB Key". La simulation des cartes intégrant la puce et les antennes a montré une bonne adaptation des prototypes dans la bande FCC.

Ensuite, nous avons réalisé les prototypes suivant différents profils de connexion. Un premier, très fragile et très sensible au niveau de sa connexion (système de "clipsage") nous a permis de valider une transmission d'impulsions à 30 et 50 cm. Elle a également été la preuve concrète et rassurante d'une capacité d'intégration entre l'antenne et la microélectronique dans un même environnement. Cette première configuration, nécessitant l'assistance d'une carte mère pour son bon fonctionnement s'est avérée peu pratique et difficile à manipuler. Une seconde configuration, plus rigide avec une connexion à l'aide de connecteur SMA a nécessité une réadaptation de l'extrémité de la ligne GCPW. Elle nous a permis de bien fixer les antennes (AUT) lors d'une campagne de mesure de caractérisation. Les résultats des mesures en termes de gain et de facteur de fidélité (FF) ont finalement été présentés dans ce chapitre.

Enfin, les antennes imprimées choisies dans le chapitre 2 ont fait objet d'intégration dans un seul système et sur un seul PCB commun avec une puce émettrice d'impulsions FCC. Les différentes manipulations ont démontré la validation de ces prototypes réalisés pour une transmission en impulsionnel.

Ainsi, nous achevons nos travaux sur les éléments rayonnants de la bande FCC et de leur intégration.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéresserons à un "co-design" dans la bande ECC.

¤¤

3.8 Références du chapitre 3

[III - 01]	Alimenti, F.; Mezzanotte, P.; Roselli, L.; Sorrentino, « Modeling and characterization of the bonding-wire interconnection », Microwave Theory and Techniques, Volume 49, Issue 1, January 2001 Pages: 142-150
[III - 02]	Xiaoning Qi; Yue P.; Arnborg, T.; Soh, H.T.; Sakai, H.; Zhiping Yu; Dutton, « A fast 3D modeling approach to electrical parameters extraction of bonding wires for RF circuits », Advanced Packaging, Volume 23, Issue 3, August 2000, Pages: 480-488
[III - 03]	Thèse de Fourquin Olivier intitulée: « Intégration faible coût des objets communicants Ultra Large Band 3-10 GHz. Conception d'interfaces assurant l'intégrité du signal large bande entre le circuit intégré et son support »
[III - 04]	S. Bourdel, Y. Bachelet, J. Gaubert, R. Vauche, O. Fourquin, N. Dehaese, and H. Barthelemy, "A 9-pj/pulse 1.42-vpp ook cmos uwb pulse generator for the 3.1–10.6-ghz fcc band," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, no. 1, pp. 65–73, 2010. 33
[III - 05]	Thèse de G. Clementi intitulée: « Étude, conception et caractérisation des réseaux planaires d'antennes très large bande pour systèmes de communication impulsionnel ».
[III - 06]	D.-H. Kwon, "Effect of antenna gain and group delay variations on pulse-preserving capabilities of ultrawideband antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 8, pp. 2208–2215, 2006.
[III - 07]	Emetteur FCC miniature 3.1 – 10.6GHz pour l'IR-UWB (article+présentation d'une démonstration du prototype) O.Fourquin, A.Chami, S.Bourdel, G.Kossiavas, N.Fortino, J.Gaubert, P.Brachat, j-Y.Dauvignac, M.Beghin, C.Barrat. SAME 09 – Sophia Antipolis – 22&23 Septembre 2009

Chapitre 4

"Co-design" dans la bande ECC

4 "co-design" dans la bande ECC

4.1 Introduction

Dans un premier temps, il est important de rappeler que la commission européenne a mandaté le CEPT (Conférence Européenne des Administrations de Postes et Télécommunications) pour recommander une réglementation de l'Ultra Large Bande en Europe. Ainsi, le groupe de travail TG3 s'est créé en mars 2004 au sein du CEPT. La première proposition de ce groupe a été faite en octobre 2005. Elle conserva alors les principales définitions faites par la FCC (Federal Communications Commission). Néanmoins, elle proposa des limites de puissance différentes et plus sévères dans la partie basse du spectre par rapport aux gabarits de puissance de la FCC. Les propositions européennes sont contraignantes en termes de protection des services de communications existants. Par rapport à la FCC, elles ajoutent une protection de 30 dB envers les bandes de fréquences ISM (Industriel, Scientifique et Médical) qui sont centrées autour de 2,45 GHz, mais également envers les bandes autour de 5,8 GHz. Finalement, les transmissions Ultra Large Bande ne seront autorisées à -41 dBm/MHz que pour la bande [6-9 GHz]. Ces propositions présentent cependant une certaine flexibilité pour deux bandes : [3,1-4,8 GHz] dans la proposition faite en octobre 2005 et [3,4-4,8 GHz] dans la proposition de février 2006, en autorisant les -41 dBm/MHz, à condition de mettre en œuvre des mécanismes d'atténuations efficaces de type détection et évitement (DAA: Detect And Avoid). Enfin, transitoirement, les deux propositions ont autorisé l'utilisation de la bande [4,2-4,8 GHz] jusqu'au 30 juin 2010 sans recours aux techniques DAA **[IV - 01]**.

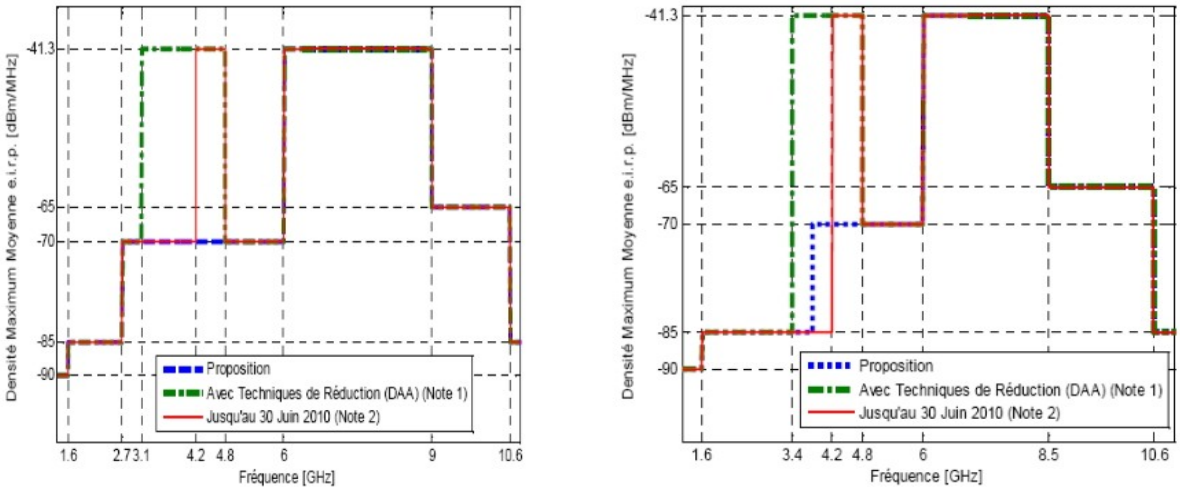


Figure 4.1 Évolution de spectre de densité maximum moyenne pour les applications ECC

Les deux masques de la figure 4.1 illustrent bien la problématique de la réglementation de l'ULB en Europe et ses différentes phases, dans lesquelles les niveaux autorisés sont sensiblement plus bas que les niveaux préconisés par la FCC.

La majorité des antennes développées et étudiées sont conçues pour fonctionner dans la bande de fréquence FCC, s'étalant de 3,1 GHz jusqu'à 10,6 GHz. Il est donc intéressant, au sein de cette thèse, de s'attarder sur des antennes adaptées pour la bande ECC [6 – 8,5 GHz]. Les applications liées à ce type d'antennes aux normes européennes ressemblent à celles déjà existantes et utilisées

pour les normes FCC de l'Ultra Large Bande. L'ULB est surtout utilisée dans les systèmes de communications sans fil à courte portée. Actuellement, on peut distinguer deux grandes familles d'applications dites respectivement "haut" et "bas" débits. Dans le domaine du bas débit, par convention des débits inférieurs ou égaux à 1 Mbits/s, on parle de réseaux de type réseaux de capteurs avec plusieurs applications possibles. L'aspect localisation en fait partie. On parle alors des travaux menés par le groupe IEEE802.15.4a. Quant au domaine du haut débit, il porte sur la mise au point des systèmes de communications à courte distance (inférieure à 10 mètres) présentant des débits très importants de l'ordre de 400 Mbits/s. L'objectif principal est alors de remplacer tout un ensemble de dispositifs de communications de type "cordon vidéo" ou "à fil' par un système aussi performant sans fil (wireless). La première normalisation de ces travaux a été menée par le groupe IEEE802.15.3a qui fut dissout suite à un échec, mais dont le but fut de trouver un compromis entre tous les membres du groupe à propos d'une solution de transmission. La succession est actuellement représentée par le regroupement ECMA (European Computer Manufactures Association), un groupe qui à l'origine n'était constitué que de grands constructeurs européens (Bull, Philips, Siemens, ...) et qui comprend aujourd'hui des constructeurs mondiaux (IBM, Unisys...). Le groupe a deux sous divisions: le TC23 qui se charge de l'interconnexion des systèmes ouverts et le TC24 qui se charge des protocoles de communications.

Dans ce chapitre deux antennes (appelées antennes ECC) différentes du point de vue géométrique mais fonctionnant dans la même bande de fréquence [6 - 8,5 GHz] sont présentées. La première est basée sur les travaux déjà menés sur le monopole rectangulaire fonctionnant dans la bande FCC. La seconde antenne est un monopole triangulaire. Cette seconde antenne a été connectée à une puce émettrice d'impulsions. L'étude de la deuxième antenne comprend une partie co-design.

4.2 Antenne ECC rectangulaire

En premier lieu, l'objectif étant de concevoir une antenne fonctionnant dans la bande [6 – 8,5GHz], on s'est basé sur le monopole imprimé rectangulaire déjà vu précédemment et qui fonctionne dans la bande FCC [3,1 – 10,6 GHz]. Le substrat (RO4003) est composé de quatre couches de métal et de trois couches de diélectriques. L'alimentation de type GCPW, la forme de l'antenne et des encoches réalisées dans les plans de masse n'ont pas changé. L'étude est composée de deux étapes. La première est le décalage de la fréquence basse de 3,1 GHz à 6 GHz par homothétie d'un facteur "*K*". La partie ligne d'alimentation reste évidemment inchangée, l'homothétie étant appliquée uniquement à l'élément rayonnant (figure 4.2). La seconde étape de l'étude consiste à sélectionner la fréquence haute de la bande grâce à la technique d'insertion d'une fente. Cette antenne étant l'évolution ou l'adaptation de l'antenne FCC, et afin de maintenir une bonne méthode d'analyse, on a conservé le logiciel de simulation HFSS d'Ansoft pour cette étude.

On rappelle également les dimensions de la structure FCC de base:

Xa1=7,8mm; *Xa2*=2,6mm, *Xa3*=2,6mm; *Xa4*=1,56mm; *Ya1*=12,35mm; *Ya2*=7,15mm; *Ya3*=1,3mm;

Ya4=0,52mm; *Xenc_inf*=2mm; *Yenc_inf*=0,8mm;

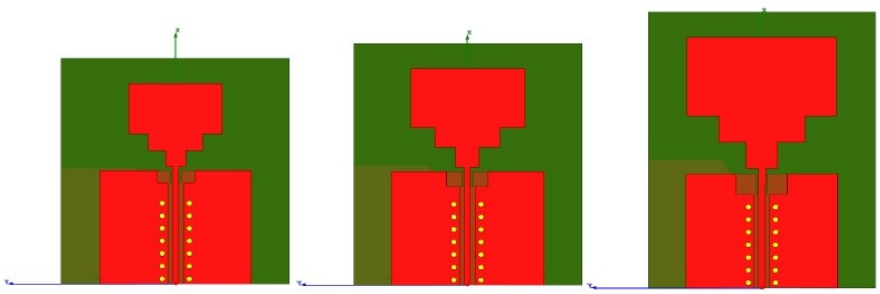


Figure 4.2: Illustration de l'antenne ECC rectangulaire avec K=0,5; K=0,6 et K=0,8 respectivement de gauche à droite

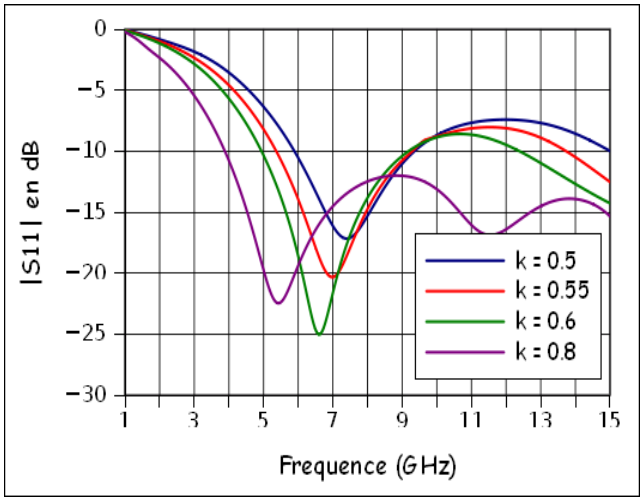


Figure 4.3: Influence du paramètre "K" sur l'amplitude du coefficient de réflexion du monopole rectangulaire

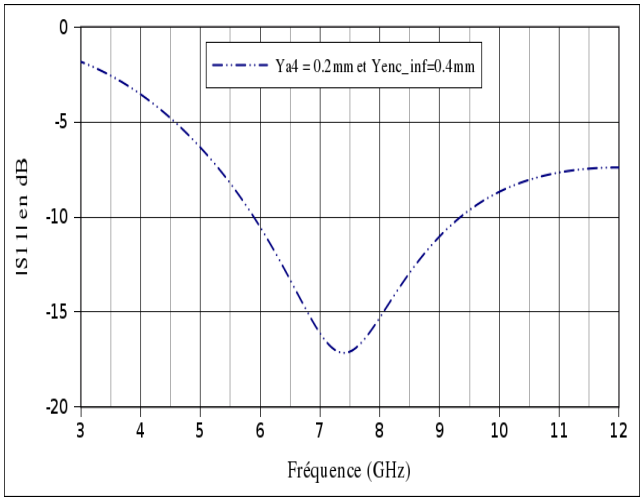


Figure 4.4: Amplitude du coefficient de réflexion pour Ya4=0,4mm et Yenc_inf=0,8mm

Les courbes de la figure 4.3 mettent en évidence l'influence de l'homothétie appliquée sur la structure de base. Plus la taille de l'antenne est petite, plus la fréquence basse de la bande passante est élevée ainsi que la première fréquence de résonance. Le premier objectif étant de fixer la fréquence basse à 6 GHz, on remarque que ce résultat est obtenu pour un coefficient "K = 0,5". Cette valeur correspond bien au principe de l'homothétie tel que :

$$coefficient = f_{de\,base} / f_{désirée} = 3{,}1\,GHz / 6\,GHz \approx 0{,}5 = K$$

Il est également évident d'après l'allure des courbes que l'antenne ne conserve pas totalement les mêmes propriétés du point de vue de l'adaptation et de la deuxième fréquence de résonance. Ceci est due au fait que seuls les paramètres constituants la géométrie de l'élément rayonnant et les encoches des plans de masse subissent l'homothétie. L'homothétie ne s'applique pas à la ligne d'alimentation qui conserve ses dimensions initiales correspondant à une impédance de 50 Ohms. Si l'on regarde de près la nouvelle configuration avec K = 0,5, on s'aperçoit qu'il y a une certaine discontinuité au niveau de la transition entre l'extrémité de la ligne et le premier étage constituant l'antenne. On passe d'une dimension de 0,39mm à 0,2mm, ce qui n'est pas conforme avec le principe d'un évasement croissant de la ligne jusqu'à l'ouverture de l'antenne. Ainsi, on a dû retoucher les différents paramètres constituant cette zone, afin de retrouver une géométrie conforme au principe d'évasement. Les paramètres retouchés sont la largeur suivant "y" de l'encoche taillée dans les plans de masse inférieurs, "*Yencoche_inf*" et la largeur du premier étage de l'antenne, "*Ya4*". Le résultat de cette configuration modifiée est représenté dans la figure 4.34. Ainsi, les dimensions de cette configuration sont:

Xa1=7,8mm; *Xa2*=2,6mm, *Xa3*=2,6mm; *Xa4*=1,56mm; *Ya1*=12,35mm; *Ya2*=7,15mm; *Ya3*=1,3mm; *Ya4*=0,2mm; *Xenc_inf*=2mm; *Yenc_in*f=0,4mm;

On a donc réussit par une simple homothétie (partielle) à transformer l'antenne à plan de masse réduit fonctionnant dans la bande FCC à une antenne avec les mêmes caractéristiques et fonctionnant dans la bande ECC. Ce travail a essentiellement été focalisé sur la fréquence basse de la bande avec une liberté de largeur de bande. C'est une antenne qui peut cohabiter avec d'autres dispositifs fonctionnant dans la bande FCC sans crainte d'interférence dans la première partie de bande s'étalant de 3,1 GHz à 6 GHz. Toutefois, elle partage la fin de bande FCC à partir de 8,5 GHz.

L'antenne ECC rectangulaire a un inconvénient majeur qui est son encombrement due à la largeur de ses plans de masse latéraux. Cette largeur permet de fixer la fréquence basse de la bande. Les résultats obtenus montrent également que l'antenne n'est pas assez sélective dans les hautes fréquences. De plus, sachant que l'antenne constitue un premier filtre dans une chaîne de transmission, on va approfondir l'étude dans le but de réaliser une antenne bien sélective en basse et haute fréquence avec un encombrement minimum.

Cette étude est présentée dans la partie suivante.

4.3 Antenne ECC triangulaire

4.3.1 Présentation de l'antenne et de son support

Cette antenne, comme la précédente, est imprimée sur un substrat composé de RO4003. Elle est alimentée par une ligne GCPW. Les différents plans de masse insérés dans le substrat sur trois niveaux sont reliés par des vias. Dans un premier temps, l'antenne a été étudiée sans la fente insérée. Les figures 4.5 et 4.6 montrent respectivement la forme de l'élément rayonnant accompagné de ses plans de masse latéraux et la forme du plan de masse inférieur sur les deux cotés du substrat. L'antenne a été totalement paramétrée afin de faciliter l'étude et la compréhension de son fonctionnement. Le développement ainsi que la conception de cet élément ont été faits avec le logiciel de simulation temporel CST Microwave Studio. Les techniques de simulation, la définition des boîtes de calculs, le maillage de la structure et les types d'excitations du port sont assez différents par rapport aux études réalisées à l'aide du logiciel HFSS. Le thème de la miniaturisation

étant important de nos jours, la taille de l'antenne proposée est relativement réduite ce qui favorise son intégration dans un système de communication le rendant ainsi plus complet et sans encombrement majeur.

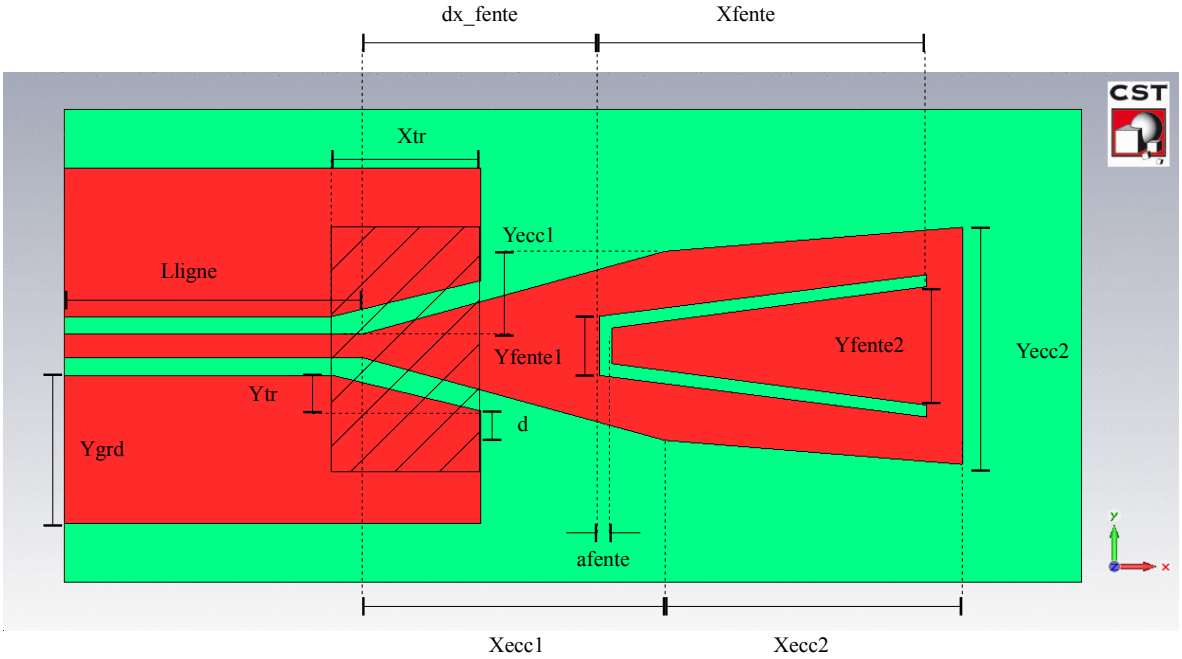


Figure 4.5: Le layout de la face supérieure de l'antenne triangulaire ECC avec présentation des paramètres (TOP)

Les paramètres présentés sur les figures 4.5 et 4.6 permettent de décrire 4 parties principales :

- La première partie est composée de la ligne d'alimentation GCPW et de ses plans de masse définis par les paramètres suivants :

Lligne	La longueur physique de la ligne d'alimentation centrale du point d'excitation jusqu'au commencement de la transition évasive de l'élément.
Ygrd	La largeur des plans de masse latéraux. La largeur des trois plans de masse inférieurs est alors de 2*Ygrd + 2*G + Wligne
Wligne et G	Deux paramètres définissant respectivement la largeur de la ligne d'alimentation centrale et l'espacement entre cette dernière et les plans de masse latéraux.

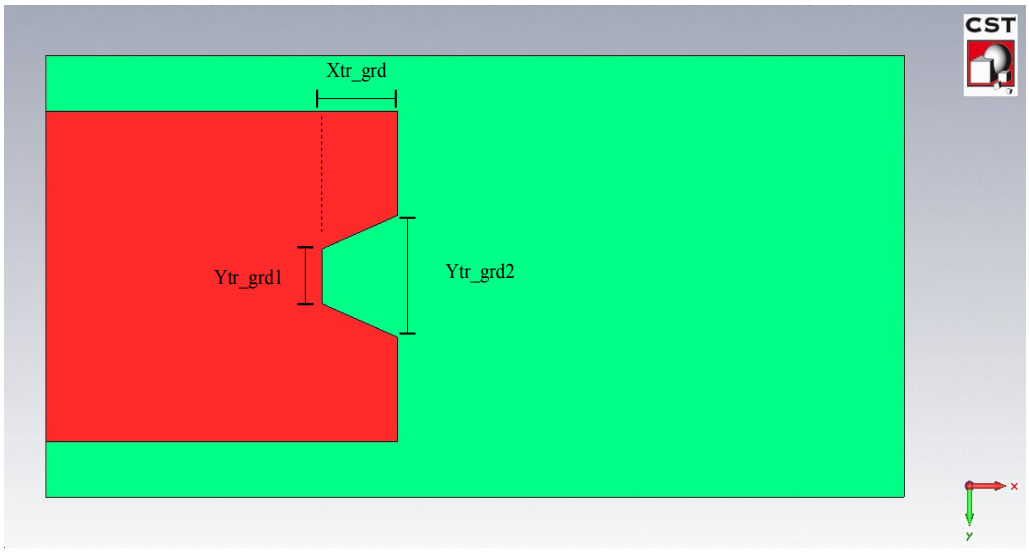


Figure 4.6: Le layout de la face inférieure de l'antenne triangulaire ECC avec présentation des paramètres (BOTTOM)

- La deuxième partie est constituée par la transition entre la ligne d'alimentation et la partie principale de l'élément rayonnant (zone hachurée dans la figure 4.5). Il est difficile de définir avec précision les limites entre la ligne et l'élément rayonnant. C'est pour cette raison que cette région est présentée séparément. Elle est de forme évasive et conçue par des découpes respectives dans les plans de masse latéraux ainsi que dans les plans de masse inférieurs.

Xtr	La dimension suivant “x” de la découpe faite dans les plans de masse latéraux (dans la direction de la propagation).
Ytr	La dimension suivant "y" des découpes faites dans les plans de masse latéraux de la ligne GCPW. Une augmentation de "Yt r" se traduit par une variation du paramètre "d". Dans la structure de référence "d"=0mm et les arêtes du plan de masse sont parallèles aux arêtes de l'élément rayonnant dans la zone de transition.
Xtr_grd	La dimension suivant "x" de tous les plans de masse inférieurs.
Ytr_grd1	La dimension suivant "y" des plans de masse inférieurs dans le sens de la ligne d'alimentation.
Ytr_grd2	Idem que Ytr_grd1 mais du côté de l'élément rayonnant.
d	"d" le paramètre qui modifie le parallélisme des arêtes des découpes des plans de masse latéraux avec celles de l'antenne en modifiant le paramètre "Ytr". Il est également responsable de l'évasement de la découpe des plans de masse inférieurs "Ytr_grd2"

- La troisième partie est quant à elle liée à l'élément rayonnant. Ce dernier est défini par deux étages à forme évasive.

Xecc1 et Yecc1	Les dimensions respectives suivant “x” et “y” délimitant la première partie de l'antenne du côté de la ligne d'alimentation GCPW.
Xecc2 et Yecc2	Les dimensions respectives suivant “x” et “y” de la deuxième partie de l'élément rayonnant.

- Le quatrième et dernier élément constituant l'antenne finale est la fente insérée par la suite. Cette fente est définie à l'aide des paramètres suivants.

Xfente	Une dimension suivant “x” qui définit indirectement la longueur de la fente.
Yfente1 et Yfente2	Les deux dimensions qui définissent respectivement la largeur de la fente dans le sens de la ligne d'alimentation et l'ouverture de cette fente dans le sens de l'antenne.
afente	Ce paramètre défini l'espacement ou la largeur de la fente

4.3.2 Excitation de l'antenne ECC triangulaire

L'antenne sur son support a été présentée avec tous ses paramètres. Cette dernière est alimentée par une ligne de transmission de type GCPW. Cette ligne est excitée avec un "waveguide port" défini par le logiciel CST Microwave Studio. Ce type de port d'excitation permet d'obtenir des informations sur la propagation des lignes du champ électromagnétique à cet endroit de la structure, contrairement au fonctionnement d'un port discret, qui lui n'est défini que par son impédance. L'emplacement du "waveguide port" et la distribution du champ sont illustrés dans la figure 4.7. De par la complexité mise en avant par la multitude des plans de masse, il a fallu actionner l'option "Add Electric Shielding around Port Region" dans les propriétés du port d'excitation, permettant à ce dernier de reconnaître tous les plans de masse inférieurs ainsi que les deux plans de masse latéraux comme étant au même potentiel. On évite ainsi les phénomènes de résonances et de parasites entre les plans métalliques qui peuvent polluer l'adaptation et l'étude de l'antenne. Réellement ce même potentiel ne pourrait être assuré que par les deux rangées de vias. Mentionnons également que la distribution de la densité du courant varie en fonction de la fréquence. Ainsi, les différences de potentiels changent suivant leur proximité et leur éloignement des vias et donc des zones à forte concentration de courant.

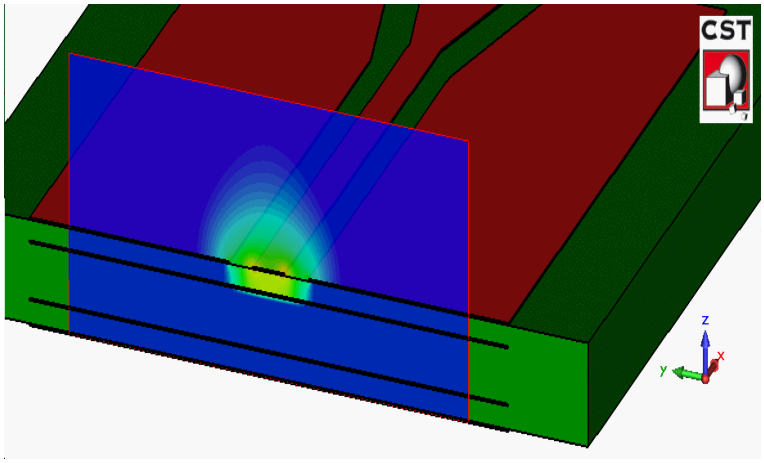


Figure 4.7: Illustration montrant la distribution du champ électromagnétique au niveau du port d'excitation

4.3.3 Études paramétriques

Maintenant que l'antenne est paramétrée, que la ligne GCPW a une impédance caractéristique de 50 Ohms, que la distribution des lignes de champs est conforme au type d'alimentation, les différentes études paramétriques peuvent être effectuées. Ces résultats seront présentés sous deux formes : l'amplitude du coefficient de réflexion S11 en dB et la partie réelle de l'impédance (la partie imaginaire de Z a également été étudiée). Les paramètres variants sont : "*d*", "*Lligne*", "*Xecc1*", "*Xecc2*", "*Yecc1*","*Yecc2*", "*Xtr*", "*Ytr_grd1*", "*Xtr_grd*" et "*Ygrd*". Cette étude peut être répartie en deux parties : étude paramétrique de la ligne d'alimentation et de la transition et puis celle de l'élément rayonnant. Les valeurs numériques initiales de ces paramètres (en mm) sont:

$d = 0$; $Lligne = 5$; $Xecc1 = 5{,}6$; $Xecc2 = 3{,}5$; $Yecc1 = 1{,}4$; $Yecc2 = 3{,}2$; $Xtr = 2$; $Xtr\_grd = 2$.

On trouvera une synthèse sur l'influence de tous les paramètres dans un tableau après la présentation des courbes des coefficients de réflexion et de l'impédance d'entrée.

4.3.3.1 Études paramétriques de la ligne d'alimentation et de la transition

La ligne ayant une impédance caractéristique de 50 Ohms, la largeur du conducteur central *Wligne* et son espacement des deux plans de masse latéraux G sont constants (*Wligne*=0,39mm, *G*= 0,3mm).

- Largeur du plan de masse : Ygrd

Cette variation concerne la largeur du plan de masse de la ligne coplanaire mais également la largeur des plans de masse des couches inférieures. A partir d'une certaine valeur son influence sur l'impédance de la ligne est négligeable, d'autant plus que comme nous l'avons vu, cette ligne est très proche d'une ligne microruban. C'est la partie du plan de masse qui se trouve face à l'élément rayonnant (d) qui influence le plus les caractéristiques de l'antenne.

Ainsi, la largeur des plans de masse latéraux est définie par *Ygrd* du coté du port d'excitation et par *Ygrd-Ytr-d* pour l'extrémité du coté de l'élément rayonnant.

Les plans de masse inférieurs ont une largeur totale égale à 2**Ygrd*+2**G*+*Wligne*.

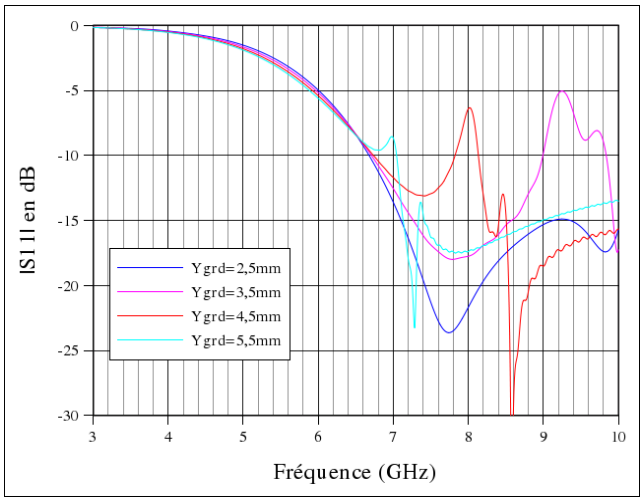


Figure 4.8: Influence du paramètre "*Ygrd*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

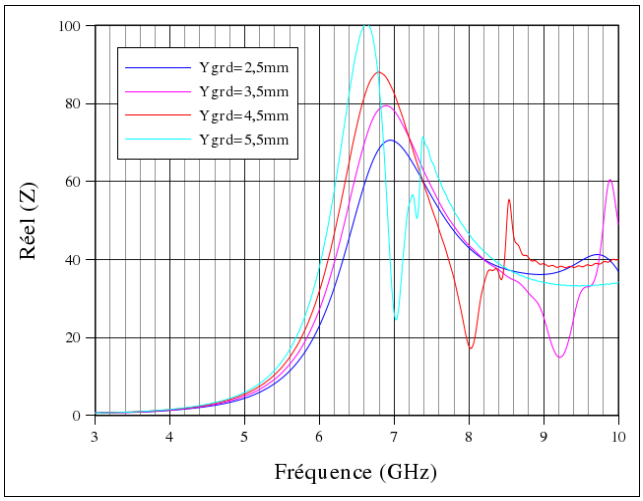


Figure 4.9: Influence du paramètre "*Ygrd*" sur le Réel (Z)

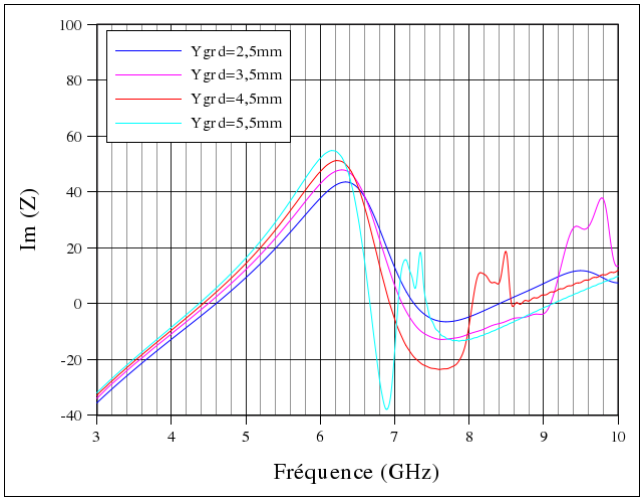


Figure 4.10: Influence du paramètre "*Ygrd*" sur le Im (Z)

Les figures 4.8 à 4.10 montrent les résultats obtenus avec un monopole triangulaire miniature avec différentes valeurs de *Ygrd* (config.e; § 4.3.4). Alors que la fréquence basse de la bande passante reste inchangée, des fortes perturbations dans la bande passante de l'antenne sont constatées quand on augmente la largeur du plan de masse. Plus le plan de masse est large plus les fréquences de ces perturbations sont basses.
L'observation des courants sur le plan de masse de la ligne dans le cas *Ygrd* = 4 mm aux fréquences des perturbations (8 ; 8,6 et 9 GHz) montre l'existence des modes indésirables (figures 4.11, 4.13 et 4.15).

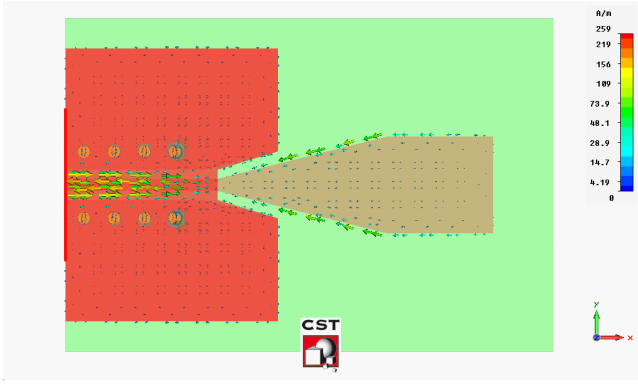


Figure 4.11: Distribution des courants - config "e"(8GHz)

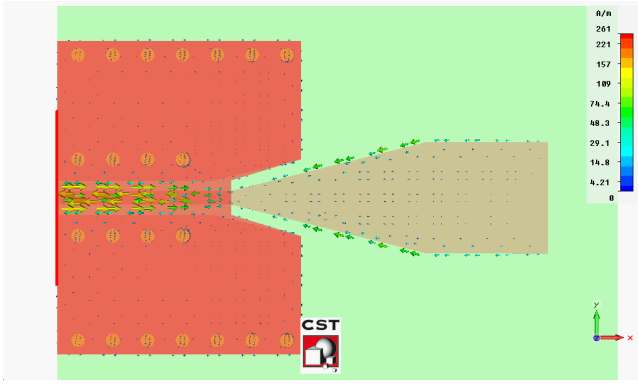


Figure 4.12: Distribution des courants - config "f"(8GHz)

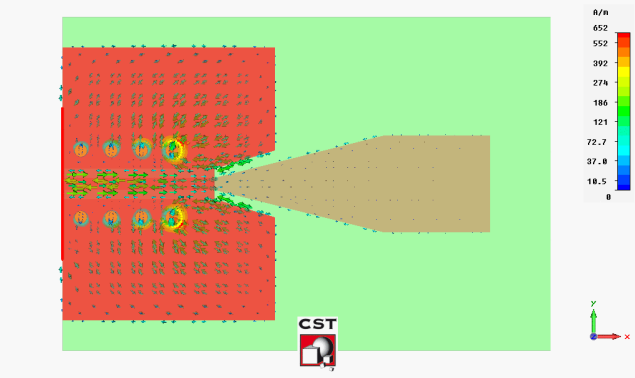


Figure 4.13: Distribution des courants-config"e"(8,6GHz)

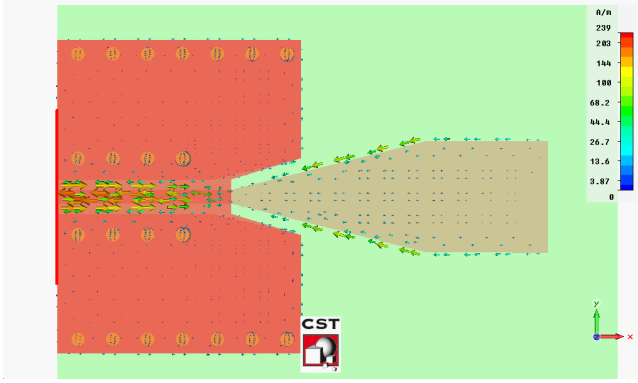


Figure 4.14: Distribution des courants - config"f"(8,6GHz)

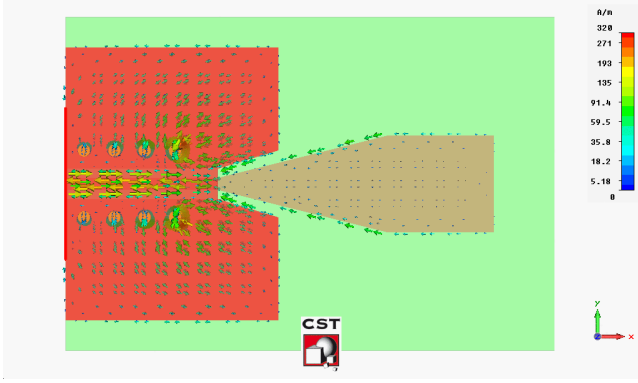


Figure 4.15: Distribution des courants - config "e"(9GHz)

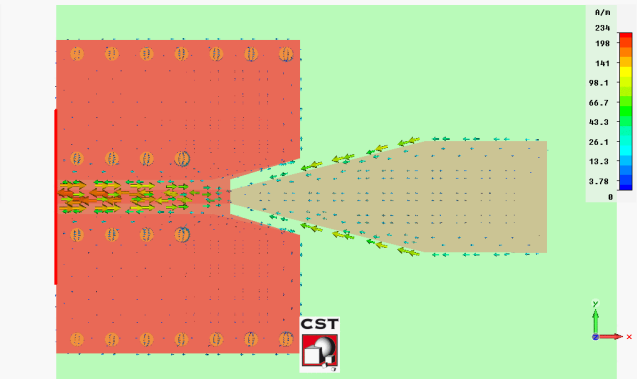


Figure 4.16: Distribution des courants - config "f"(9GHz)

Afin de détruire ce phénomène et imposer le même potentiel sur les différents plans de masse, une deuxième rangée de vias a été rajoutée aux extrémités des plans de masse (config f). Les figures 4.12, 4.14 et 4.16 montrent bien l'élimination des courants dans le cas de deux rangées de vias.
Dans les figures 4.17 à 4.20 on compare les deux cas (une rangée de vias près de la ligne centrale et 2 rangées de vias) en termes de |S11|, RéelZ, ImZ et abaque de Smith, dans le cas de *Ygrd* = 4 mm.

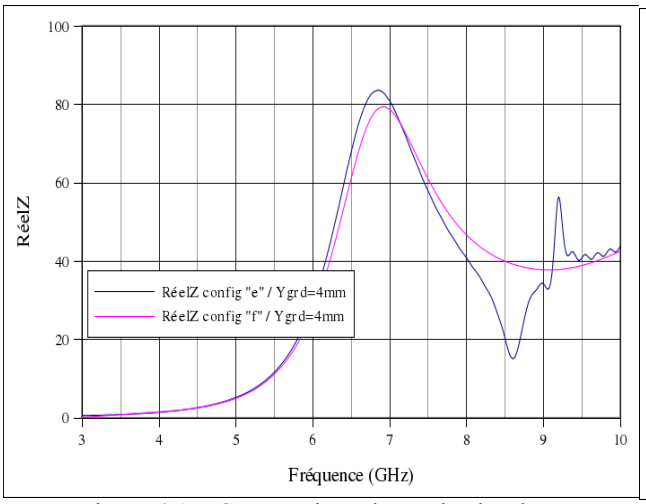


Figure 4.17: Comparaison du RéelZ des deux configurations

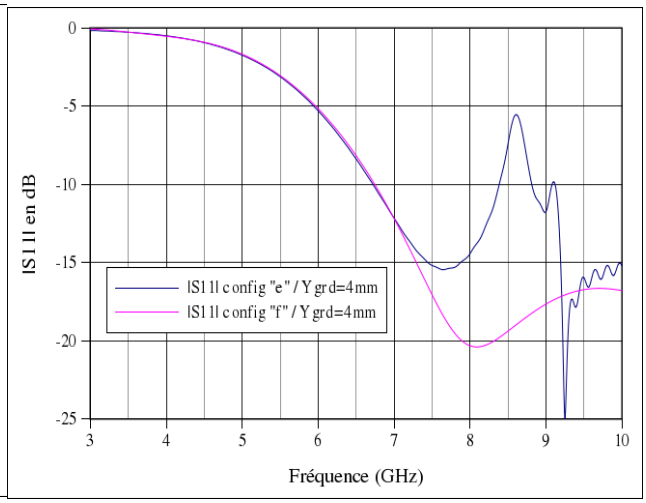


Figure 4.18: Comparaison de l'amplitude du coefficient de réflexion des deux configurations

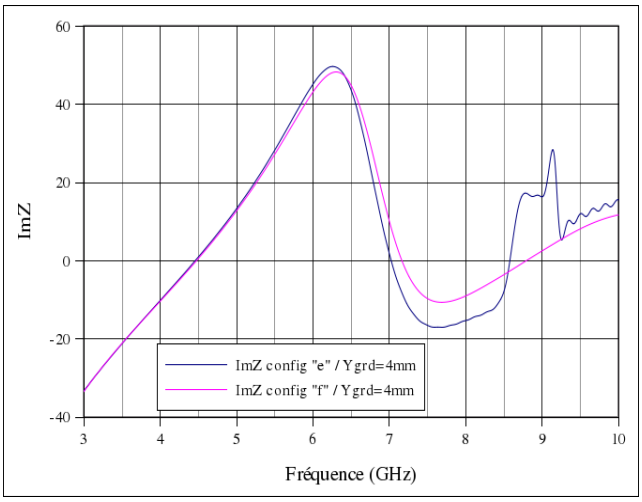


Figure 4.19: Comparaison du ImZ des deux configurations

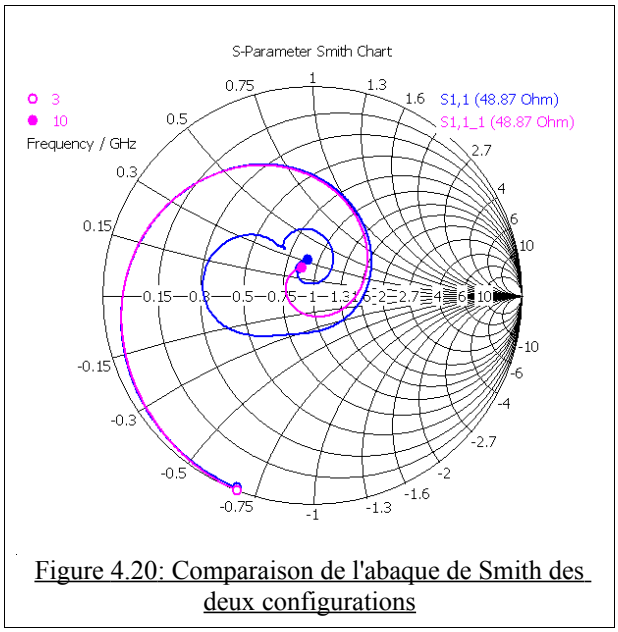


Figure 4.20: Comparaison de l'abaque de Smith des deux configurations

Il en résulte que suivant la largeur du plan de masse, une deuxième rangée de vias est nécessaire pour renforcer l'unification du potentiel des différents plans de masse.

Pour la suite des travaux, la valeur de *Ygrd* étant de 2,5 mm, une seule rangée de vias a été utilisée. Ceci encombrera moins la structure et facilitera aussi bien les études paramétriques que la réalisation.

- Longueur de la ligne : Lligne

Dans un premier temps nous avons fixé la longueur de la ligne d'alimentation à 5 mm pour des raisons d'encombrement. Tout le travail d'adaptation doit porter sur l'élément rayonnant. Il faut noter que pour ce type d'alimentation (GCPW proche de l'alimentation microruban) avec un élément rayonnant à son extrémité qui forment une sorte de dipôle, on peut constater des résonances liées à la longueur de la ligne (figures 4.21 à 4.23).

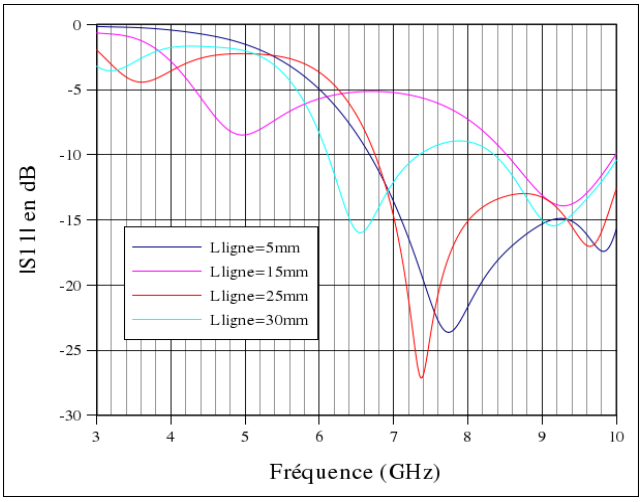


Figure 4.21: Influence du paramètre "*Lligne*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

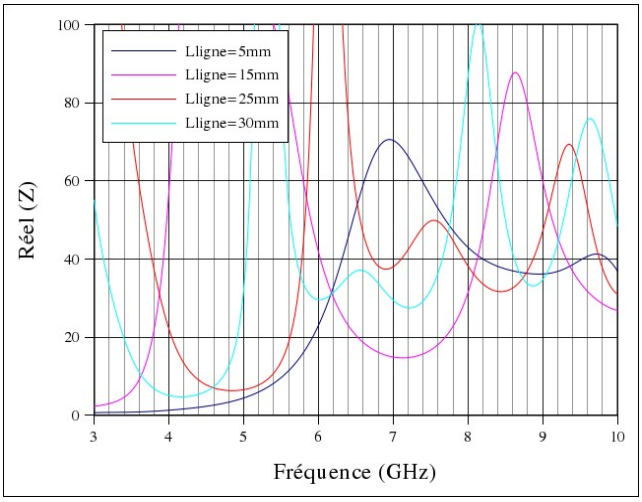


Figure 4.22: Influence du paramètre "*Lligne*" sur Réel(Z)

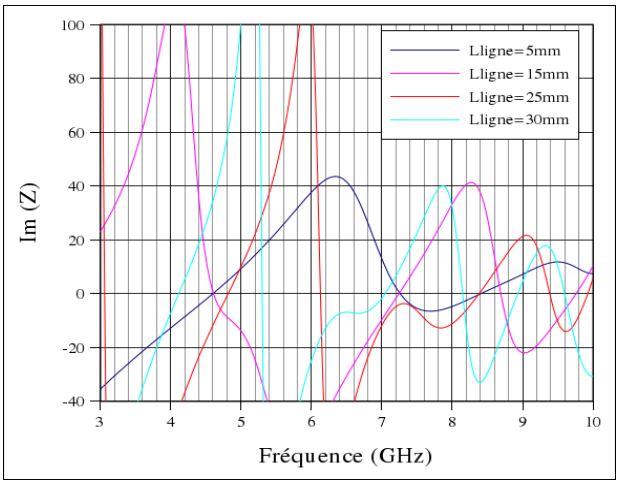


Figure 4.23: Influence du paramètre "*Lligne*" sur Im(Z)

- Dimensions de la transition au niveau de l'élément rayonnant : Xtr, Ytr (d)

Quand on fait varier *Xtr* (figures 4.24 à 4.26), on conserve une longueur de Lligne constante et un élément rayonnant intact. Donc, seule la surface des extrémités des plans de masse latéraux du coté de l'antenne varie. Le parallélisme entre les bords de ces plans de masses et les bords de l'élément rayonnant sont également conservés.

Notons que le paramètre *Ytr* est directement lié au paramètre "*d*". Cette variation consiste à augmenter l'espacement existant entre les parois des plans de masse latéraux (coté antenne) et ceux de l'élément rayonnant. Quand on fait varier *Ytr* et donc d à *Xtr* constant on fait varier d et la partie du plan de masse au niveau de la transition n'est plus parallèle à l'élément rayonnant. On peut donc définir algébriquement *Ytr* par la relation suivante: $Ytr = 0{,}605+d$

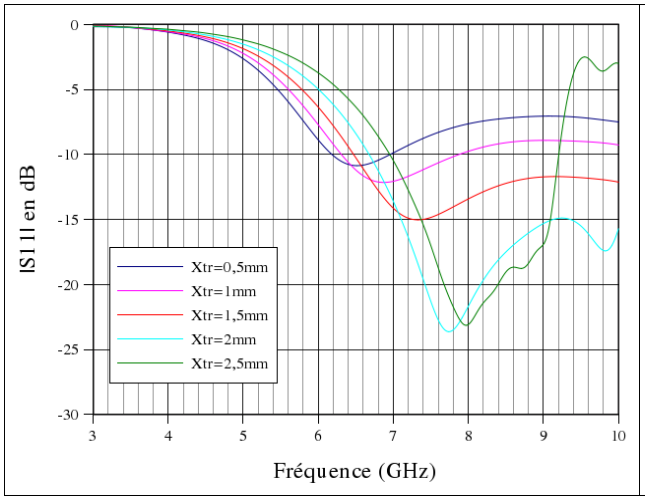


Figure 4.24: Influence du paramètre "*Xtr*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

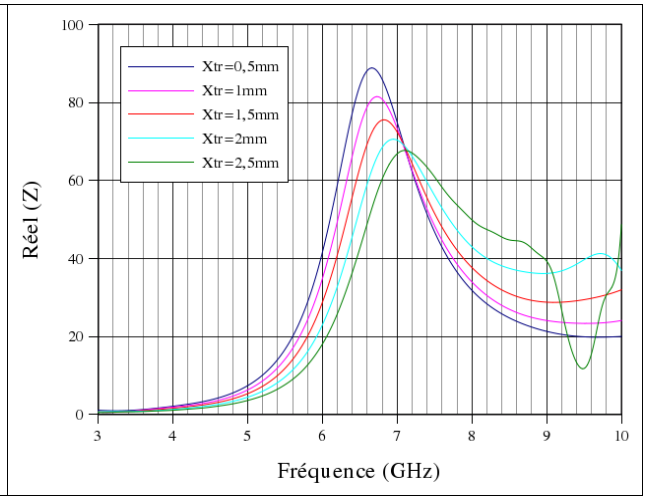


Figure 4.25: Influence du paramètre "*Xtr*" sur Réel(Z)

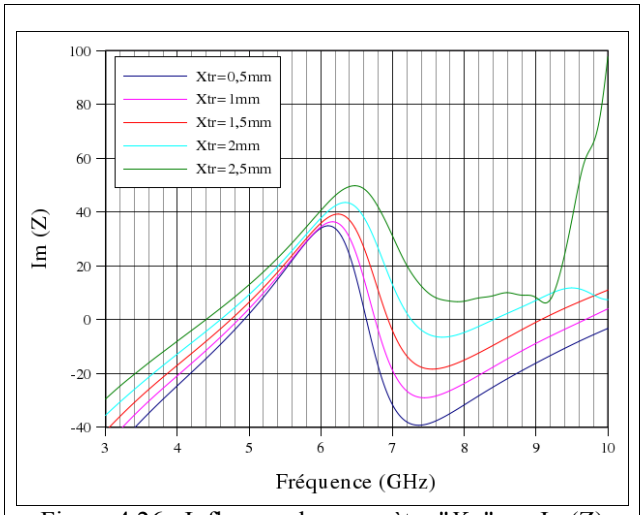


Figure 4.26: Influence du paramètre "*Xtr*" sur Im(Z)

L'augmentation de *Xtr* se fait dans le sens de la ligne GCPW, permettant ainsi de créer l'aspect évasif de la transition plus tôt. Elle décale la fréquence de résonance vers les fréquences hautes et rend les résonances de plus en plus prononcées. Une adaptation est obtenue petit à petit mais et la fréquence basse de la bande passe d'environ 6 GHz à 7 GHz pour une variation de 2mm.

On note que les paramètres *Ytr* et *Ytr_grd2* sont deux paramètres qui varient en fonction de "*d*". Le premier décrit l'évasement entre les plans de masse latéraux et l'élément rayonnant, le second décrit l'évasement du coté de l'antenne dans les trois plans de masse inférieurs. La variation de "*d*" entraîne automatiquement et simultanément la variation des paramètres *Ytr* et *Ytr_grd2*.

La variation de "*d*" est donc commune pour la transition au niveau des plans de masse latéraux et au niveau des plans de masse inférieurs. Ainsi, on ne présentera l'étude paramétrique de "*d*" qu'une seule fois (figures 4.27 à 4.29).

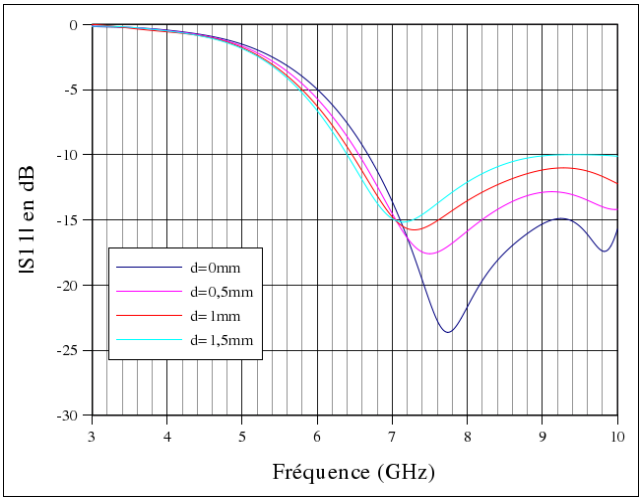


Figure 4.27: Influence du paramètre "*d*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

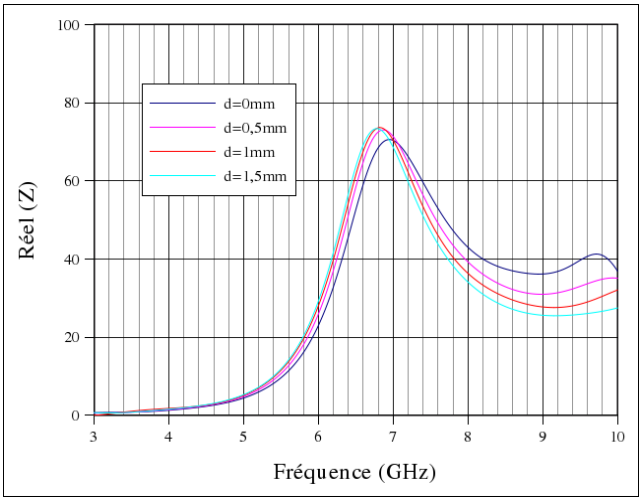


Figure 4.28: Influence du paramètre "*d*" sur Réel(Z)

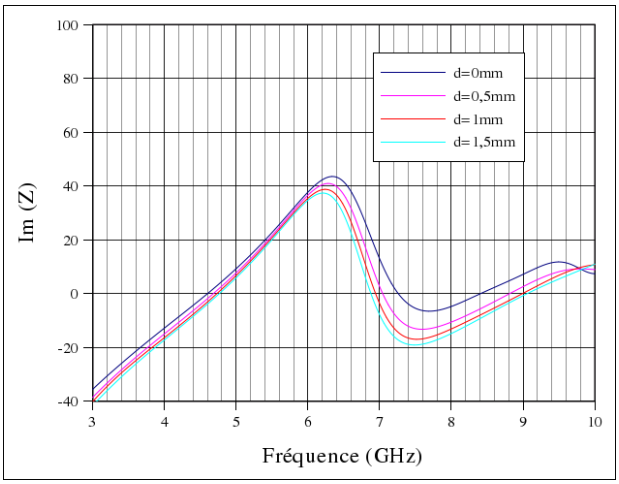


Figure 4.29: Influence du paramètre "*d*" sur Im(Z)

- Dimensions de la transition au niveau des plans de masse inférieurs : Xtr_grd, Ytr_grd1, Ytr_grd2

Ici, les variations des paramètres de la transition au niveau de plans de masse inférieurs se fait indépendamment de la transition au niveau de l'élément rayonnant (figures 4.30 à 4.35).

Comme il a déjà été mentionné précédemment, *Ytr_grd2* varie en fonction de "*d*". On peut donc définir algébriquement *Ytr* par la relation suivante: *Ytr* = 2,2+2**d*

On présentera ainsi dans cette partie, la variation du paramètre *Ytr_grd1* indépendant de "*d*". Ce paramètre assure la variation de l'évasement des plans de masse inférieurs du coté de la ligne de transmission.

Xtr_grd est responsable de la variation de la longueur de la transition évasive des plans de masse inférieurs du coté de l'antenne.

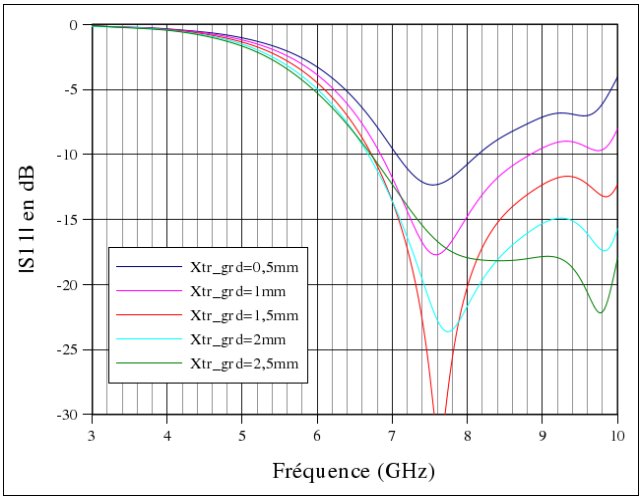


Figure 4.30: Influence du paramètre "*Xtr_grd*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

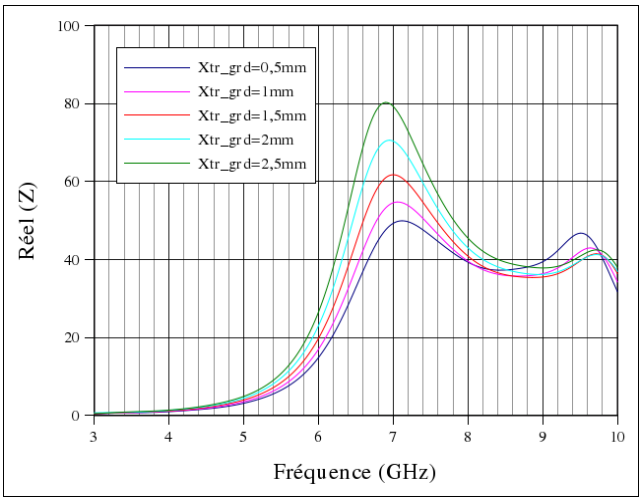


Figure 4.31: Influence du paramètre "*Xtr_grd*" sur Réel(Z)

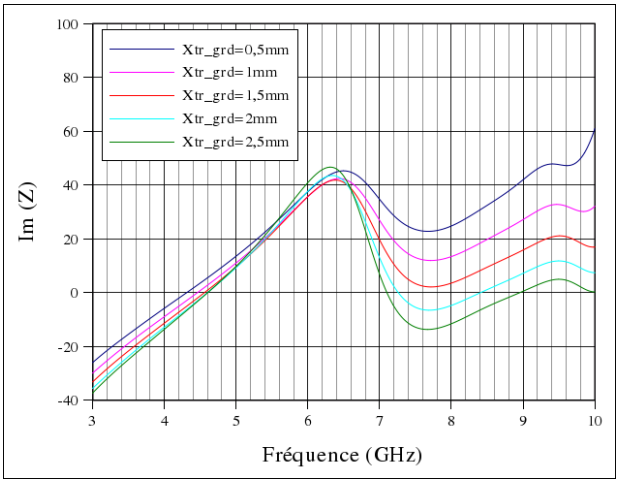


Figure 4.32: Influence du paramètre "*Xtr_grd*" sur Im(Z)

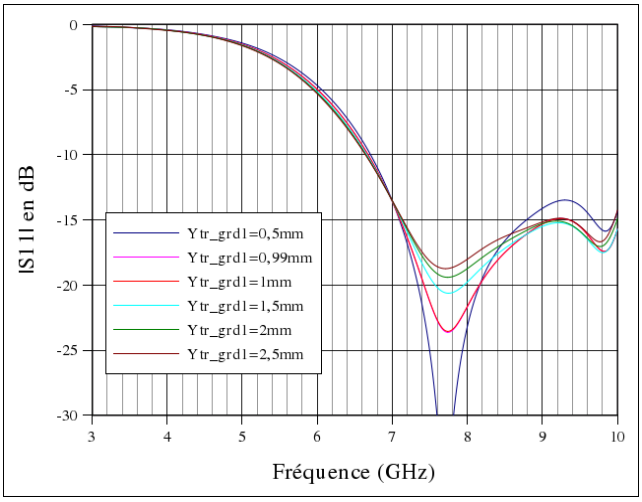


Figure 4.33: Influence du paramètre "*Ytr_grd1*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

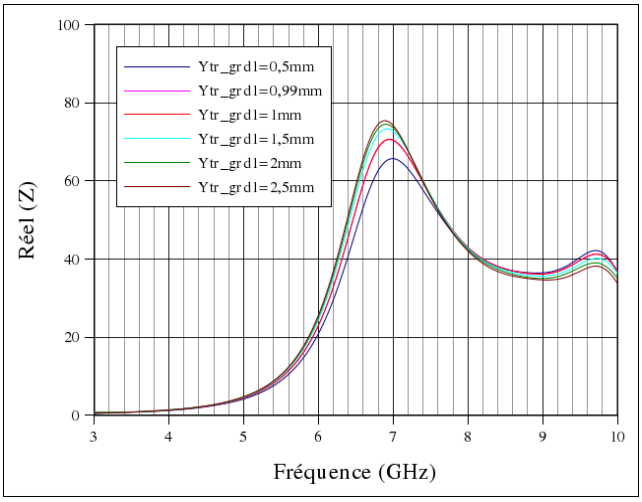


Figure 4.34: Influence du paramètre "*Ytr_grd1*" sur Réel(Z)

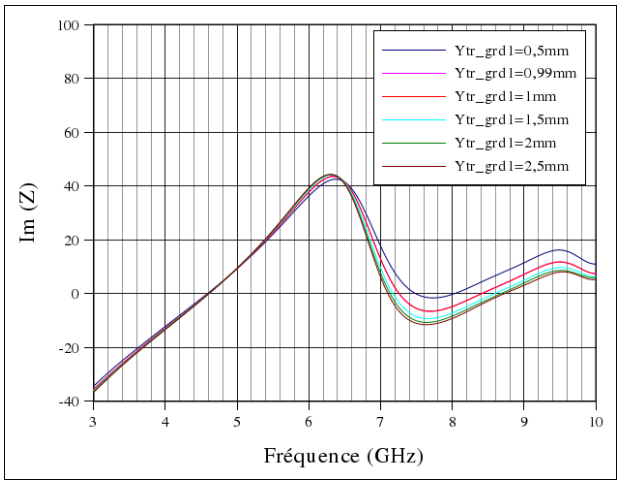


Figure 4.35: Influence du paramètre "*Ytr_grd1*" sur Im(Z)

Durant toute cette étude paramétrique sur la ligne d'alimentation et la transition les bandes passantes obtenues ainsi que la principale résonance se trouvent dans la bande 6 – 8,5 GHz

4.3.3.2 Études paramétriques de la géométrie de l'antenne

Nous avons grâce à l'étude paramétrique sur la ligne d'alimentation réussi à adapter une antenne à partir de 6 GHz. Cette structure présente une résonance au delà de 6,5 GHz. Dans ce paragraphe nous avons étudié l'influence des paramètres géométriques de l'élément rayonnant se trouvant au bout de la ligne sur l'adaptation (impédance d'entrée et bande passante).

- Longueur de l'élément rayonnant : Xecc1, Xecc2

La variation de chacun de ces paramètres (le deuxième restant constant) provoque une variation de la longueur totale de l'élément rayonnant (figures 4.36 à 4.41).

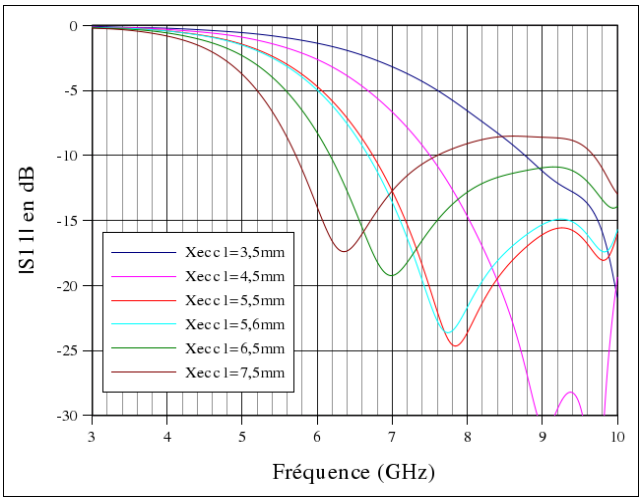


Figure 4.36: Influence du paramètre "*Xecc1*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

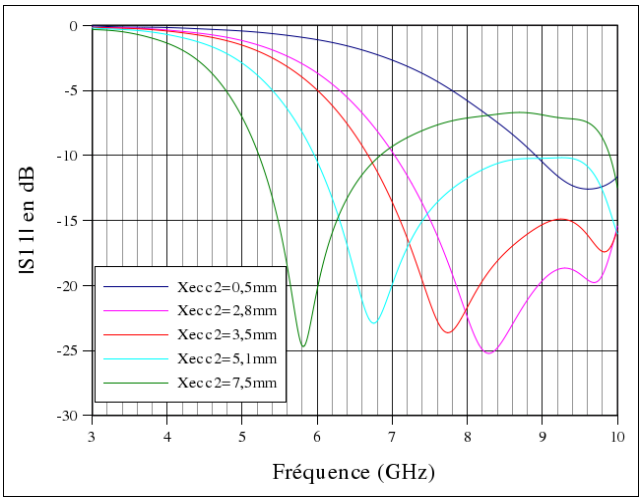


Figure 4.37: Influence du paramètre "*Xecc2*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

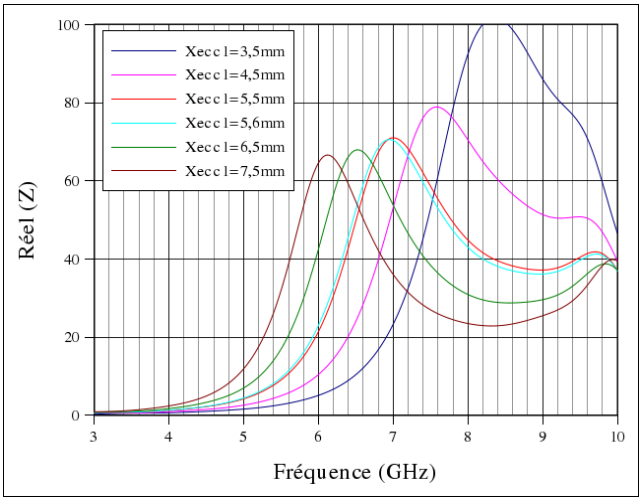


Figure 4.38: Influence du paramètre "*Xecc1*" sur Réel(Z)

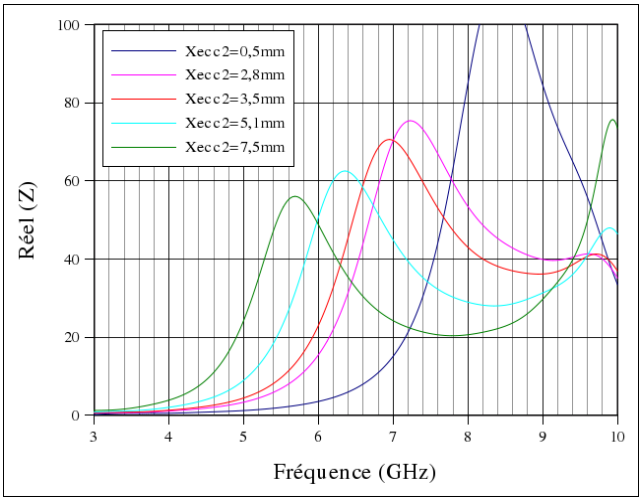


Figure 4.39: Influence du paramètre "*Xecc2*" sur Réel(Z)

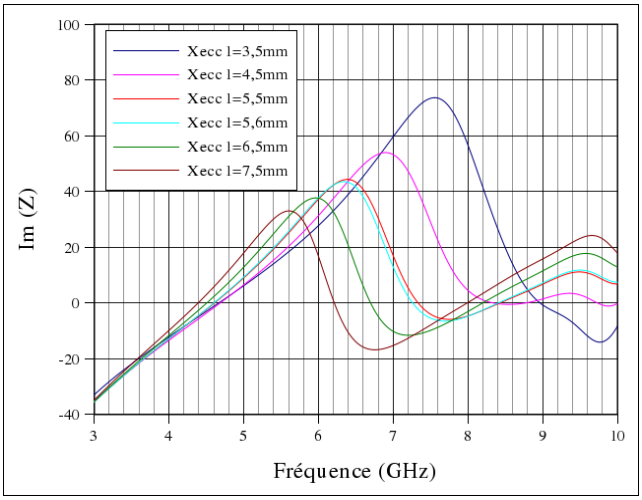


Figure 4.40: Influence du paramètre "*Xecc1*" sur Im(Z)

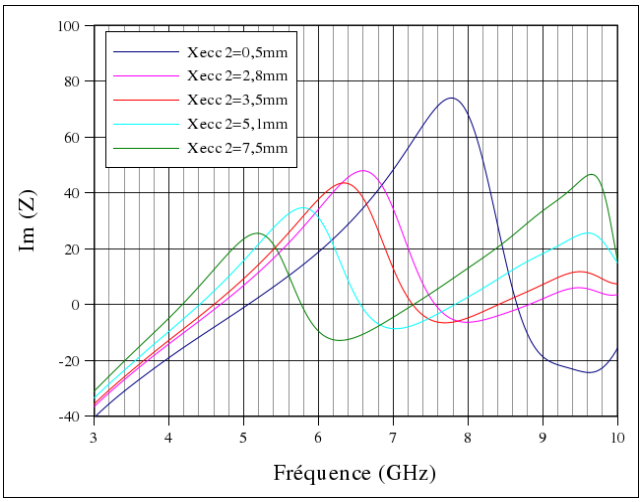


Figure 4.41: Influence du paramètre "*Xecc2*" sur Im(Z)

- Largeur de l'élément rayonnant : Yecc1, Yecc2

La variation de *Yecc1* s'effectuant sans aucune modification du plan de masse au niveau de la transition, le parallélisme entre élément rayonnant et plan de masse à ce niveau n'est pas assuré (figures 4.42 à 4.47).

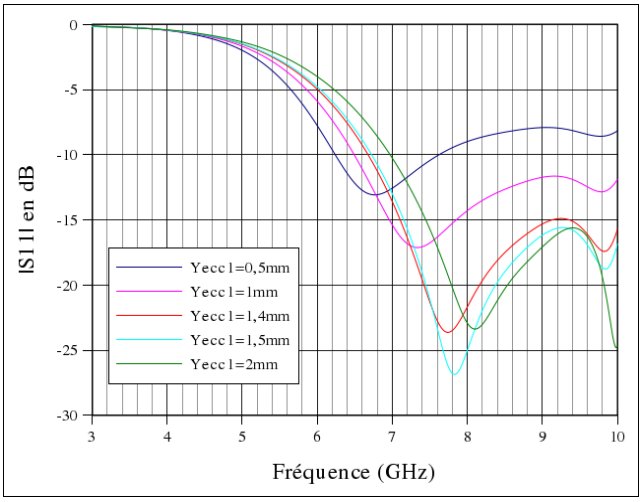


Figure 4.42: Influence du paramètre "*Yecc1*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

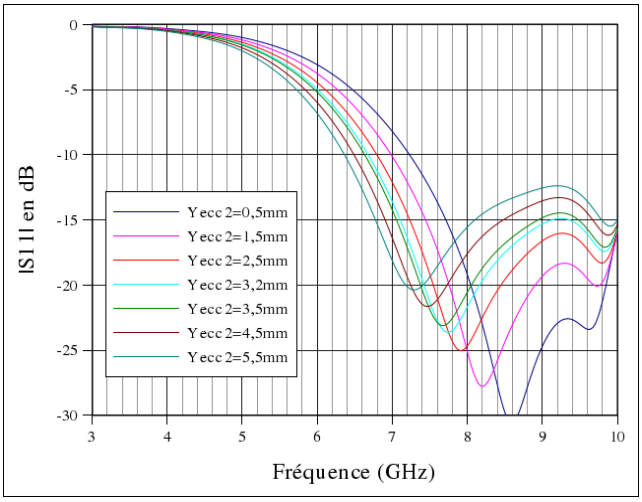


Figure 4.43: Influence du paramètre "*Yecc2*" sur le |S11|

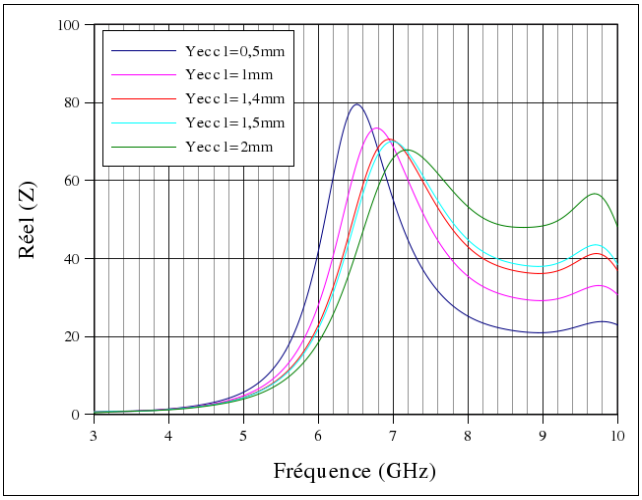


Figure 4.44: Influence du paramètre "*Yecc1*" sur Réel(Z)

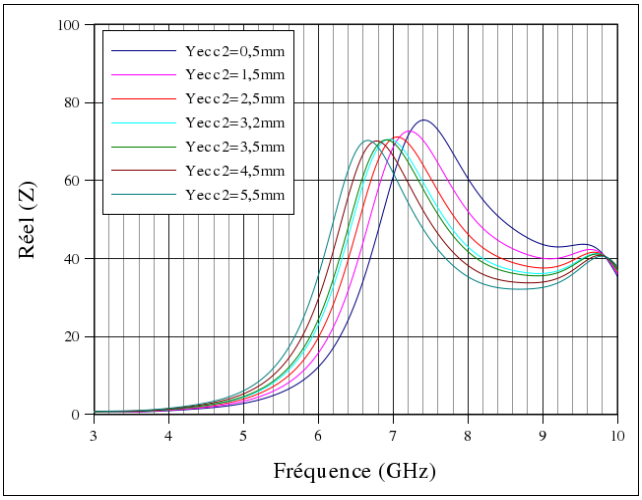


Figure 4.45: Influence du paramètre "*Yecc2*" sur Réel(Z)

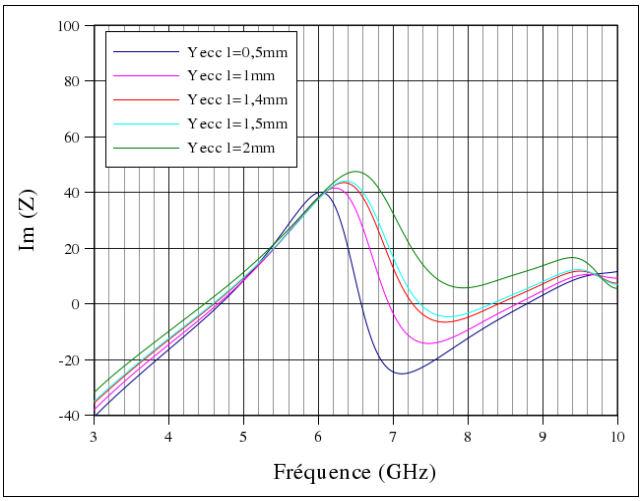


Figure 4.46: Influence du paramètre "*Yecc1*" sur Im(Z)

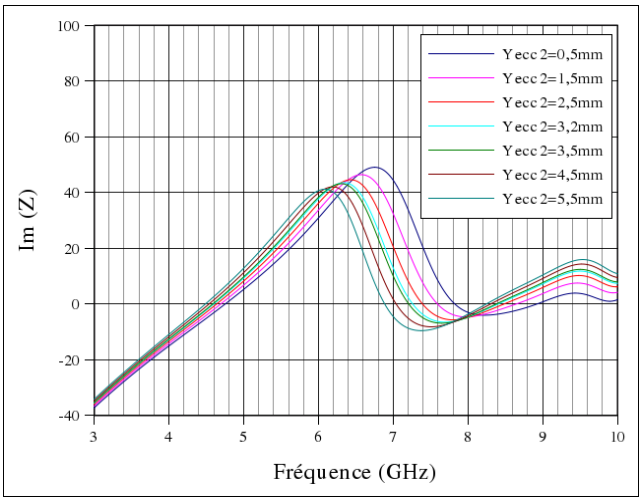


Figure 4.47: Influence du paramètre "*Yecc2*" sur Im(Z)

L'étude paramétrique concernant directement la géométrie de l'antenne a démontré que la totalité

des paramètres influent sur la résonance principale qui varie entre 5,9 GHz et 9 GHz et sur la bande passante de l'antenne. L'influence de paramètres liés à la longueur de l'élément rayonnant est plus importante que celle des paramètres liés à sa largeur. Nous soulignons également l'intérêt apporté par les paramètres de la zone de transition dont la manipulation doit être très délicate. Ceci compte tenu de la sensibilité et de l'influence de ces paramètres sur l'adaptation de l'élément à encombrement constant.

4.3.3.3 Commentaires et conclusions

Une synthèse sur l'influence des différents paramètres de la structure sur ses caractéristiques est présentée dans le tableau suivant :

Le paramètre	Commentaires
Lligne	Nous avons fixé la longueur de la ligne d'alimentation à 5 mm pour des raisons d'encombrement. Tout le travail d'adaptation doit porter sur la partie transition et élément rayonnant.
d	La partie du plan de masse qui est face à l'élément rayonnant joue un rôle important sur l'adaptation de l'antenne. Il faut une certaine largeur de plan de masse à cet endroit pour obtenir une large bande passante avec une fréquence de coupure "*fb*" la plus basse possible. Plus d est grand, plus le coefficient de réflexion est faible et la fréquence basse diminue : le passage de d = 0 mm à d = 1,5 mm montre une variation de la fréquence basse de 200 MHz.
Xecc1	La fréquence basse de la bande passante ainsi que la fréquence de la première résonance diminuent quand la longueur Xecc1 de l'élément rayonnant augmente. La valeur de l'impédance d'entrée diminue également quand la longueur augmente. On vérifie bien que la fréquence de résonance est directement liée à la longueur de l'élément
Xecc2	Ici aussi l'impédance d'entrée, la fréquence basse de la bande passante ainsi que la fréquence de la première résonance diminuent quand la longueur Xecc2 de l'élément rayonnant augmente. On vérifie bien que la fréquence de résonance est directement liée à la longueur de l'élément
Yecc1	Yecc1 joue un rôle important sur le niveau d'adaptation. Ceci est normal étant donné qu'il définit la partie de transition entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation. Il participe indirectement à la transition formée entre les plans de masse latéraux et l'élément en définissant l'espacement entre les deux.
Yecc2	La fréquence basse diminue avec l'augmentation de Yecc2 qui produit une augmentation de la longueur de l'élément. Le niveau d'adaptation est quasiment stable.
Xtr	Plus la transition entre ligne de transmission et élément rayonnant est grande meilleure est l'adaptation. La fréquence basse passe de 6,4 GHz pour *Xtr* = 0,5mm à 7 GHz pour *Xtr* = 2,5mm
Xtr_grd	Ici aussi plus la partie transition est grande meilleure est l'adaptation.
Ytr_grd1	Ce paramètre de la partie transition est moins influant sur les caractéristiques de l'antenne,

	mais il faut cependant noter que ses dimensions sont conditionnées par le Xtr_grd.

Grâce à ces études paramétriques, nous avons pu définir le rôle de tous les paramètres géométriques sur l'adaptation des antennes étudiées. On arrive ainsi à contrôler la fréquence basse de fonctionnement et assurer, voir dépasser la largeur de la bande passante souhaitée. La fréquence de coupure haute dépasse dans la plupart des cas la valeur fixée par le cahier des charges et étant 8,5 / 9 GHz. Nous arrivons également à optimiser le niveau de l'adaptation dans la bande passante souhaitée grâce à la maîtrise de la géométrie de la transition entre ligne GCPW et élément rayonnant.

4.3.4 Configurations intéressantes

Après avoir étudié l'influence de chaque paramètre sur les performances de l'antenne, l'objectif est de choisir les valeurs des paramètres géométriques pour lesquels on obtient des éléments qui satisfont les critères de bande passante et dont les dimensions sont les plus faibles possibles. Dans un premier temps il faut s'intéresser à régler la fréquence basse de la bande passante parce que c'est elle qui conditionne principalement la taille de l'antenne. On s'occupera ensuite du réglage de la fréquence haute et de l'amélioration de l'adaptation de l'antenne. Plusieurs solutions sont étudiées en tenant compte du critère de miniaturisation. Concernant la ligne d'alimentation la longueur de 5 mm a été choisie. Les solutions qui peuvent être retenues se trouvent dans le tableau ci-dessous. Les solutions intéressantes d'un point de vue des performances radioélectriques mais encombrantes ont été écartées.

Paramètres	**Configurations**				
	a	**b**	**c**	**d**	**e**
d	0mm	0mm	0mm	0mm	0mm
Lligne	5mm	5mm	5mm	5mm	5mm
Xtr	2mm	2mm	2mm	2mm	2mm
Xtr_grd	2mm	2mm	2mm	2mm	2mm
Ygrd	2,5mm	2,5mm	2,5mm	2,5mm	2,5mm
Ytr_grd	0,99mm	0,99mm	0,99mm	0,99mm	0,99mm
Xecc1	6,5mm	5,6mm	5,6mm	5,6mm	5,6mm
Xecc2	3,5mm	5,1mm	3,5mm	3,5mm	5mm
Yecc1	1,4mm	1,4mm	0,5mm	1mm	1,4mm
Yecc2	3,2mm	3,2mm	3,2mm	3,2mm	4mm

On observe sur les figures 4.48 à 4.50 les résultats de ces différentes configurations en termes de S11, et d'impédance d'entrée.

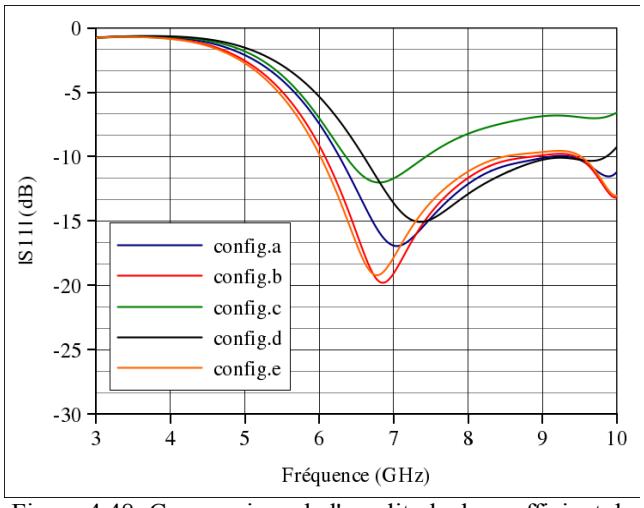


Figure 4.48: Comparaison de l'amplitude du coefficient de réflexion des différentes configurations

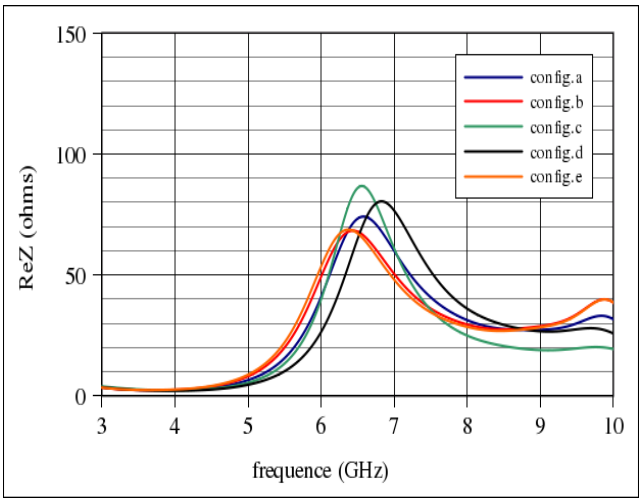


Figure 4.49: Comparaison de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne des différentes configurations

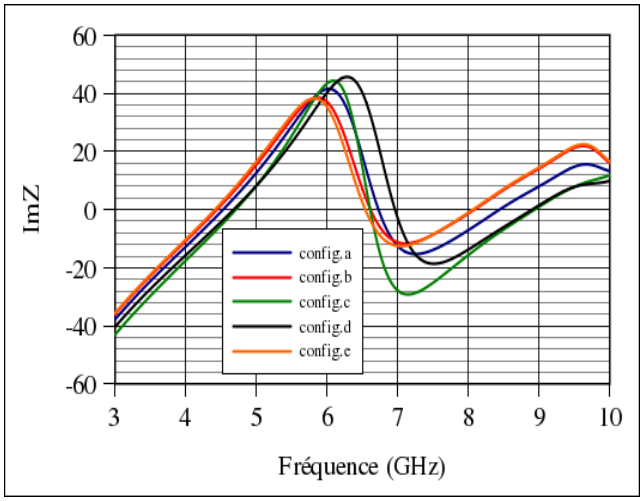


Figure 4.50: Comparaison de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne des différentes configurations

On constate que pour ces configurations, la fréquence basse de la bande passante varie entre 6 et 6,5 GHz et la fréquence de résonance entre 6,8 GHz et 7,5 GHz. La fréquence basse est issue des courbes présentant le coefficient de réflexion. Cette dernière varie de 1 GHz pour la configuration "*c''* à 2,5 GHz pour les configurations "*b*" et "*e*". La partie réelle de l'impédance oscille aux alentours des 50 Ohms dans la bande étudiée. Le maximum est 86 Ohms pour la configuration "*c*" et 70 Ohms pour les configurations "*b*" et "*e*". La partie imaginaire de l'impédance est centrée à zéro avec des variations de + ou – j40 Ohms dans la bande étudiée. On remarque que toutes les fréquences de résonance sont incluses dans la bande de fréquence ECC.

Ces configurations ont été retenues en fonction de leur adaptation et de leurs aptitudes à être des sujets intéressants pour la sélection de la fréquence haute de la bande passante dans l'étude concernant l'insertion d'une fente que nous développerons plus tard. Ceci dit, il a fallut en retenir une pour continuer l'étude de l'élément. Nous avons donc retenu la configuration "*e*".

La configuration "*e*" est la plus proche du type de résultats souhaités. Si l'on se donne comme critère la valeur -10dB pour définir la bande passante, cette configuration correspond aux objectifs du cahier des charges avec une fréquence basse de 6,017 GHz et une fréquence haute de 8,488 GHz.

4.3.5 Insertion d'une fente sélective

Les objets communicants se retrouvent souvent à partager, dans un même environnement, un spectre des fréquences surchargé. C'est pour cette raison et pour diminuer les risques d'interférences que la technique consistant à rejeter les fréquences non utiles d'un terminal trouve son intérêt. Plus l'antenne sera sélective, meilleure sera son intégration dans un système complet. Son rôle de premier filtre dans la chaîne de transmission facilitera le respect du masque ECC à l'émission, ainsi que les traitements en réception.

La fréquence basse étant fixée à 6 GHz et le niveau d'adaptation couvrant ainsi la bande passante à -10dB étant correct, la prochaine étape consiste à fixer la fréquence haute de la bande passante, à 8,5GHz. Sachant que cette antenne sera connectée à une puce émettrice d'impulsions, on cherche alors à améliorer la sélection de la bande de fréquence de 6 – 8,5 GHz. Pour y parvenir, une technique basée sur le contrôle les différents trajets des courants et leurs distributions sur l'élément rayonnant sera utilisée. Elle consiste à creuser une (ou plusieurs) fente(s) dont la longueur physique correspond à la ou aux fréquences que l'on désire rejeter. On peut l'appliquer sur des antennes ultra large bande en 3D **[IV - 02]** comme sur des antennes ULB imprimées **[IV – 03] [IV - 04]**. Cette technique a évolué en fonction des nouvelles technologies. L'évolution de cette technique a également contribué à insérer des fentes tout en maîtrisant également les couplages inductifs qui se créent afin d'obtenir une meilleure adaptation de l'élément rayonnant **[IV - 05]**.

On distingue dans la bibliographie deux types d'insertion de fente. Le premier consiste à insérer cette dernière avec les deux extrémités à l'intérieur de la surface de l'élément rayonnant (fente non débouchante). Le deuxième type possède une extrémité à l'intérieur de l'antenne et l'autre avec un débouché à l'extérieur (fente débouchante) (figure 4.51).

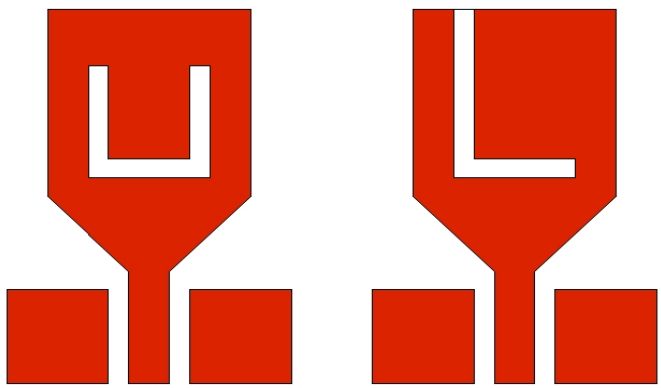
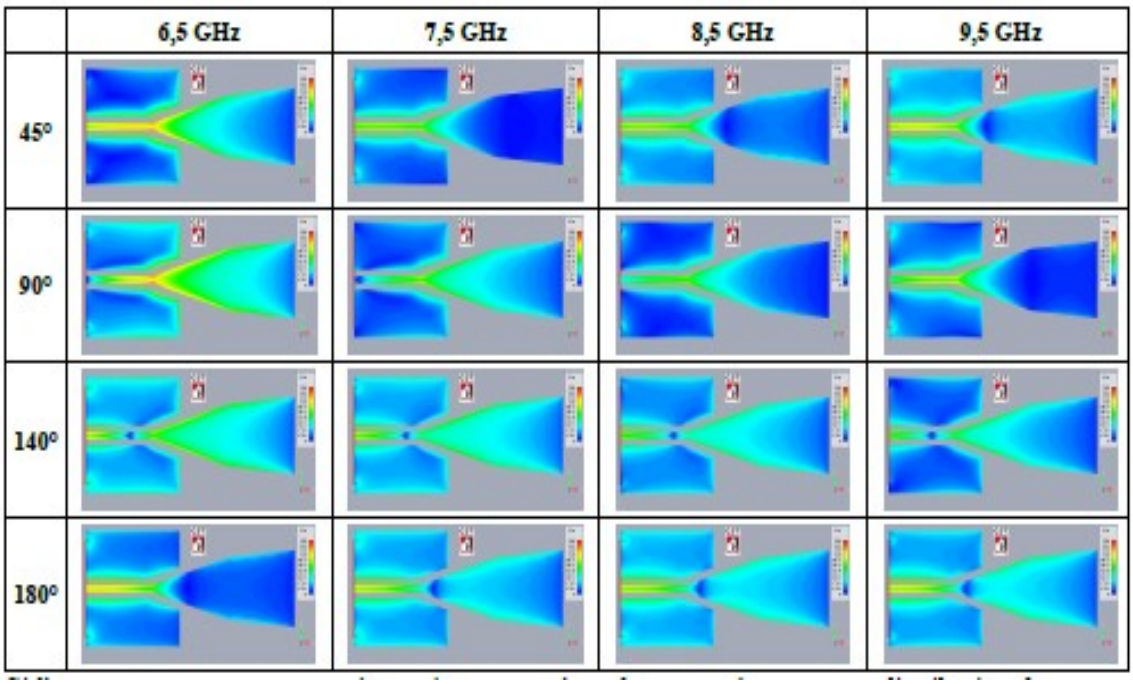


Figure 4.51: Illustration d'un cas avec fente non débouchante (à gauche) et avec fente débouchante (à droite)

On note également que la fente peut être insérée au niveau des plans de masse. C'est une technique qui fonctionne bien avec les antennes miniatures car les plans de masse participent au rayonnement et à l'adaptation de l'antenne **[IV - 06]**. Ceci se manifeste au niveau de la distribution de la densité des courants surfaciques. Les insertions peuvent également être faites dans l'élément rayonnant et dans le plan de masse **[IV - 07]**.

Le travail consiste donc à éliminer ou désadapter l'antenne au delà des 8,5 GHz (9 GHz). Dans un premier temps, on visualisera la densité du courant pour trois fréquences différentes : 8,5GHz, 9GHz et 9,5GHz. Cette visualisation nous permet de localiser les principaux trajets afin de pouvoir par la suite insérer la fente. De cette façon, la longueur du trajet à une certaine fréquence est alors modifiée, ce qui se manifeste par une désadaptation à cette fréquence **[IV – 08] [IV – 09] [IV - 10]**. Ci-dessous la distribution des courants surfaciques sur l'antenne, la ligne et les plans de masse latéraux donnée par CST aux fréquences 8,5 GHz, 9 GHz et 9,5 GHz. Cette distribution varie non seulement en fonction de la fréquence mais également en fonction de la phase. On présentera les distributions à différentes fréquences et pour différentes phases afin de visualiser leur déplacement.



Si l'on compare toutes ces représentations en repérant la zone présentant une distribution de courant surfacique maximale, on constate qu'à ces fréquences, la zone d'évasement définie précédemment par les paramètres "*Xecc1*" et "*Yecc1*" est la plus appropriée. On sait que la transition entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant est très importante pour le bon fonctionnement de l'antenne. La transition est quasiment dans tous les cas présentés comme une région à forte concentration de courant. Une modification de cette zone risquerait de désadapter totalement l'antenne. On constate également en examinant les différents schémas, que les courants circulent le long des parois de l'antenne et des plans de masse. Sur l'antenne, les courants s'estompent au niveau de l'ouverture définie par "*Yecc2*" sans continuer leurs trajets vers l'intérieur de l'antenne. Sur les plans de masse, on remarque qu'une grande partie de leurs surfaces est parcourue par les courants. À l'aller les courants circulent le long la ligne et les plans de masse latéraux sur les parois intérieures. Les courants de retour longent le périmètre des plans de masse jusqu'à s'atténuer près du port d'excitation. Ces phénomènes sont dues aux priorités prédéfinies du port d'excitation, imposant des parois de type "Add Electric Shielding around Port Region", essentielles pour une bonne distribution des champs dans le plan de l'excitation.

On remarque aussi que la zone pré sélectionnée est une zone sensible à toutes les fréquences de la bande de travail. Il se peut ainsi que l'insertion d'une fente destinée à éliminer les fréquences supérieures à 8,5 GHz, influe également sur le comportement de l'antenne à d'autres fréquences. Tout cela nous mènera systématiquement à retoucher la fente afin d'obtenir une meilleure

adaptation. Une autre technique pourrait être envisagée dans le cas où l'insertion de la fente sur l'élément rayonnant ne serait pas efficace. Cette idée part du principe que le plan de masse de l'antenne est relativement petit, ce qui le fait contribuer au rayonnement total. Ceci se manifeste clairement dans les schémas ci dessus. Les plans de masse latéraux sont totalement colorés voir partiellement à certaines fréquences et pour certaines phases. Un exemple assez représentatif de ce phénomène est celui pour "f = 7,5 GHz et phase = 140°". En se référant à la palette des couleurs, on voit pratiquement les mêmes niveaux de densité de courant sur les plans de masse latéraux et sur l'élément rayonnant.

Dans notre cas, on désire éliminer les fréquences au dessus de 8,5 GHz et allant jusqu'à 10,6 GHz. La fréquence centrale est donc aux alentours de 9,5 GHz.

La distribution de la densité des courants surfaciques étant dense dans la zone de transition, on choisira donc de travailler avec une fente non débouchante. Malgré l'inconvénient qui est sa longueur physique (deux fois plus grande que celle d'une fente débouchante), elle peut être insérée de façon à conserver une structure symétrique.

La longueur théorique de la fente (non débouchante) à insérer étant $\lambda_g/2$ **[IV - 11]**

avec $\lambda_g = \lambda \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$ (34)

où λ la longueur d'onde dans l'air et λ_g dans un diélectrique de permittivité relative ε_r

on trouve : $\lambda_{air/f=9,5GHz} = \frac{c}{f} = 3,1\,cm$ (35) et $\lambda_g = \lambda \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = 3,1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3,48+1}} = 2,0708\,cm$ (36)

La longueur physique de la fente insérée est alors $\lambda_g/2$ = 1,04 cm.

La figure 4.52 présente la première manière d'insérer la fente sur l'élément rayonnant. La fente est en forme de "V" ou "U" avec la pointe orientée du coté de la ligne de transmission. Suite aux observations basées sur les représentations de la densité de courant, l'insertion totale de la fente doit être évitée dans la zone de transition. Uniquement une partie de la fente sera dans la zone de transition tandis que l'autre partie longera l'étalement de la structure afin d'assurer la longueur physique désirée. La fente est définie par 5 paramètres : "*Xfente*", "*Yfente1*", "*Yfente2*", "*dx_fente*" et "*afente*". Ces derniers ont fait l'objet d'études paramétriques. Les résultats de ces études sont présentés ci-dessous.

<u>Étude paramétrique de la fente</u>

Pour obtenir des résultats satisfaisants et mettre en évidence l'influence de chaque paramètre, il faut faire varier indépendamment chacun des paramètres comme pour les études paramétriques précédentes. Il a donc été choisi initialement d'insérer une fente dont les valeurs numériques de ses paramètres géométriques sont mentionnées ci-dessous :

Xfente = 5,3mm ; *Yfente1* = 1mm ; *afente* = 0,2mm ; *Yfente2* = 0,6mm ; *dxfente* = 3mm

Cette fente a été étudiée sur une structure conforme à la "configuration e". Les résultats principaux de cette configuration avec l'insertion de la première fente sont présentés dans les figures 4.53 et 4.54.Ci-dessous un rappel du layout de l'antenne et des paramètres la constituants, notamment les paramètres définissant la fente, est illustré dans la figure 4.52.

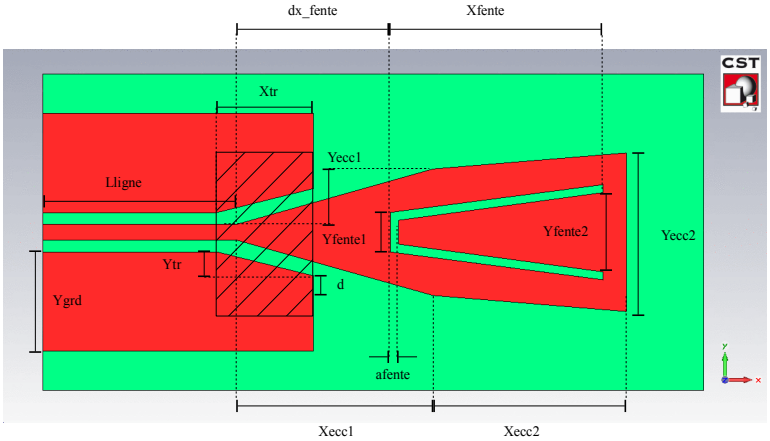


Figure 4.52: Rappel du layout de la structure ECC avec les différents paramètres la constituant

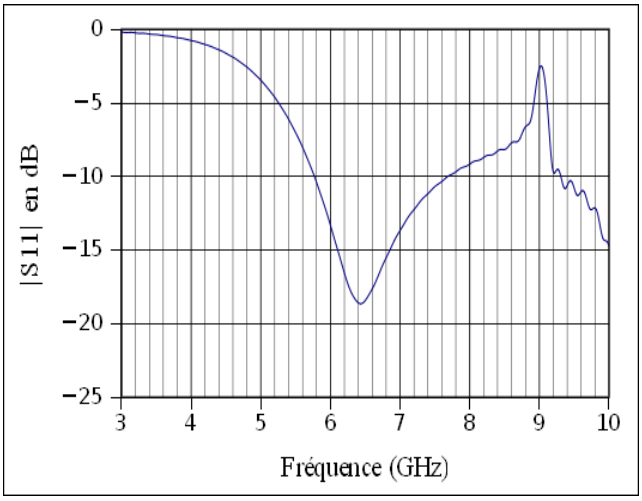


Figure 4.53: Paramètre S de la configuration e après l'insertion de la fente

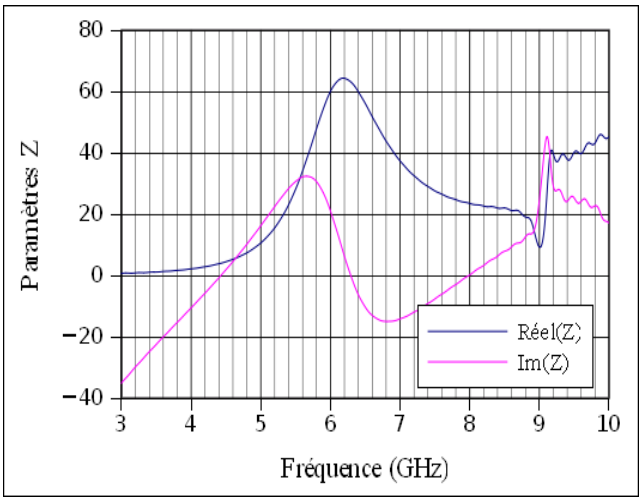


Figure 4.54: Paramètre Z de la configuration e après l'insertion de la fente

On constate que la fente introduite désadapte bien l'antenne à 9 GHz. Cependant la bande passante est alors diminuée de 500 MHz (2 GHz au lieu de 2,5 GHz), ainsi que la fréquence basse (5,8 GHz au lieu de 6 GHz).

La variation de S11 en fonction de la fréquence et ces 5 paramètres (*Xfente*, *Yfente1*, *Yfente2*, *dxfente* et *afente*) est représentée respectivement dans les figures 4.55 à 4.69.

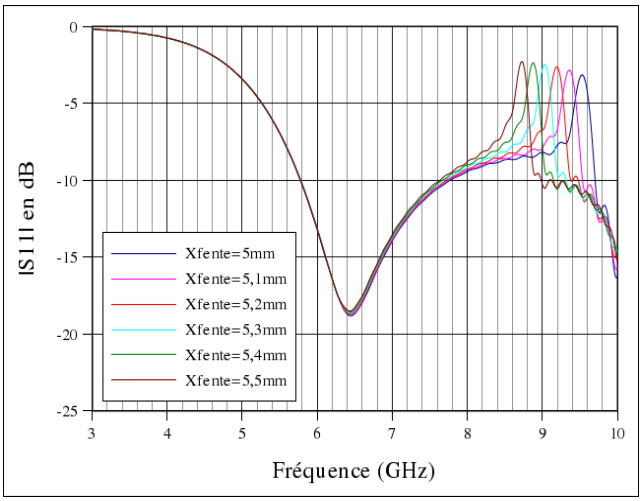


Figure 4.55: Influence du paramètre "*Xfente*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

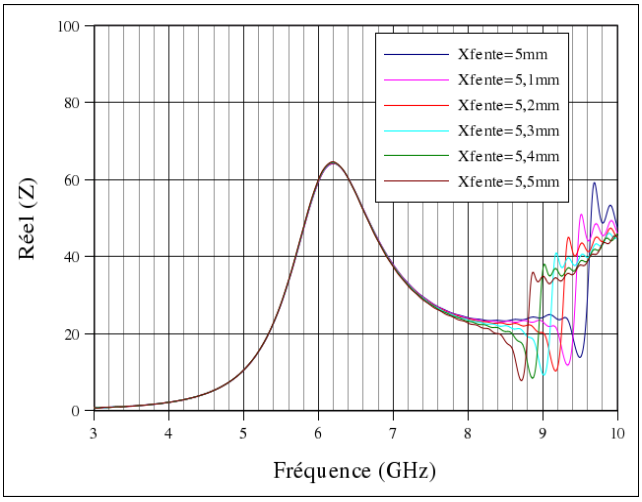


Figure 4.56: Influence du paramètre "*Xfente*" sur Réel(Z)

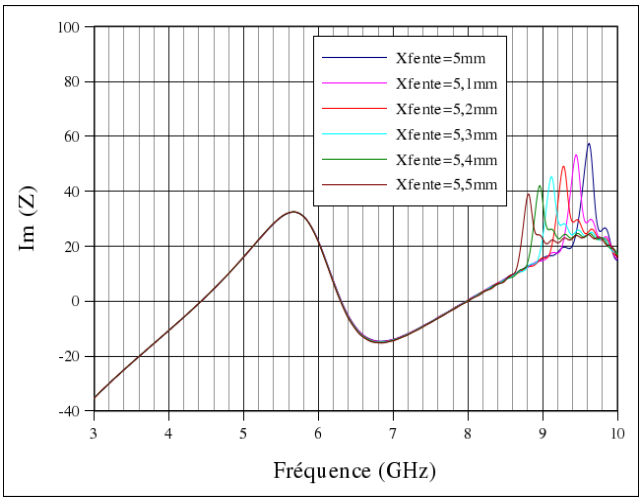


Figure 4.57: Influence du paramètre "*Xfente*" sur Im(Z)

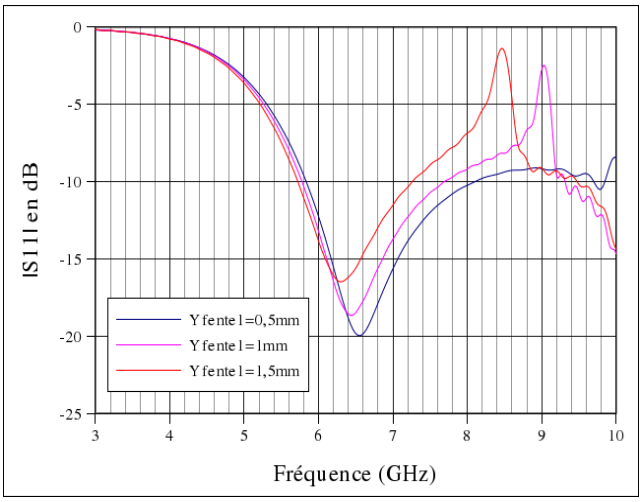


Figure 4.58: Influence du paramètre "*Yfente1*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion|

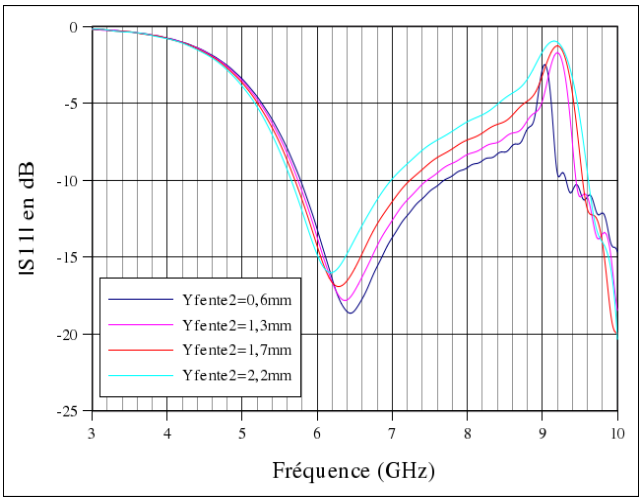


Figure 4.59: Influence du paramètre "*Yfente2*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

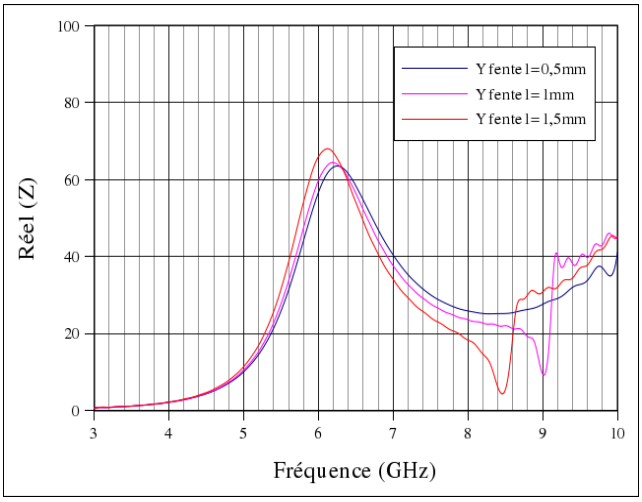


Figure 4.60: Influence du paramètre "*Yfente1*" sur Réel(Z)

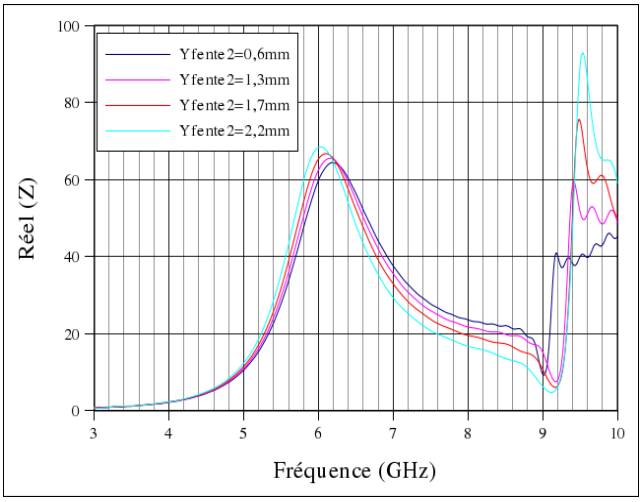


Figure 4.61: Influence du paramètre "*Yfente2*" sur Réel(Z)

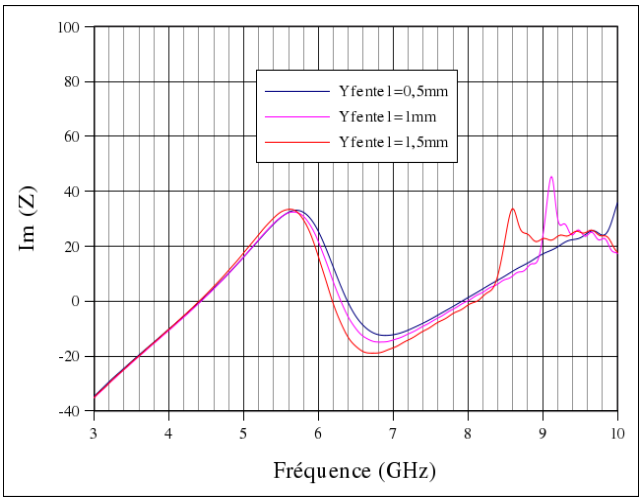


Figure 4.62: Influence du paramètre "*Yfente1*" sur Im(Z)

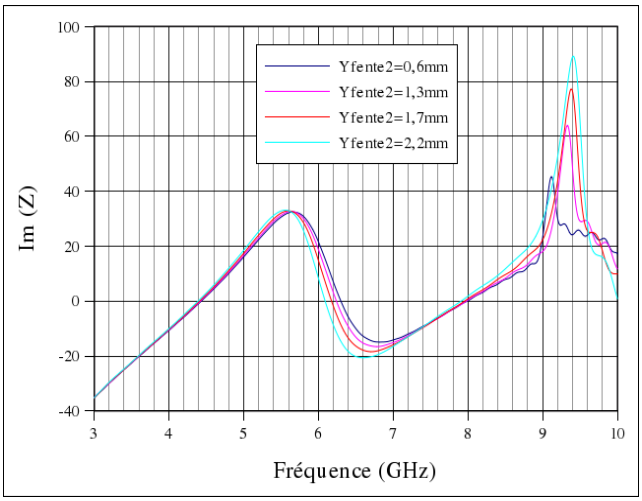


Figure 4.63: Influence du paramètre "*Yfente2*" sur Im(Z)

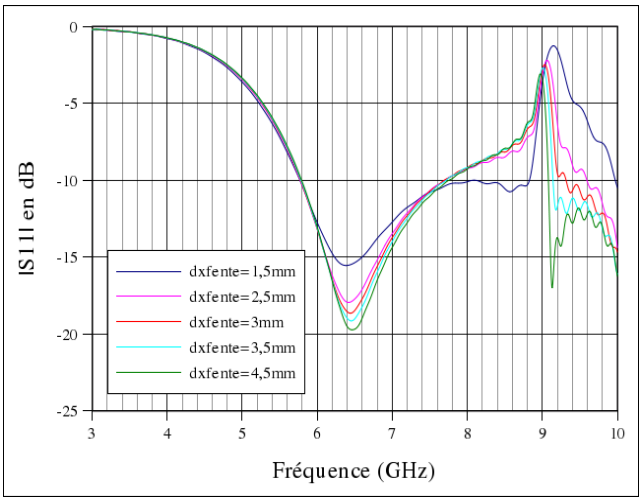


Figure 4.64: Influence du paramètre "*dxfente*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

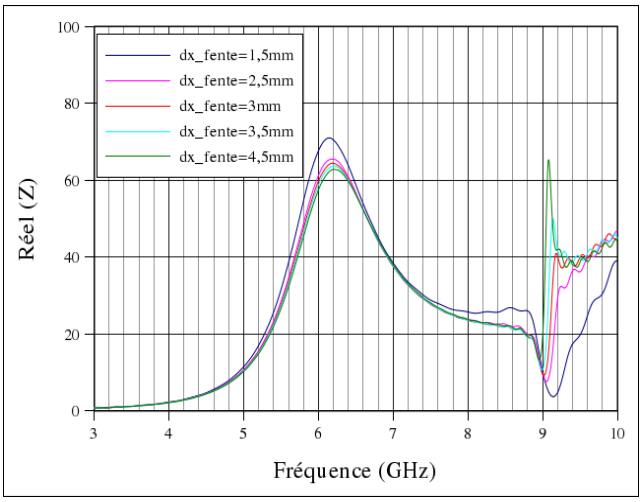


Figure 4.65: Influence du paramètre "*dxfente*" sur Réel(Z)

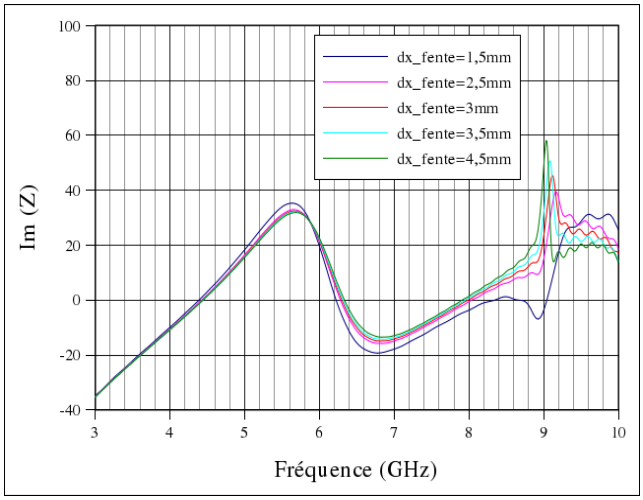


Figure 4.66: Influence du paramètre "*dxfente*" sur Im(Z)

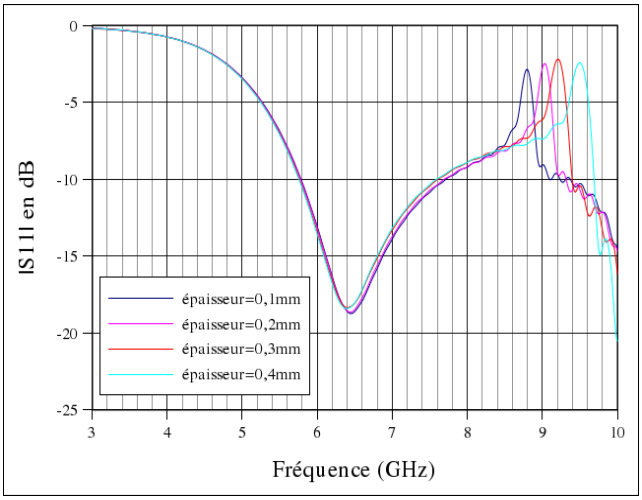


Figure 4.67: Influence du paramètre "*afente*" sur l'amplitude du coefficient de réflexion

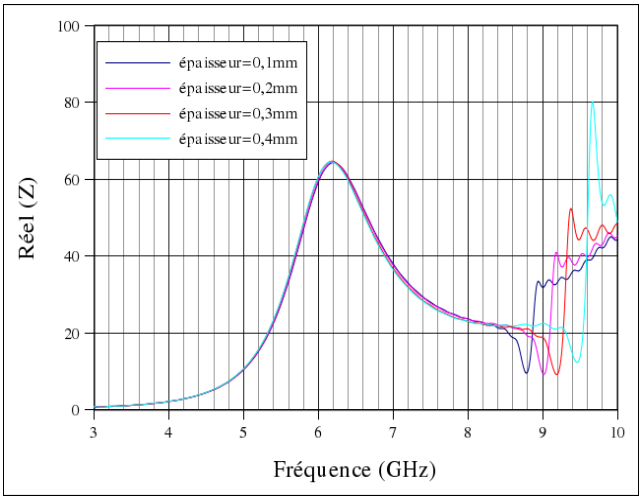


Figure 4.68: Influence du paramètre "*afente*" sur Réel(Z)

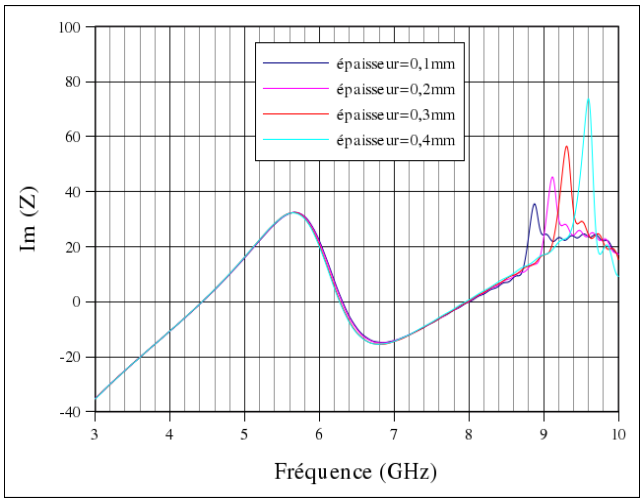


Figure 4.69: Influence du paramètre "*afente*" sur Im(Z)

D'après les résultats obtenus, on déduit que tous les paramètres définissant la géométrie de la fente ont une influence sur la limitation de la fréquence haute de la bande de travail, mais aucun effet sur la fréquence basse. Ceci confirme que cette fréquence est principalement définie par la taille de l'élément. Leur influence sur l'adaptation dans la bande de fonctionnement est moins importante et varie selon le paramètre. La fréquence de résonance de l'antenne sans fente est conservée tandis que la fréquence de désadaptation créé par la présence de la fente peut varier considérablement.

On peut considérer deux catégories de paramètres. Ceux qui modifient significativement la fréquence du pic de la désadaptation en haut de la bande passante et ceux dont l'influence est plus limitée au niveau de l'adaptation.

Xfente et *Yfente1* étant directement liés à la longueur de la fente, leur influence sur le positionnement du pic et par conséquence sur la fréquence de coupure haute est significative. Plus leur valeur est importante plus le pic descend en fréquence (suivant la loi de dimensionnement indiquée dans l'équation 34 page 156).

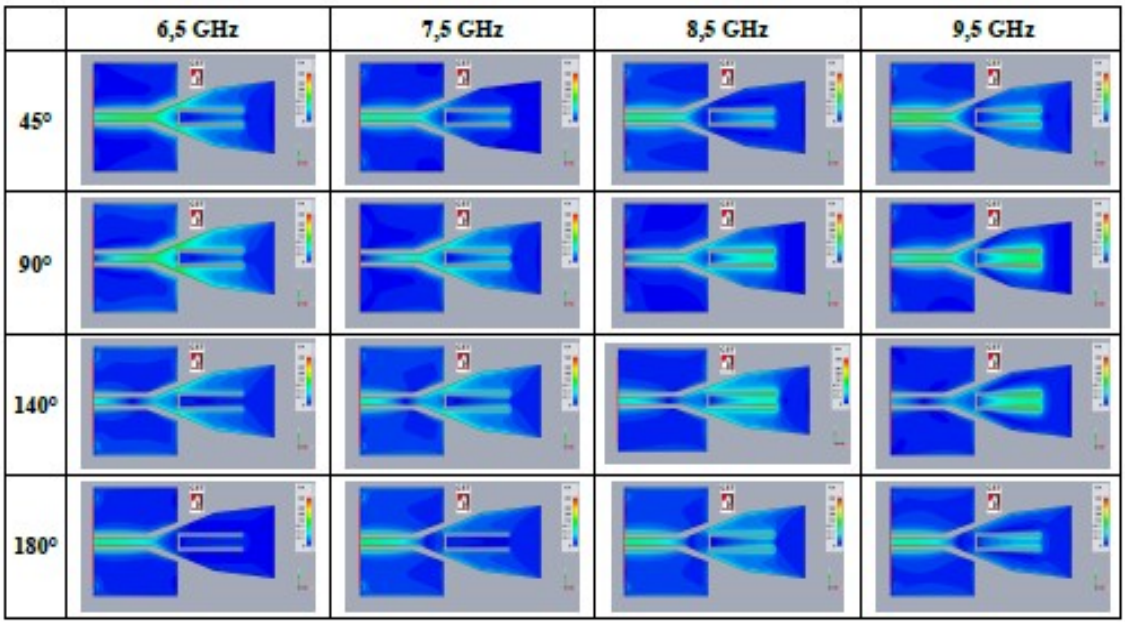
Le troisième paramètre qui influence la fréquence du pic et qui servira d'outil de réglage est l'épaisseur de la fente (*afente*) qui joue sur la sélectivité en fréquence de la désadaptation.

Par contre quand *Yfente1* varie, il modifie non seulement la longueur de la fente comme nous venons de le remarquer, mais également la zone de transition. Plus *Yfente1* est grand, plus les courants sont concentrés sur les bords, leurs trajets se rallongent et la fréquence de résonance dans la bande passante baisse. Une influence sur le niveau d'adaptation est alors constatée.

Yfente1 et *Yfente2* qui modifient le niveau d'adaptation peuvent ainsi limiter la fréquence haute de la bande passante. Toutefois, il est préférable d'utiliser comme moyen de réglage de cette fréquence de coupure les paramètres qui commandent le pic introduit par la fente afin de conserver un meilleur niveau d'adaptation dans la bande de fonctionnement de l'antenne.

dxfente ne modifie que le niveau d'adaptation dans la bande utile. Plus la fente est éloignée de l'extrémité de la ligne GCPW, meilleure est l'adaptation. Dans tous les cas, le pic à la fréquence rejetée est quasiment à la même fréquence. *dxfente* sera donc un paramètre qui servira à la fin de la conception de l'antenne pour affiner le niveau d'adaptation.

Il est intéressant alors de comparer la distribution surfacique des courants après avoir inséré la fente. Pour cela, on a visualisé les courants pour les mêmes fréquences et avec les mêmes phases que dans le cas de l'antenne triangulaire ECC avant l'insertion de la fente. Ces derniers sont regroupés dans le tableau ci-dessous. La densité de courant surfacique autour de la fente est plus importante aux fréquences élevées. La fente n'est excitée qu'à partir de 8,5 GHz. On peut également vérifier le rôle de la longueur de l'antenne aux fréquences basses.



La fente n'est pas totalement insérée dans la région sensible de l'élément rayonnant. Une petite portion de la fente est incluse dans la zone de transition permettant de perturber la distribution initiale des courants (sans fente). Ainsi, le trajet des courants est rallongé d'une distance définie par la deuxième portion de la fente, composée des brins, qui longent la structure. Cette longueur définit la fréquence rejetée et permet de sélectionner notre bande passante.

Les différentes influences des paramètres liés à la géométrie de la fente ont été présentées ci-dessus. La suite du travail porte maintenant sur la réadaptation de l'élément en utilisant la banque de données rassemblées à travers toutes les études paramétriques déjà effectuées. Ce travail de réajustement a essentiellement porté sur les paramètres de la partie transition entre ligne GCPW et élément rayonnant.

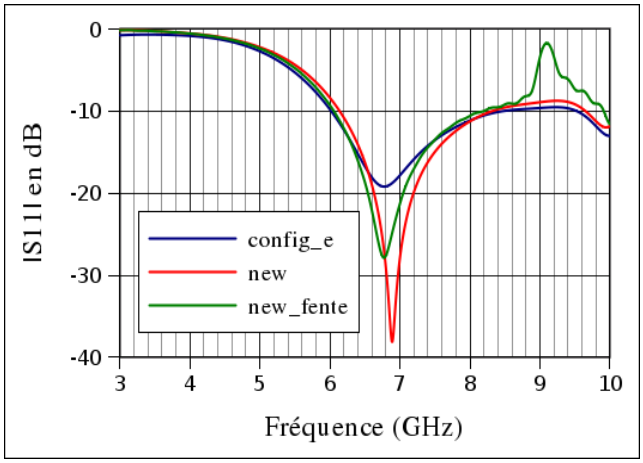


Figure 4.70: Comparaison de l'amplitude du coefficient de réflexion de "config_e", de "new" et de "new_fente"

La figure 4.70 illustre les différentes étapes de l'étude menées sur l'antenne. Un premier travail a abouti à l'amélioration de l'adaptation de l'élément dans la bande [6 – 8,5 GHz] (configuration que l'on nommera "*new*"). Un second travail a permis de trouver une solution permettant la sélection de la bande passante en maîtrisant la fréquence haute fixée par les paramètres géométriques de la fente insérée. Finalement la réadaptation de l'élément avec la fente insérée dans la bande ECC à été

traitée à travers les études paramétriques (configuration que l'on nommera "*new_fente*"). Les paramètres et les valeurs correspondants à ces trois cas sont énumérés dans le tableau suivant :

	Xecc1	Xecc2	Yecc1	Yecc2	Xtr_grd	dx_fente	epaisseur	Xfente	Yfente1	Yfente2
config_e	5,6mm	5mm	1,4mm	4mm	2mm	×	×	×	×	×
new	5,1mm	5mm	1,4mm	4mm	1,5mm	×	×	×	×	×
new_fente	5,1mm	5mm	1,4mm	4mm	1,5mm	2mm	0,2mm	5,3mm	1mm	0,6mm

Les valeurs numériques présentées dans ce tableau mettent en évidence l'influence de la zone de transition entre la ligne GCPW et l'élément rayonnant. Le passage de "c*onfig_e*" à "*new*" a principalement mis en valeur le rôle des paramètres "*Xecc1*" et "*Xtr_grd*". Le premier permet de réajuster légèrement la fréquence basse et le second permet d'obtenir une meilleure adaptation. L'insertion de la fente s'est avérée efficace pour fixer la fréquence haute tout en maintenant un bon niveau d'adaptation.

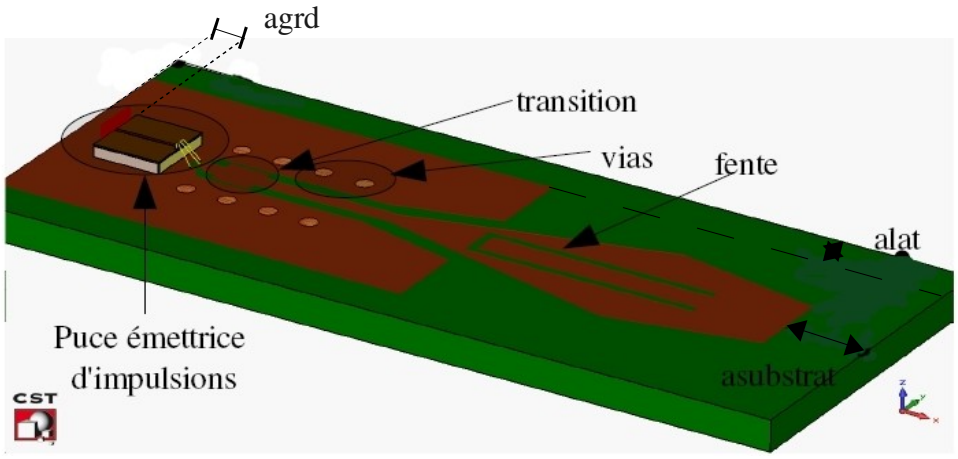
Dorénavant, la structure "*new_fente*" sera notre point de départ dans le but d'un "co-design" avec la partie électronique du système composée par la puce (pulseur). Cette dernière sera assemblée avec une puce émettrice d'impulsions afin de constituer un système complet.

4.4 Antenne "co-designée" avec une puce émettrice d'impulsions

Cette partie du chapitre concerne essentiellement l'étude du "co-design" et l'intégration de l'antenne dans un système complet. Ce système comprend l'élément rayonnant ECC avec sa fente insérée connecté à une puce émettrice d'impulsions (figure 4.71).

La constitution du bloc est la même que celle déjà présentée dans le chapitre 3.

Figure 4.71: Illustration de la conception de l'élément rayonnant assemblé avec une puce émettrice d'impulsions



Dans un premier temps, l'assemblage de l'élément rayonnant avec fente adapté dans la bande ECC et le bloc transition + puce montre une désadaptation dans cette même bande de fréquence. Ceci est dû aux diverses discontinuités notamment le passage d'une micro ligne microruban à une alimentation en GCPW en passant par un système de "*wirebonds*". Toutes ces discontinuités modifient forcement la distribution des champs tout le long du trajet allant du point d'excitation jusqu'au niveau de l'ouverture de l'antenne. La fréquence liée à la fente et caractérisée par le pic n'a absolument pas changé. Ceci met en évidence que l'assemblage est bien la cause de la désadaptation. La banque de données des études paramétriques précédentes est alors utilisée afin de

retrouver une bonne adaptation du système complet.

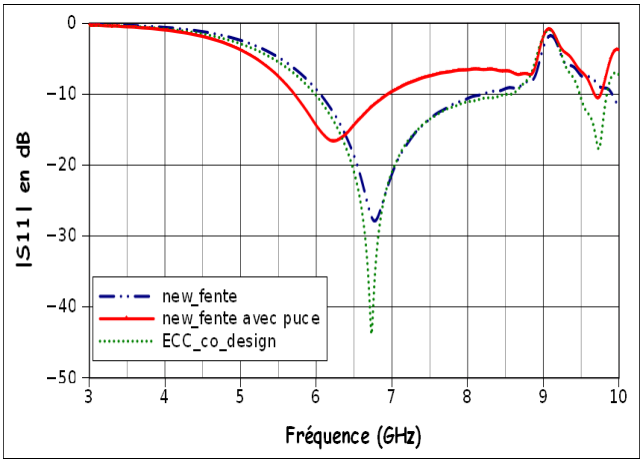


Figure 4.72: Comparaison de l'amplitude du coefficient de réflexion de "new_fente", de "new_fente avec puce" et de "ECC_co_design"

La fente conservant son rôle sélectif de la bande de fréquence, on a concentré l'étude sur les autres paramètres et plus précisément les paramètres constituant la géométrie de l'antenne, de la transition et des encoches. Ces études paramétriques ont permis d'aboutir à une structure que l'on nommera "ECC_co_design" dont les dimensions sont les suivantes :

Xecc1 = 6mm; *Xecc2* = 3,5mm; *Xtr_grd* = 2,5mm; *Yecc1* = 1,5mm; *Yecc2* = 2mm; *afente* =0,2mm; *dx_fente* = 2mm; *Xfente* = 5,3mm; *Yfente1* = 1mm *et Yfente2* = 0,6mm .

La figure 4.72 montre également le résultat obtenu avec la structure « ECC_co_design ». On remarque une meilleure adaptation. La fréquence de résonance principale passe à -45dB. La bande de travail ainsi que la conservation de la fréquence de désadaptation liée à la fente sont conservées. Cependant, on observe une deuxième bande d'adaptation à -10dB d'environ 350 MHz de largeur, commençant à 9,5 GHz.

4.4.1 Miniaturisation du bloc

Le but étant de pouvoir créer un système complet et compact, on s'intéresse maintenant à miniaturiser les dimensions totales de la structure "ECC_co_design" en tenant compte des dimensions "x" (longueur) et "y" (largeur) totales, sachant que la dimension suivant "z" (épaisseur) est invariable. Pour cela, on a défini trois nouveaux paramètres présentés dans la figure 4.71 :

Dans l'axe des X

- agrd : est la distance entre l'extrémité du plan de masse côté puce et le boîtier de la puce. La configuration avec *agrd*=1mm correspond à celle de la structure de base.

- asubstrat : est la distance définie entre la limite du substrat (de la structure) et l'extrémité de l'élément rayonnant. Dans la structure de base, *asubstrat*=2mm.

Dans l'axe des Y

- alat : est la distance entre la limite latérale de la structure et la métallisation (plans de masse latéraux). Dans la structure principale *alat*=1mm

Dans la structure initiale, "ECC_co_design", les dimensions totales du dispositif sont de 19,32mm

(dans l'axe des X) et de 7,99mm (dans l'axe des Y).

Dans la figure 4.73, on peut constater l'influence de ces paramètres sur le comportement de la structure ECC_co_design.

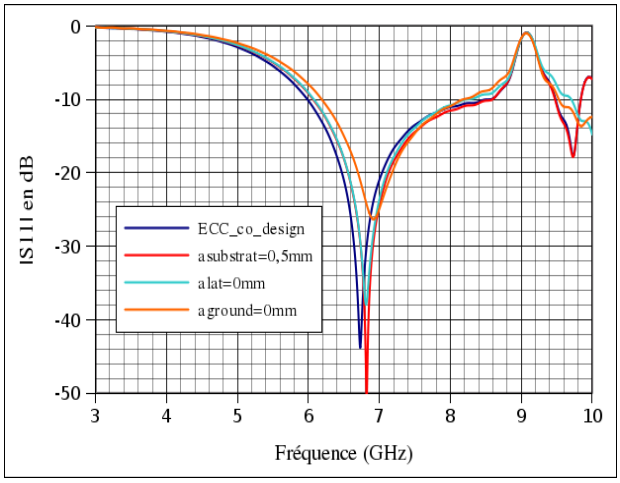


Figure 4.73: Influence des paramètres de miniaturisation sur l'amplitude du coefficient de réflexion de la configuration "ECC_co_design"

L'influence du prolongement du substrat n'est pas très significative. On observe que la fréquence de résonance est décalée vers les hautes fréquences avec un niveau d'adaptation un peu plus prononcé. La fréquence de désadaptation liée à la fente demeure inchangée.

Ci dessous, on présente les résultats obtenus pour la configuration la moins encombrante avec:

alat = 0mm, *aground* = 0mm et *asubstrat* = 0,5mm.

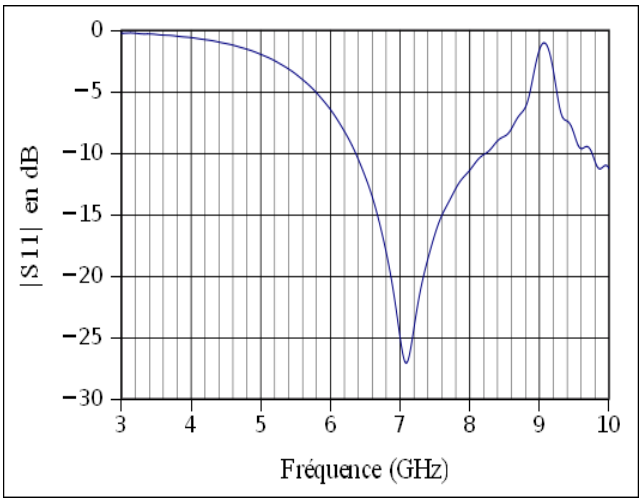


Figure 4.74: Paramètre S avec *alat*=0mm; *aground*=0mm et *asubstrat*=0,5mm

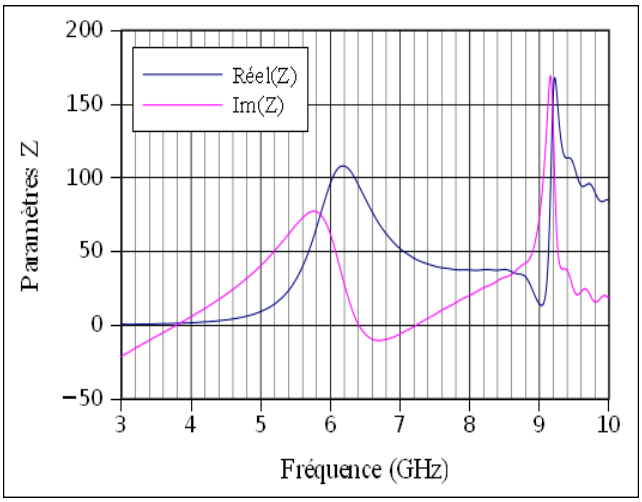


Figure 4.75: Paramètres Z avec *alat*=0mm; *aground*=0mm et *asubstrat*=0,5mm

La variation de « *alat* » montre une légère dégradation du niveau d'adaptation, ceci est expliqué par la discontinuité de la distribution des courants qui longent le périmètre des plans de masse latéraux. Quand le substrat se retrouve très proche des faces métalliques, le comportement des courants n'est pas le même que lorsque ces dernières sont entourées de diélectrique. Dans ce cas, une partie du

courant va s'atténuer dans le substrat et donc le courant de retour sera moindre, ce qui entraîne une meilleure adaptation.

La variation de "*aground* » montre une moins bonne adaptation comparée aux résultats des variations des autres paramètres. Le niveau d'adaptation du |S11| passe de -45 à -23 dB, la fréquence de résonance s'écarte vers les hautes fréquences entraînant également une fréquence basse plus élevée. Ceci peut être dû à la perturbation que peuvent provoquer les modifications sur les régions proches du point d'excitation du dispositif.

La meilleure courbe en termes d'adaptation est celle obtenue avec l'ajustement de "*asubstrat*". Ce résultat peut être expliqué par le fait que l'élément rayonnant se trouve moins éloigné de l'espace libre. Dans ce cas, il y a moins de propagation des champs rayonnés dans le substrat aux alentours de l'antenne et donc moins de perte et un meilleur rayonnement.

Les figures 4.74 et 4.75 nous informent sur la légère dégradation des performances du dispositif en termes de bande passante à -10 dB limitée par une fréquence basse de 6,4 GHz et d'une fréquence haute de 8,2 GHz. En revanche, cette configuration moins encombrante conserve un bon niveau d'adaptation et le fonctionnement de la fente est conservée.

4.4.2 Packaging du système

On va maintenant s'intéresser à la phase finale du "co-design": le packaging du système. Généralement le packaging est appliqué sur des puces ou des MEMS mais moins souvent pour un système complet composé d'une partie microélectronique associée à une antenne. Nous allons dans un premier temps définir et exposer brièvement les packagings utilisés aujourd'hui qui serviront de base générale pour les prochaines études. Enfin on présentera le bloc dans son entité dans un packaging basic.

4.4.2.1 Le packaging en microélectronique

Afin de fonctionner correctement, un composant électronique a besoin d'un environnement spécifique lui permettant d'accomplir les fonctions pour lesquelles il a été conçu. Cet environnement spécifique est garanti par le packaging. Ce dernier garantit au système sa protection tout en assurant sa communication avec l'environnement extérieur dans le but d'optimiser les performances du circuit et sa fiabilité. Le packaging peut être divisé en plusieurs niveaux. Chaque niveau joue un rôle dans la protection des composants tout en assurant une communication entre les éléments ainsi qu'avec l'extérieur. Le niveau le plus bas est le simple en-capsulage du composant dans un boîtier. On distingue différents procédés et différents types de boîtiers choisis en fonction de la nature du composant et de l'application visée **[IV - 12]**.

Classiquement, les différents niveaux du packaging vont de l'en-capsulage du circuit intégré jusqu'à l'intégration de cette cellule dans une machine électronique complète destinée à l'utilisateur.

- Le premier niveau de packaging est l'en-capsulage de la puce dans un boîtier. Après une production en grand nombre, les puces se trouvant sur des wafers sont découpées, puis câblées sur des supports d'accueil permettant les accès nécessaires à leurs fonctionnements. Ensuite, elles sont en-capsulées dans des boîtiers généralement en céramique ou en métal, ou encore, elles peuvent être moulées dans une matière plastique pour assurer leur protection. Ce niveau représente une étape clé pour la protection de la puce.
- Le packaging niveau carte dit deuxième niveau, permet de relier les puces en-capsulées. Ensuite, ces dernières sont intégrées sur une carte, généralement un PCB, sous forme de

différents boîtiers qui sont connectés entre eux grâce à des pistes métalliques imprimées.

- Enfin, la dernière étape du packaging consiste à relier ces cartes entre elles. Assemblées, elles partagent des fonctions collectives tels que l'alimentation ou le traitement de données. Ensuite, ces différents ensembles fonctionnels sont intégrés dans un boîtier machine afin d'obtenir un appareil électronique complet.

Dans notre cas et sachant que notre système est composé d'une puce directement connectée à l'élément rayonnant, l'étude du packaging n'a pas traversé toutes les étapes énumérées. Par conséquent, ce qui est envisagé est l'étude des effets que pourrait apporter un en-capsulage de la puce génératrice d'impulsions et un deuxième en-capsulage de tout le système.

4.4.2.2 En-capsulage de la puce et packaging du système

Il existe deux techniques pour en-capsuler des puces. Il y a l'en-capsulage puce par puce dit Chip scale packaging (CSP en anglais) et l'en-capsulage wafer-wafer (WLP). On note également que quelque soit la technique d'en-capsulage utilisée, l'intégration des wireboundings d'interconnexion entraînent systématiquement un encombrement et une augmentation considérable de la taille du composant. Dans notre cas, la taille de l'antenne imprimée utilisée est plus grande que celle de la puce génératrice. Le volume du dispositif est donc imposé par la taille de l'élément rayonnant.

La constitution unique de notre système favorise l'en-capsulage en utilisant la méthode CSP car le substrat d'accueil est une antenne imprimée et non un wafer basic. La technique CSP est la plus simple et la mieux adaptée à l'échelle de la puce. Elle consiste à reporter des capots individuels sur chaque puce après avoir déposé dans un premier temps des anneaux de scellement autour des composants à en-capsuler. Dans le cas où le capot est reporté sur des wafers, la dernière étape est le découpage afin de séparer les puces. Ces capots sont habituellement réalisés en verre ou en Silicium. Ces matériaux sont généralement utilisés pour la conception de micro-systèmes, dont la manipulation est bien maîtrisée. L'inconvénient majeur de cette technique est le report des capots individuellement pour chacune des puces. Cela induit une procédure assez longue et difficile à automatiser entraînant ainsi un coût final des puces relativement élevé. Les différentes étapes applicables dans notre cas sont illustrées ci-dessous (figure 4.76). On a choisi d'utiliser de la pâte de verre pour les anneaux de scellement et du Silicon pour le capot. Les caractéristiques du Silicon que l'on a choisies sont $\varepsilon_r = 11{,}9$ et $\tan(\delta) = 0{,}004$.

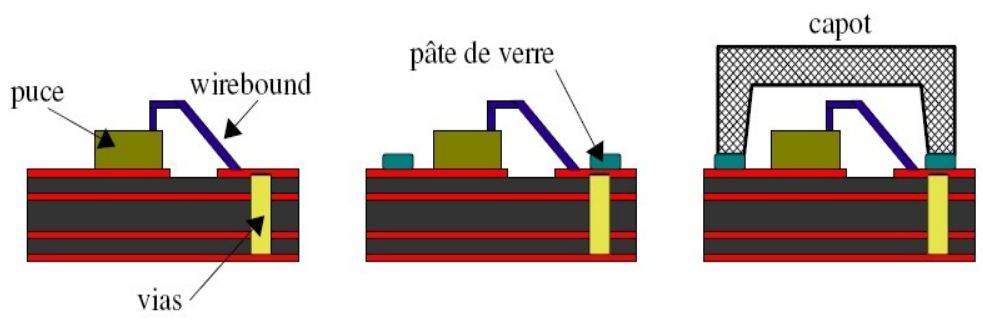


Figure 4.76: Illustration des différentes étapes de l'encapsulation de la puce émettrice d'impulsions

Afin de simuler le dispositif avec le capot, le type d'excitation a été changé. On est passé d'un "wave guide port" à un "discrete port". Le "waveguide port" nécessite une certaine hauteur à partir de la ligne microruban sur la puce pour obtenir une bonne distribution des champs. Son volume est donc

plus grand entraînant un capot beaucoup plus volumineux. Tandis que le "discrete port" est symbolisé par une simple flèche dont les extrémités définissent le potentiel fort et le potentiel faible. Il a l'avantage d'être intégré là où on le désire.

Ce changement ne permet plus d'afficher la distribution des champs électromagnétiques au niveau du port d'excitation. De plus, l'impédance d'entrée n'est plus calculée en fonction des dimensions de la ligne et du port mais elle est fixée à une certaine valeur. Suite à une étude et un dimensionnement de la ligne microruban pour une impédance d'entrée de 50 Ohms, le changement de type d'excitation ne devrait pas désadapter notre dispositif. Cette supposition est confirmée dans la figure 4.77. Les simulations ont été faites avec le simple dispositif "co-designé" et avant tout packaging. On rappelle les dimensions de la configuration "ECC_co_designé":

Xecc1 = 6mm; *Xecc2* = 3,5mm; *Xtr_grd* = 2,5mm; *Yecc1* = 1,5mm; *Yecc2* = 2mm; *afente* =0,2mm; *dx_fente* = 2mm; *Xfente* = 5,3mm; *Yfente1* = 1mm *et Yfente2* = 0,6mm .

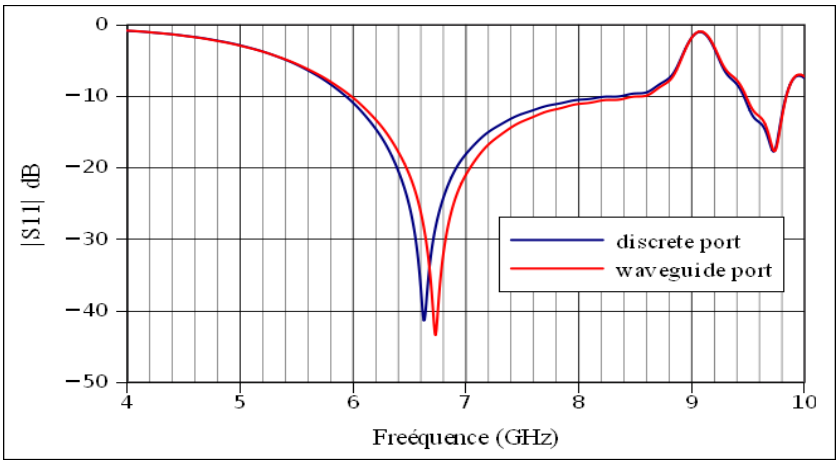


Figure 4.77: Comparaison de l'amplitude du coefficient de réflexion en fonction des deux types de port d'excitation utilisés sur la structure "new_fente avec puce"

Après avoir en-capsulé la puce, il serait intéressant de représenter le dispositif comme étant une boîte noire indépendante avec toutes les fonctions intégrées dans le but d'en faire un produit commercialisable. C'est pourquoi, cette étude nous a amenés à simuler l'élément rayonnant ainsi que la puce en-capsulée dans un package en Silicium les englobant totalement. L'illustration ci-dessous favorise la compréhension de la démarche suivie en trois grandes étapes (figures 4.78 à 4.80).

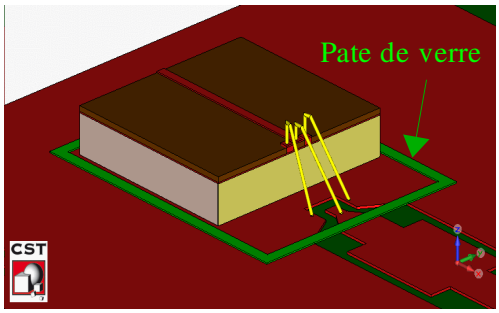


Figure 4.78: Dépôt des anneaux de scellement

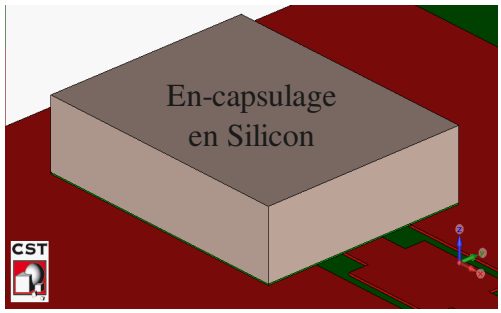


Figure 4.79: Dépôt de la capsule protectrice en Silicium sur la puce

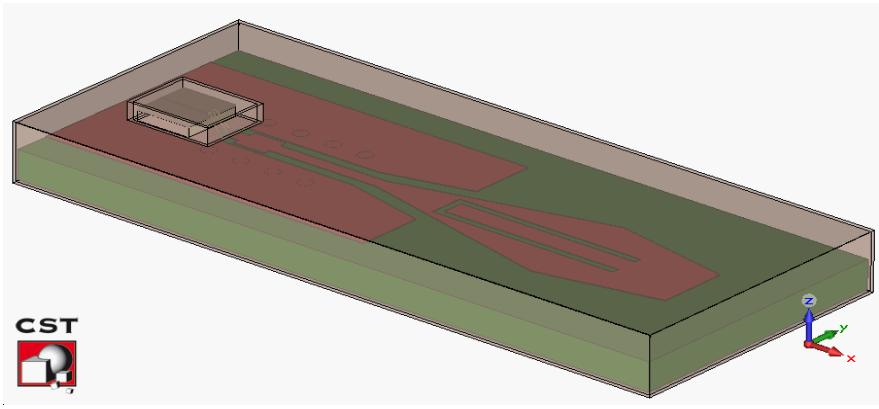


Figure 4.80: Illustration de l'entité du système avec son packaging en Silicon

On note que la capsule de la puce a une longueur de 2,5mm, une largeur de 2mm, une hauteur de 0,56mm et une épaisseur entre la paroi interne et la paroi externe de 0,1mm. Pour le packaging en "Silicon", les dimensions sont de 19,49mm*8,18mm*1,87mm et une épaisseur inter-parois de 0,01mm. Enfin, la piste représentant la pâte de verre a une largeur de 0,1mm et une épaisseur de 0,01mm. Les résultats en termes d'adaptation et sous la forme de coefficient de réflexion sont à la figure 4.81.

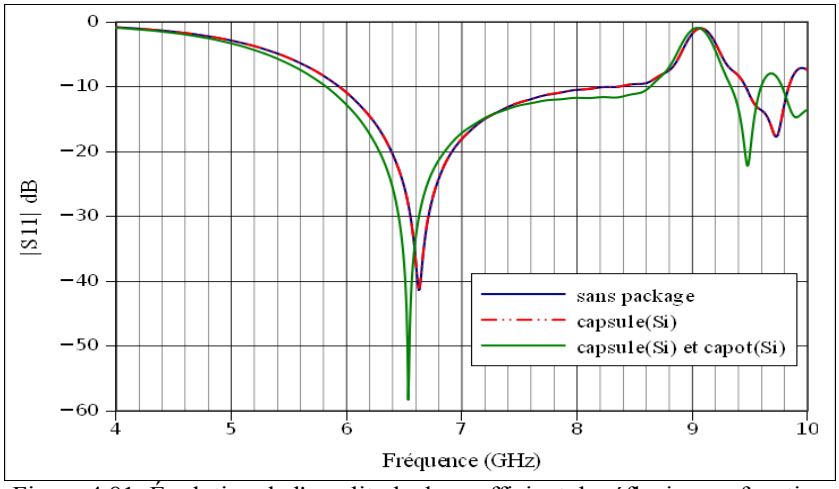


Figure 4.81: Évolution de l'amplitude du coefficient de réflexion en fonction des étapes du packaging

On remarque que le comportement du dispositif dans sa globalité varie peu après avoir été packagé. On a une similitude absolue entre le dispositif sans package et le dispositif avec la capsule en Silicium uniquement. Cependant les différences apparaissent lors de la dernière étape du packaging. On a ainsi une conservation de la bande de travail ECC, en notant un léger décalage de la fréquence basse et de la fréquence de résonance, un niveau d'adaptation qui passe de - 40 à - 60dB environ et une meilleure adaptation dans les hautes fréquences de la bande. La sélection de la bande évoquée par l'insertion de la fente est intacte. L'abaque de Smith confirme ces résultats (figure 4.82).

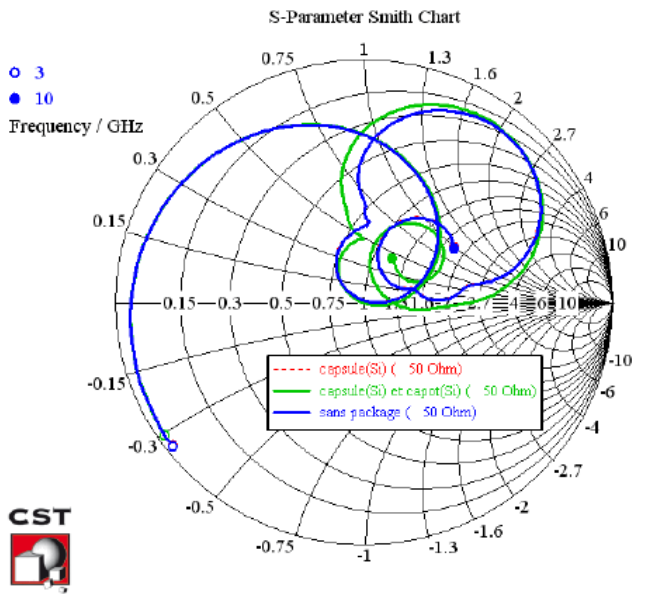


Figure 4.82: Paramètres S (sous forme d'abaque de Smith) des différentes configurations (avec et sans packaging)

4.4.2.3 Résultats en termes de diagramme de rayonnement

Dans cette dernière partie présentant l'étude menée sur une antenne fonctionnant dans la bande ECC, on s'est intéressé au diagramme de rayonnement du dispositif. On a cherché à vérifier le rayonnement omnidirectionnel dans un plan et dans toute la bande de ce type d'antenne. On rappelle que le dispositif est conçu pour des applications impulsionnelles à courtes portées.

Étant donné la difficulté de réalisation et de mesures d'un tel dispositif, cette étude sera basée sur les résultats obtenus suite à des simulations. On présentera les diagrammes de rayonnement en termes de "Gain réalisé" et en 3 dimensions (figures 4.83 à 4.98). Afin de faciliter leurs analyses, ils sont représentés autour de la structure à moitié transparente. La comparaison des diagrammes est faite entre les résultats obtenus avec une structure sans aucun packaging et ceux obtenus avec la structure totalement "packagée". Cela nous permettra également d'observer l'influence du packaging.

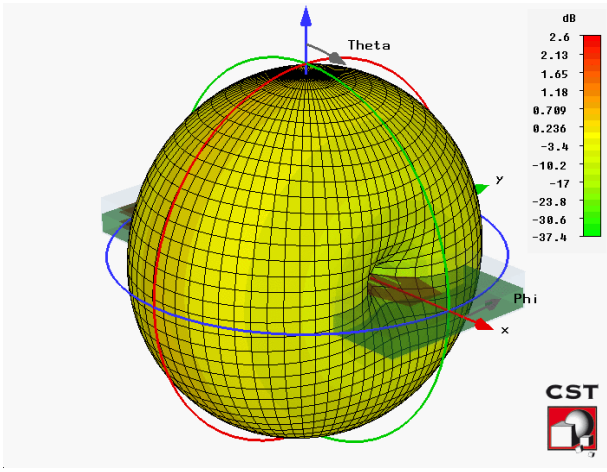


Figure 4.83: Gain réalisé en 3D de la structure sans package à 5,5 GHz

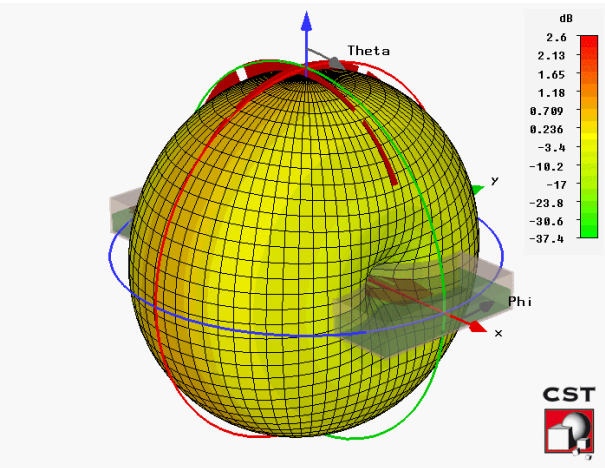


Figure 4.84: Gain réalisé en 3D de la structure avec package à 5,5 GHz

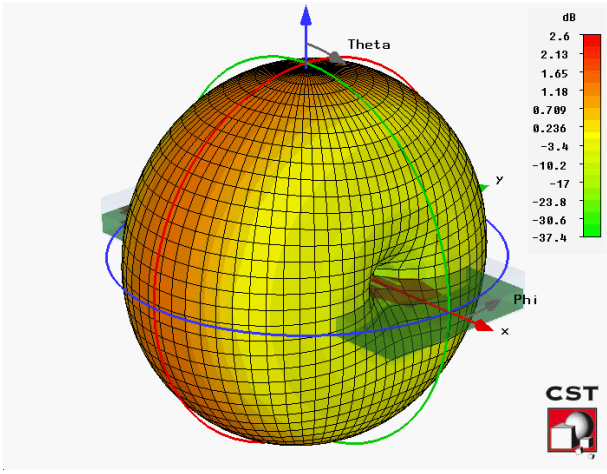


Figure 4.85: Gain réalisé en 3D de la structure sans package à 6 GHz

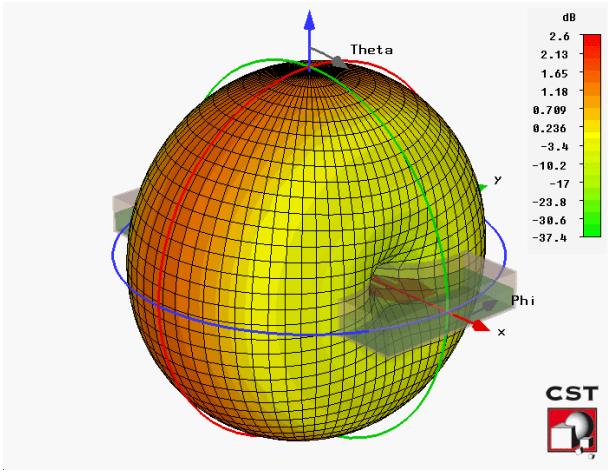


Figure 4.86: Gain réalisé en 3D de la structure avec package à 6 GHz

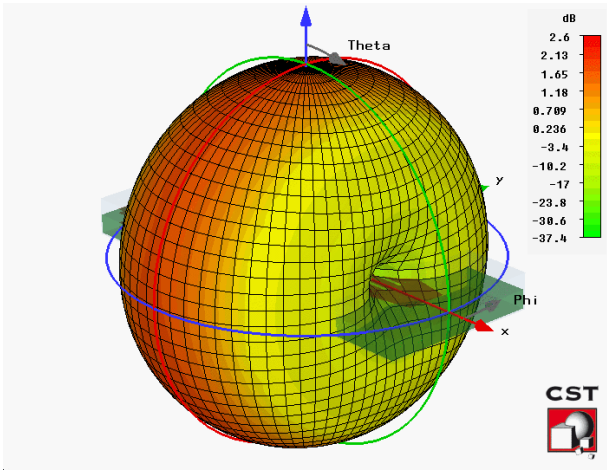


Figure 4.87: Gain réalisé en 3D de la structure sans package à 6,5 GHz

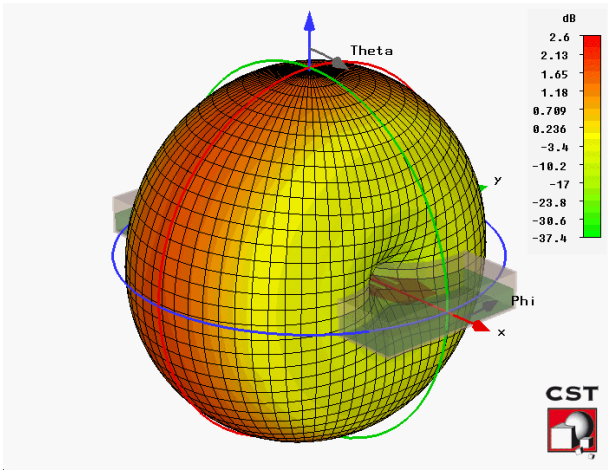


Figure 4.88: Gain réalisé en 3D de la structure avec package à 6,5 GHz

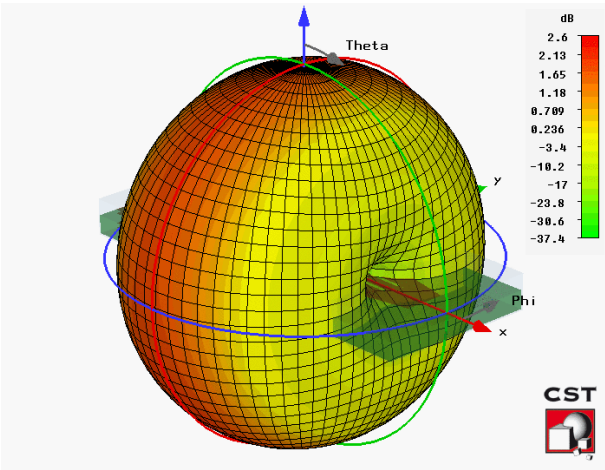


Figure 4.89: Gain réalisé en 3D de la structure sans package à 7 GHz

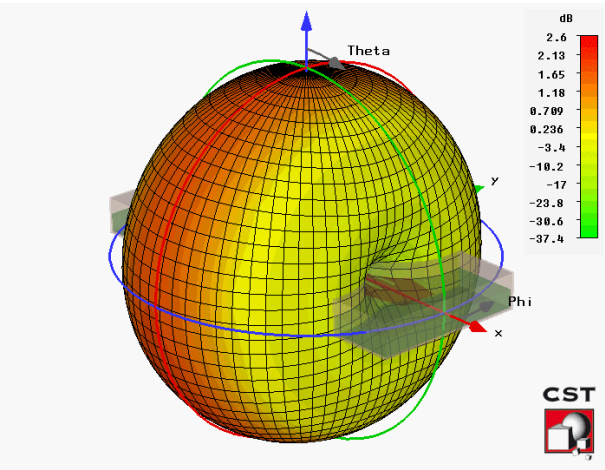


Figure 4.90: Gain réalisé en 3D de la structure avec package à 7 GHz

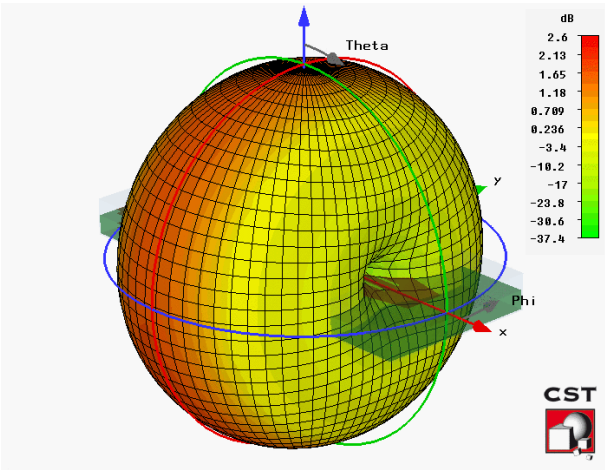


Figure 4.91: Gain réalisé en 3D de la structure sans package à 7,5 GHz

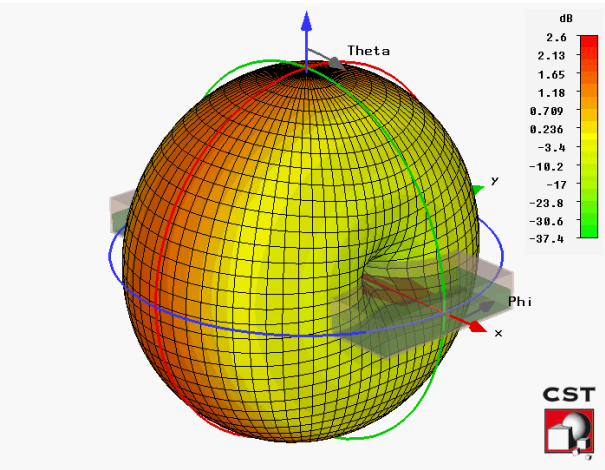


Figure 4.92: Gain réalisé en 3D de la structure avec package à 7,5 GHz

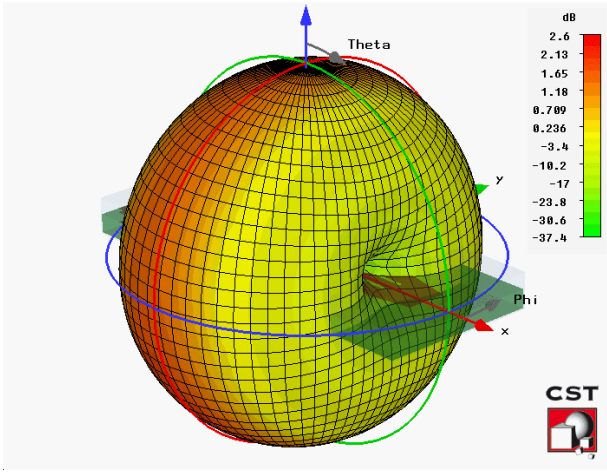


Figure 4.93: Gain réalisé en 3D de la structure sans package à 8 GHz

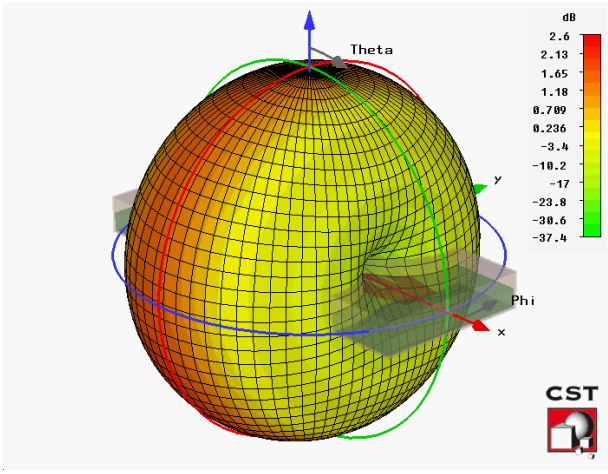


Figure 4.94: Gain réalisé en 3D de la structure avec package à 8 GHz

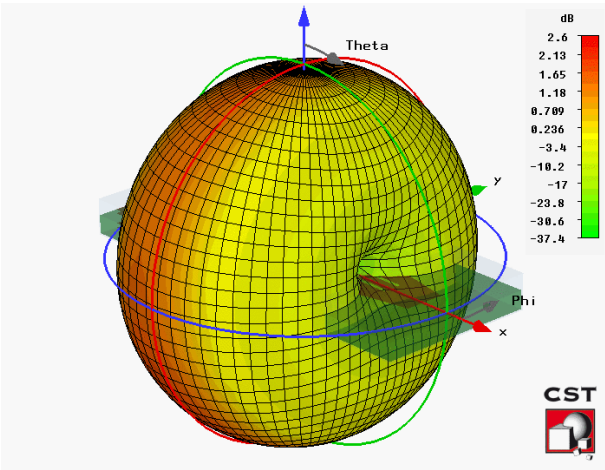


Figure 4.95: Gain réalisé en 3D de la structure sans package à 8,5 GHz

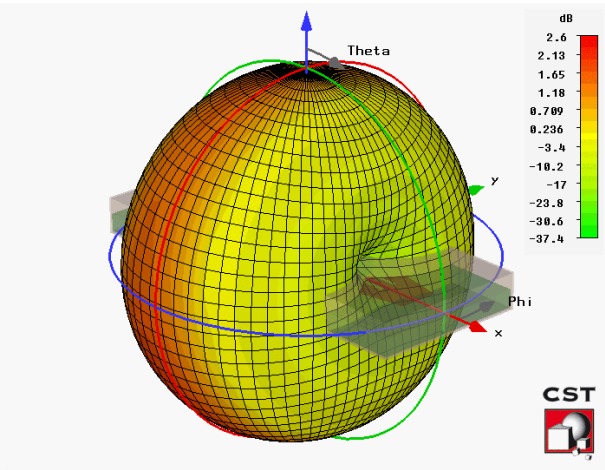


Figure 4.96: Gain réalisé en 3D de la structure avec package à 8,5 GHz

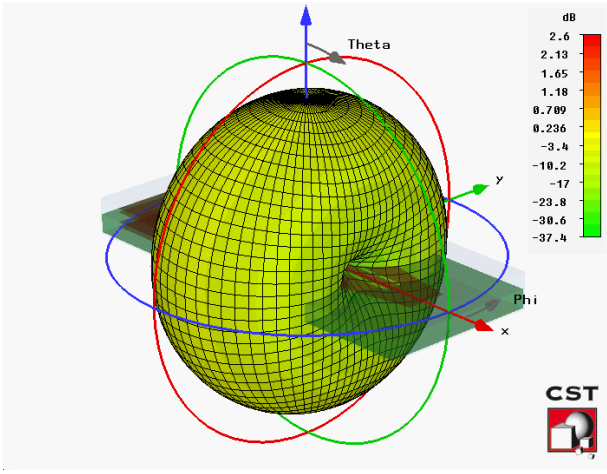


Figure 4.97: Gain réalisé en 3D de la structure sans package à 9 GHz

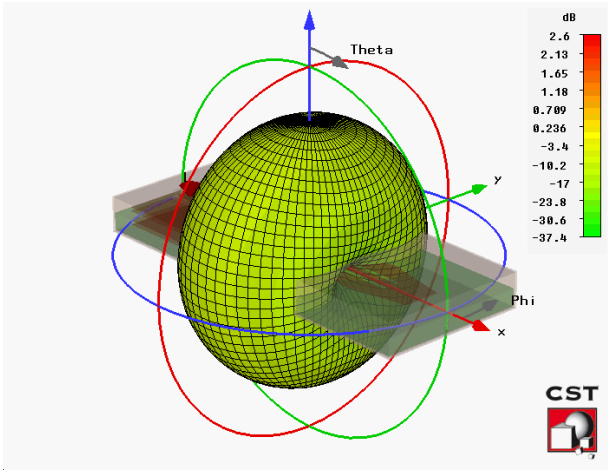


Figure 4.98: Gain réalisé en 3D de la structure avec package à 9 GHz

L'antenne intégrée dans son dispositif présente un rayonnement omnidirectionnel à toutes les fréquences couvrant la bande ECC dans le plan YZ ou Phi=90°. On observe également un creux et donc aucune possibilité de transmettre un signal suivant la direction X. Une observation prévisible et confirmée par les différents diagrammes. On remarque également l'absence de tout parasite qui pourrait être dû à la conception de la puce ou des "wirebonds". Ceci se manifeste par l'absence de lobes secondaires. Afin d'uniformiser l'échelle en dB du "Gain réalisé" , une première analyse des digrammes a permis de repérer le gain maximal, et ainsi de l'imposer par la suite comme étant le maximum de notre échelle. On présente ci-dessous le gain maximal en fonction de la fréquence des deux structures comparées (figures 4.99 et 4.100).

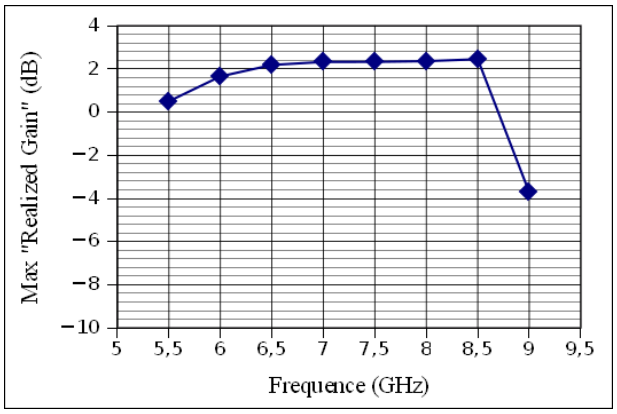


Figure 4.99: Max "Gain réalisé" en fonction de la fréquence pour la structure sans package

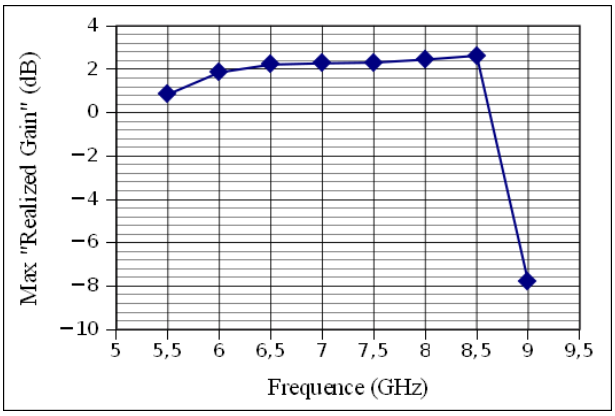


Figure 4.100: Max "Gain réalisé" en fonction de la fréquence pour la structure avec package

On observe un maximum du gain réalisé de 2,3 dB en moyenne dans toute la bande ECC avec un rayonnement omnidirectionnel et ceci pour une structure miniature.

4.4.3 Connexion du système sur PCB

Dans cette partie, nous allons étudier la connexion du système packagé sur un PCB. Cette jonction est assurée par des plots métalliques dont la forme, les dimensions et les espacements sont imposés par les normes de fabrication.

Nous avons donc rajouté les plots au système déjà étudié afin de simuler l'entité du dispositif. Nous avons également rajouté le substrat d'accueil qui est un PCB d'épaisseur 0,7mm.

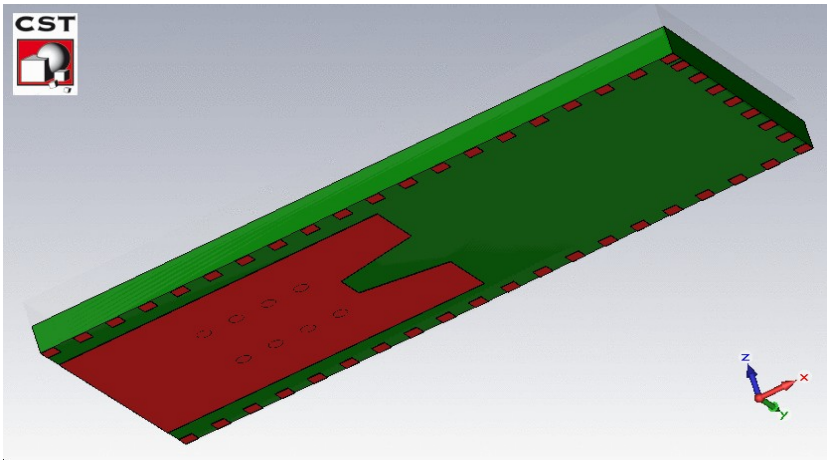


Figure 4.101: Disposition de plots métalliques en dessous de la structure permettant ainsi une connexion sur un support PCB

La figure 4.101 montre la disposition des plots de dimensions 0,4*0,4*0,02mm (longueur* largeur*épaisseur) et disposés dans le même plan que celui du dernier plan de masse inférieur. Ceci est une première étape. Elle consiste uniquement à analyser le comportement de l'élément rayonnant en présence de plots métalliques à proximité (ici en dessous de l'élément) et posé sur un support de type PCB.

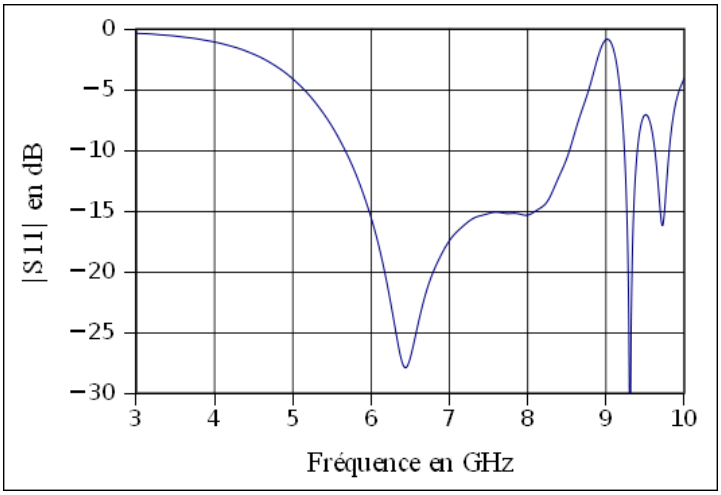


Figure 4.102: Amplitude du coefficient de réflexion de la structure ECC co designé après l'ajout des plots

La structure conserve une bonne adaptation dans la bande ECC (figure 4.102). Nous nous sommes également intéressés au rayonnement de l'élément rayonnant dans son nouvel environnement à différentes fréquences de la bande ECC (figures 4.103 à 4.108).

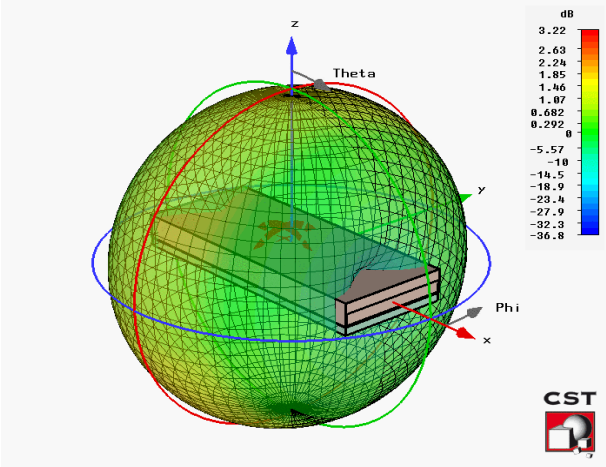


Figure 4.103: Gain réalisé (PCB = 0,7mm) à 6 GHz

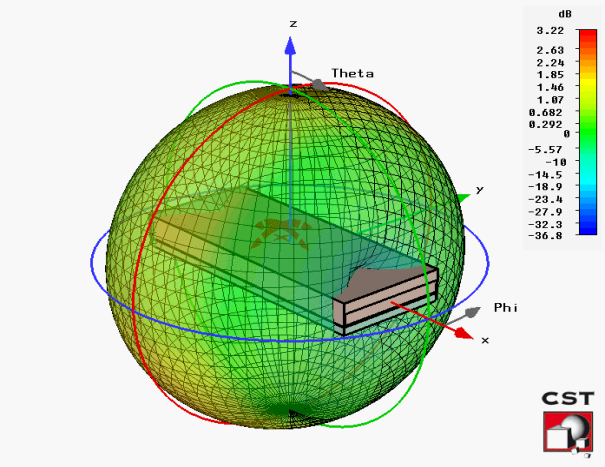


Figure 4.104: Gain réalisé (PCB = 0,7mm) à 6,5 GHz

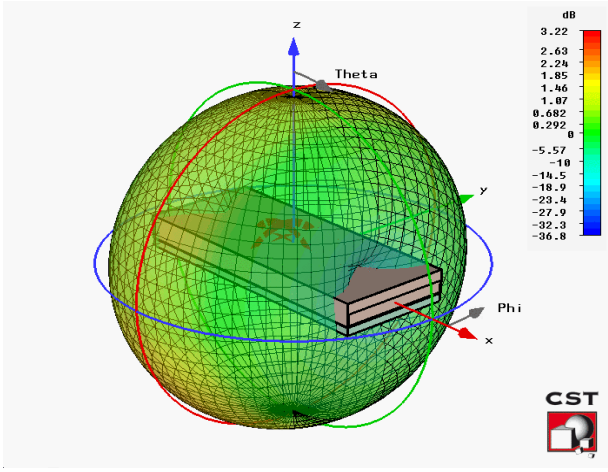


Figure 4.105: Gain réalisé (PCB = 0,7mm) à 7 GHz

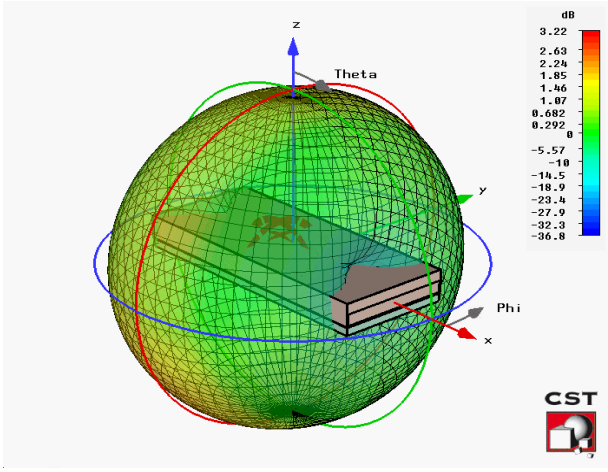


Figure 4.106: Gain réalisé (PCB = 0,7mm) à 7,5 GHz

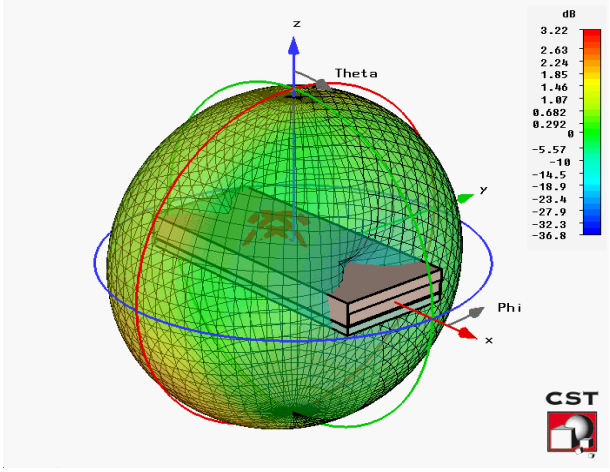


Figure 4.107: Gain réalisé (PCB = 0,7mm) à 8 GHz

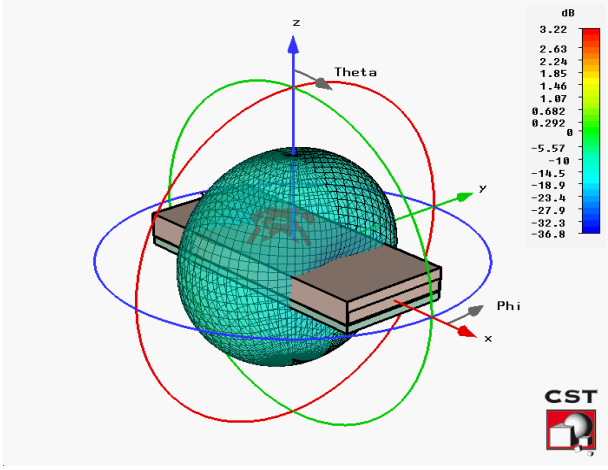


Figure 4.108: Gain réalisé (PCB = 0,7mm) à 9 GHz

L'élément rayonnant a également conservé son rayonnement omnidirectionnel dans le plan YOZ sur toute la bande ECC.

Nous constatons donc en premier lieu que le système "co-designé" constitué de la puce et de l'élément rayonnant peut être intégré sur un PCB sans détériorations majeures des performances générales de l'antenne.

Nous avons en perspective de développer la conception de la technique de connexion entre le dispositif et le PCB en modélisant les moindres détails afin de se rapprocher du cas réel. Une première supposition mettant un peu plus en valeur le rôle des plots métalliques rajoutés ainsi que la manière dont seront échangées les données est proposée et illustrée dans la figure 4.109 .

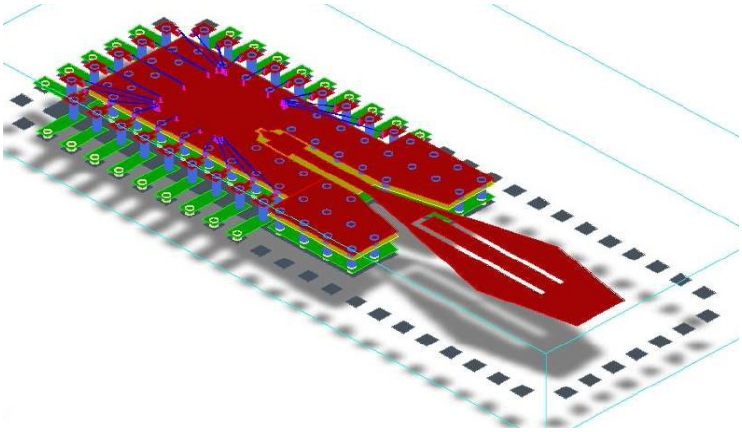


Figure 4.109: Layout des interconnexions envisagées pour la suite du projet

On distingue les différentes vias qui ont été insérées dans la structure afin de transmettre ou recevoir les données. Les extrémités des vias seront connectées à des pistes imprimées allant jusqu'à la puce émettrice d'impulsions.

Tout ceci n'est qu'un début de travail à approfondir dans l'optique de concevoir un boitier dont la fonction principale sera la transmission de données impulsionnelles, pouvant être intégré sur tout PCB suivant des normes universelles.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une plate-forme structurée sur laquelle on a développé non seulement une antenne miniature mais également totalement intégrable dans un système avec une quasi-totale compatibilité intégrant un mini sous système microélectronique. Le tout fonctionnant dans le domaine temporel.

L'élément rayonnant seul a une taille de 9,5mm (en considérant que la longueur de l'élément rayonnant est définie par la somme des deux paramètres *Xecc1* et *Xecc2*), ce qui correspond à un peu moins que la valeur défini par $\lambda/5$ à la fréquence basse de la bande ECC (6GHz). Cependant, le dispositif dans son entité, a la plus grande dimension correspondant à peu près à $\lambda/2{,}5$ à la même fréquence. L'antenne joue également son rôle de premier filtre grâce à l'insertion de la fente. Ceci facilite ainsi le traitement de l'information reçue.

Même si le capsulage et le packaging n'ont pas changé significativement les caractéristiques radioélectriques du dispositif, notre étude paramétrique complète et nos méthodes de simulations globales nous permettent de pouvoir corriger sa géométrie très facilement dans le cas d'un environnement plus perturbateur tout en tenant compte de l'intégralité de la structure.

Le système a été étudié pour une réalisation à bas cout en fonction du choix du type d'interconnexion et de l'assemblage de la puce. Il est également conçu afin de pouvoir s'adapter à tout type d'application de part son rayonnement omnidirectionnel et son gain maximum moyennant les 2,3 dB sur toute la bande. Le fait d'intégrer une antenne sélective facilite sa cohabitation dans un environnement contenant plusieurs autres systèmes fonctionnant dans différentes bandes de fréquences.

Afin de compléter au mieux cette étude, une étude sur l'interconnexion de ce dernier avec le monde extérieur à travers le capot en Silicium a également été évoquée. Des idées ont été proposées telles que l'impression de différentes pistes se terminant par des pads métalliques afin d'être soudés par la suite sur des environnements d'accueil. Sachant que la nécessité d'adapter cette extra-connexion est directement liée à l'emplacement du dispositif dans le système final (ce paramètre ainsi que l'application finale n'ont pas été définis), nous ne nous sommes pas attardés sur une étude concernant cette jonction avec le nouveau support d'accueil.

¤¤

4.6 Références du chapitre 4

[IV - 01]	Michel Terré, “Cours du Conservatoire des Arts et Métiers – UWB”, Novembre 2006
[IV - 02]	Eva Antonio-Daviu, Marta Cabedo-Fabrés, Miguel Ferrando-Bataller, Vincent Miquel Rodrigo Penarrocha, “ modal Analysis and Design of band-Notched UWB Planar monopole Antennas”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol.58, No.5, pages 1457-1467, MAY 2010.
[IV - 03]	Sun-Ho Choi, Gye-Taek Jeong, Ho-Hwan park, Hwa-Choon Lee, Kyung-Sup Kwak, “Compact Band-Notched Ultrawideband Y-Shaped Antenna with Dual Inverted-L Slots”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol.50, No.11, November 2008
[IV - 04]	Haijin Zhou, yingzeng yin, Jingya deng, Qizhong liu, “CPW-Fed Ultra Wideband Antenna with Dual Band-notched Characteristics”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol.51, No.2, February 2009
[IV - 05]	Tzyh-Ghuang Ma, Jyh-Woei Tsai, “Band-Rejected Ultrawideband Planar Monopole Antenna with High frequency Selectivity and Controllable Bandwidth Using inductively Coupled resonator Pairs”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol.58, No.8, August 2010.
[IV - 06]	Jun-Bo Jiang, Yue Song, Ze-Hong Yan, Xin Zhang, Wei Wu, “Band notched UWB printed Antenna with an Inverted-L-Slotted Ground”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol.51, No.1, January 2009
[IV - 07]	Yingying Lu, Hung-Jui Lam, Jens Bornemann, “Coplanar UWB Antenna with Increased Suppression Characteristics”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol.50, No.12, December 2008
[IV - 08]	Young Jun Cho, Ki Hak Kim, Dong Hyuk Choi, Seung Sik Lee, Seong Ook Park, “A Miniature UWB Planar Monopole Antenna With 5-GHz Band-Rejection Filter and the Time-Domain Characteristics”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol.54, No.5, May 2006.
[IV - 09]	Osama Ahmed, Ahmed A. Abumazwed, A.R. Sebak, “ A Trapezoidal Printed Monopole Antenna with Bell-Shaped Cut with 5.0-6.0GHz Band Rejection”, EuCAP 2009 - 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin Germany.
[IV - 10]	M. Mohammadirad, N. Komjani, M. Yazdi, “Design and Implementation of a New UWB Microstrip Antenna”, 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM], 2010.
[IV - 11]	Tharaka Dissanayake, Karu P.Esselle, “Prediction of the Notch frequency of a Slot Loaded Printed UWB Antennas”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol.55, No.11, November 2007.
[IV - 12]	Thèse de David Veyrié, “Approche alternative de l'évaluation de l'herméticité des micro cavités – applications au packaging des MEMES”, Soutenue le 8 Février 2007.

Conclusions

En conclusion à cette thèse, nous avons réussi à développer des éléments et des systèmes conformes aux deux bandes ULB destinées à des applications aux États-Unis [3,1-10,6 GHz] (bande FCC) et à des applications en Europe [6-8,5 GHz] (bande ECC).

Nous avons adapté les structures pour des applications universelles suivant deux configurations différentes. La première est de type "carte de crédit" dont les dimensions standards sont de 85*55mm² et dont les dimensions du prototype que nous avions développé sont de 44*41mm². La seconde est de type "clé USB" dont les dimensions standards sont de 55*18mm² et dont les dimensions du prototype proposé sont de 47*18mm².

On distingue que deux principales parties composent les prototypes. La première est la partie électromagnétisme caractérisée par l'élément rayonnant. L'élément rayonnant choisi est un monopole imprimé à plusieurs étages rectangulaires. Ce choix se marie bien avec le type d'application ciblée ainsi qu'avec le substrat industriel choisi. L'avantage des plans de masse de la structure nous a permis de modéliser un PCB et l'électronique intégrée (circuits, transistors, LNA, etc...) On a montré lors des techniques de miniaturisation, que le repliement des plans de masse encombrants ne fonctionne pas sur ce type d'antenne. D'autre part, cette antenne a la facilité et la maniabilité de se réadapter en fonction d'un nouvel environnement par une modification de sa géométrie mais également des encoches taillées dans les plans de masse. Ces encoches ont un rôle important dans l'adaptation de l'élément et participent également à la miniaturisation de la structure dans le sens de la propagation (ici l'axe X).

La deuxième partie est la partie composée en réalité d'une puce émettrice d'impulsions qui alimente l'élément rayonnant à travers la ligne GCPW qui a été étudiée. On a donc modélisé entièrement la puce avec les logiciels de simulation. Pour cela il a fallu élaborer une technique d'excitation permettant de conserver toutes les caractéristiques liées à la constitution de la puce et assurant une bonne adaptation en étant le moins dispersif possible. L'étude a abouti à la modélisation d'une ligne microruban imprimée sur la face supérieure de la puce, avec à sa première extrémité le port d'excitation et connectée à un "wirebonds" à sa deuxième extrémité. Lors de cette modélisation nous avons dû résoudre deux problématiques: l'effet de peau aux différentes fréquences de la bande FCC et les différentes perturbations ramenées par l'excitation du pavé en Silicium entre les deux plans métalliques (plan de masse de la microruban et plan de masse de l'antenne/PCB). Sur toutes les techniques de connexions présentées, nous avons choisi la technique de connexion par des filaments métalliques, les "wirebonds". Ce choix a été fait pour sa réalisation bas coût et pour le degré de liberté qu'il propose lors de la connexion sur le substrat d'accueil. Les inconvénients de cette technique sont la fragilité des "wirebonds" et l'incapacité de maîtriser les paramètres des "wirebonds" afin de réadapter la structure (dans le cas où ces derniers se montrent influençables sur l'adaptation de la structure).

La réalisation des prototypes s'est faite en deux temps. La première réalisation consistant à souder la puce directement sur le prototype et intégrant l'antenne imprimée nous a permis de valider une transmission brute à 30 et 50 cm entre deux prototypes identiques. Ce prototype en émission a besoin d'être connecté à l'aide d'un système de "clipsage" à une carte mère qui permet d'alimenter la puce, de lui fournir les données à transmettre et de contrôler son bon fonctionnement. Le système de "clipsage" est très délicat et sensible ainsi que la carte mère très encombrante handicapent la manipulation du prototype et donc sa caractérisation. Pour cela, on a lancé une deuxième réalisation

après avoir développé un système imprimé remplaçant le système de "clipsage" et permettant d'accueillir un connecteur SMA. Ce deuxième prototype plus solide est apte à être connecté sur un positionneur afin de le caractériser.

La caractérisation des prototypes dans les deux configurations s'est déroulée dans une chambre anéchoïde. Ils ont été mesurés selon trois coupes (trois plans). L'antenne d'émission (le cornet SH2000), la chaîne de transmission et les prototypes ont été caractérisés. Les résultats obtenus en termes de diagramme de rayonnement coïncident avec les résultats obtenus lors des simulations, avec uniquement un seul plan omnidirectionnel sur trois. Rappelons que les prototypes ont été développés pour des applications à transmission impulsionnelle, nous nous sommes également intéressés au paramètre du facteur de fidélité (FF). Ainsi nous avons conclu la partie concernant les travaux dans la bande FCC.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la bande ECC. Nous avons donc développé une antenne adaptée dans cette bande tout en conservant le substrat et le type d'élément utilisé pour les travaux dans la bande FCC. L'essentiel de l'étude était basé sur des études paramétriques permettant ainsi d'obtenir une base de données indispensable pour la réadaptation de l'élément en fonction des avancements des travaux. Nous avons démontré que la fréquence basse de la bande ECC est fixée par la géométrie de l'élément tandis que la sélection de la bande haute de la bande se fait en introduisant une fente dans la structure et est fixée par les dimensions de cette dernière.

Cet élément a été "co-designé" avec la même puce émettrice d'impulsions. Il a subi plusieurs modifications afin d'être réadapté dans la bande ECC. Ensuite, nous avons étudié l'influence du packaging sur l'adaptation du système. Le packaging a été proposé en deux étapes: l'encapsulation de la puce et le package de l'entité du système.

Finalement, nous avons développé une technique d'interconnexion entre le dispositif et un substrat d'accueil sur lequel il sera intégré. Cette technique consiste à poser des plots métalliques sur la dernière couche du substrat, notamment dans la partie survolée par l'antenne. De ces plots, des vias transperçant les différentes couches du substrat alimenteront, contrôleront la puce émettrice d'impulsions et permettront la transmission du signal de et vers la puce.

Perspectives

Les résultats très convaincants et validés lors de cette thèse ont abouti à une ANR constituant la principale perspective dans la suite du projet MIMOC. MIMOC s'est intéressé à des systèmes impulsionnels en général. L'ANR "RUBY" envisage d'utiliser les résultats obtenus dans MIMOC, essentiellement dans la bande ECC (pour l'avantage d'objets miniaturisés) pour des applications "BAN" (Body Area network).

Le projet "RUBY" rentre dans les applications liées au standard IEEE 805.15.6. Le but sera de développer des systèmes utilisant la technologie UWB-IR pour des applications périphériques sur le corps humain ou implantées à l'intérieur. Ce type d'applications est en effervescence et intéresse plusieurs domaines, comme le domaine médical en suivant le fonctionnement des organismes, le domaine sportif ou encore la géolocalisation des individus. La limitation du niveau de puissance émise autorisée pour l'UWB favorise son utilisation pour des applications en liaison avec le corps humain.

Ceci dit, le principal inconvénient est la permittivité élevée des différents tissus constituants le corps humain, entraînant systématiquement de grandes pertes et donc une efficacité de rayonnement

pour les antennes moins bonne. L'avantage de l'antenne ECC que nous avons étudiée est son aspect miniature. On utilisera cet avantage pour transformer l'antenne 2D imprimée en une antenne 3D. Ceci permettra d'éviter le contact de l'antenne avec le substrat et donc une réduction des pertes dans le substrat. L'élément se retrouve donc entièrement en espace libre (figure 1). L'épaisseur de la structure 3D, 10mm ne pose pas un handicap pour son intégration dans un système (exemple une montre). Le passage du 2D au 3D nécessitera une étude approfondie de l'élément et peut être une modification de ses dimensions.

Pour cela nous avons déjà lancé une première étude confirmant que cette idée est envisageable et constitue un bon départ pour l'étude de l'antenne destinée au projet RUBY.

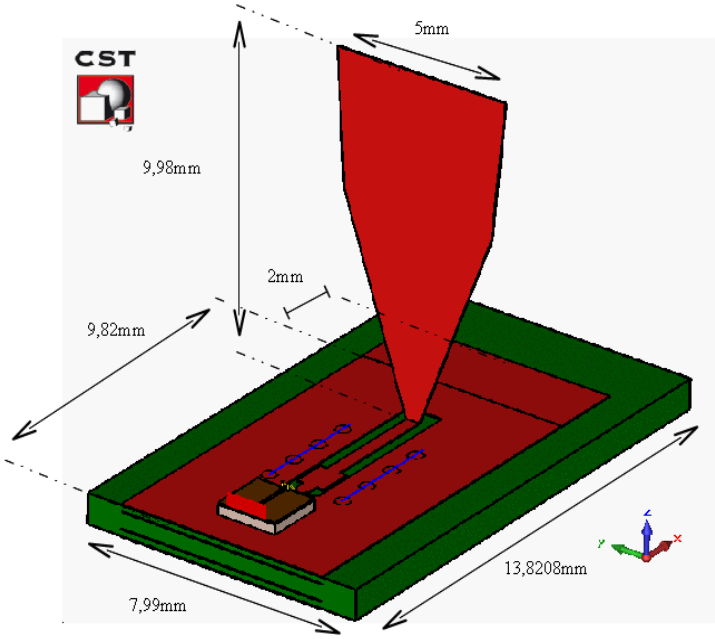


Figure 1: layout de la structure 3D ECC

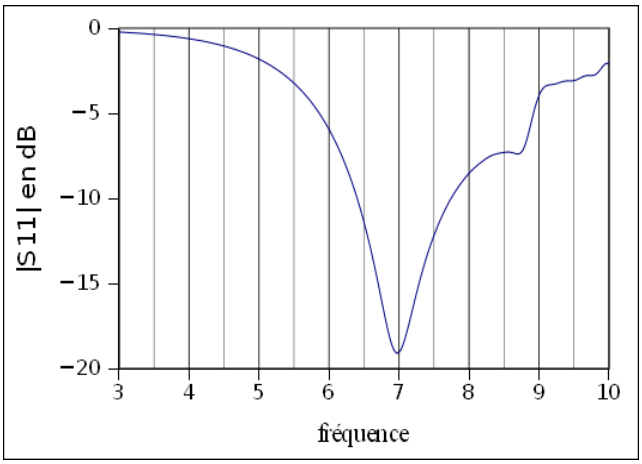


Figure 2: Amplitude du coefficient de réflexion de la structure 3D ECC

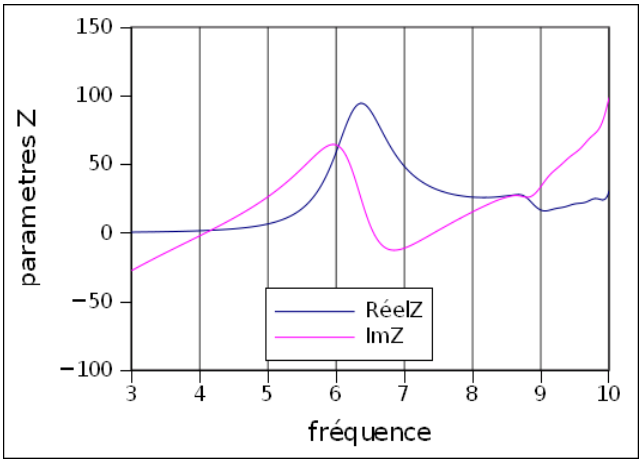


Figure 3: Paramètres Z de la structure 3D ECC

Les premiers résultats montrent une adaptation à -6dB dans toute la bande ECC, une partie réelle de l'impédance moyennant les 50 Ohms dans cette même bande et une partie imaginaire moyennant le zéro (figures 2 et 3). Ces résultats sont encourageants et permettent de juger cette structure comme étant une bonne base pour la suite.

Nous nous sommes également intéressés à la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne

dans cette configuration. Étant dit que les applications sont destinées à la transmission de données, on s'attend à ce que l'antenne ne rayonne pas dans la direction du substrat mais dans toutes les autres directions. Les résultats en termes de diagramme de rayonnement à différentes fréquences de la bande ECC sont illustrés dans les figures 4 à 8.

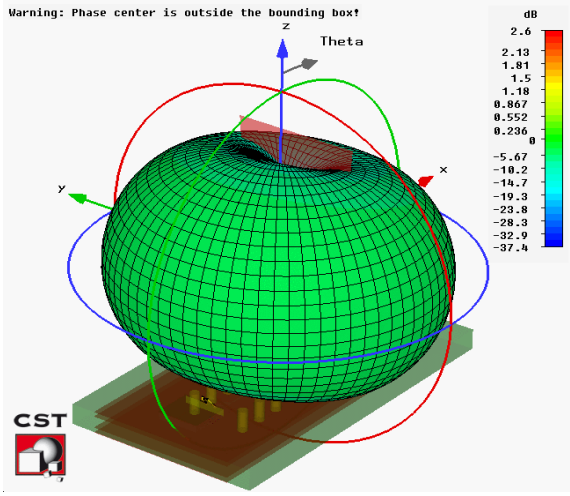


Figure 4: Gain réalisé de la structure 3D à 5GHz

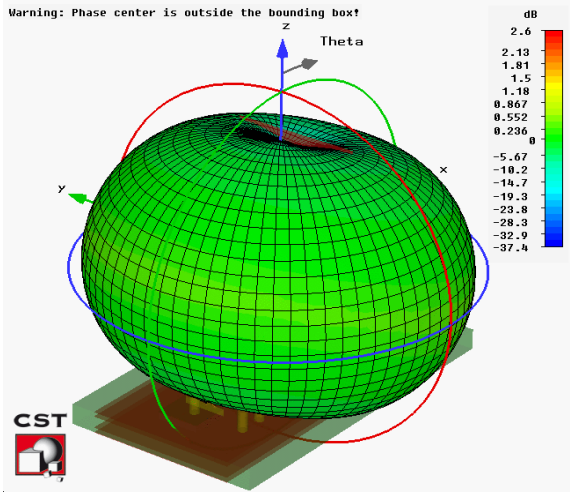


Figure 5: Gain réalisé de la structure 3D à 6GHz

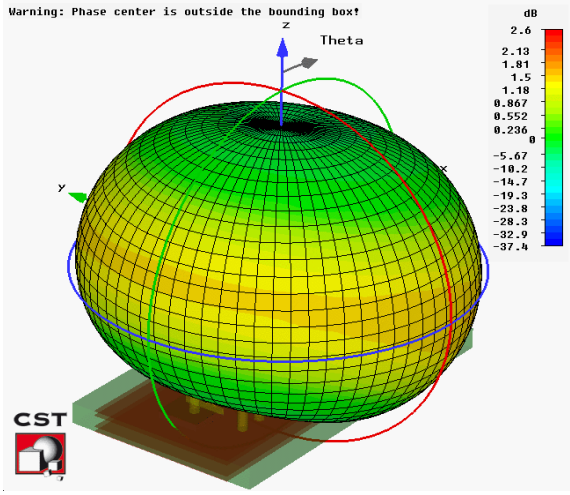


Figure 6: Gain réalisé de la structure 3D à 7GHz

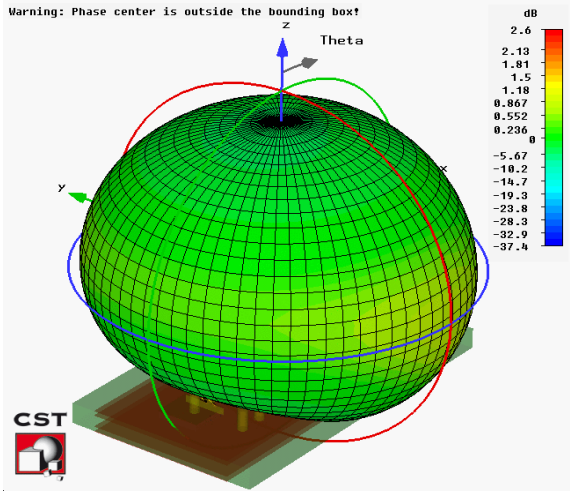


Figure 7: Gain réalisé de la structure 3D à 8GHz

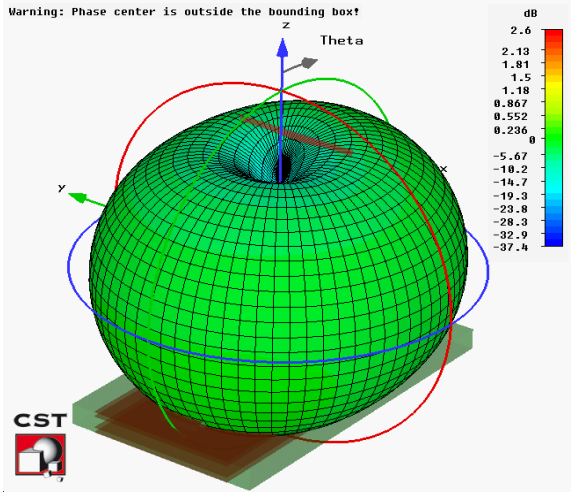


Figure 8: Gain réalisé de la structure 3D à 9GHz

L'antenne conserve un rayonnement omnidirectionnel dans toute la bande. On retrouve le creux de rayonnement dans l'axe de propagation de l'élément surélevé. Les diagrammes en 3D montrent que l'antenne ne rayonne pas dans le sens du substrat (vers le bas). Ce dernier résultat est intéressant dans le cas des applications en contact avec le corps humain. Moins le corps humain est exposé aux radiations, mieux c'est.

Dans la continuité des travaux concernant le projet RUBY, la prochaine étape consiste à concevoir un "phantom" (objet de simulation permettant de modéliser le corps humain) et de le placer en dessous de notre dispositif afin d'étudier les influences du corps humain sur l'adaptation de l'élément. La base de données recueillies lors de l'étude de l'antenne ECC pour MIMOC nous permettra de réadapter l'élément plus rapidement. Enfin, une première réalisation sera nécessaire afin de valider une transmission et une bonne concordance entre les résultats obtenus lors des simulations et les résultats expérimentaux.

□□□ □□□ □□□ □□□ □□□

Abstract

Cette thèse a fait partie du projet MIMOC (Méthodes d'Intégration et de Miniaturisation d'Objets Communicants) qui a été mené à terme en partenariat avec le laboratoire IM2NP de Marseille, la société InsightSiP à Sophia Antipolis et Orange Labs La Turbie. Le projet cible les systèmes de transmission par impulsions occupant une très large bande de fréquences (signaux Ultra Large Bande : ULB).

Au sein de ce projet, les travaux de cette thèse ont été concentrés sur le développement, la miniaturisation et l'intégration des antennes dans des systèmes de communications ULB conformes aux normes Américaines (FCC : 3.1 - 10.6 GHz) et Européennes (ECC : 6 - 8.5 GHz). Le développement d'une antenne consiste à en maîtriser les différents paramètres en analysant leurs influences sur l'adaptation et le rayonnement de celle-ci. Une étude préliminaire a permis de créer une base de données qui a été utilisée par la suite dans les différentes phases du projet afin de réadapter l'élément en fonction de l'évolution de son environnement. Un élément rayonnant imprimé constitué de plusieurs étages rectangulaires, alimenté par la ligne ground coplanaire (GCPW), adapté dans la bande de fréquence FCC, a servi de base d'étude. Cette antenne a été étudiée dans deux configurations correspondant à deux types d'applications : un format carte de crédit et un format clé USB, principalement distinguées par leur encombrement lié à la largeur des plans de masse. L'étude a débuté avec une structure à plan de masse large et a été suivie, dans une deuxième phase, par des travaux de miniaturisation. La miniaturisation consiste à réduire la largeur des plans de masse en modifiant la géométrie de la structure afin de conserver ses performances radioélectriques. Plusieurs techniques ont été étudiées, notamment la réduction de l'encombrement par repliements 2D et 3D. La technique la plus efficace fut celle basée sur l'insertion de découpes au niveau des plans de masse latéraux ainsi qu'au niveau des plans de masse inférieurs. Une bonne maîtrise des dimensions de ces encoches a permis d'obtenir une structure réduite d'un facteur 5 avec une bonne adaptation sur toute la bande de fréquences. Ces structures ont ensuite été réalisées et les prototypes ont été caractérisés. La caractérisation s'est déroulée lors de plusieurs campagnes de mesures au LEAT et à Orange Labs à La Turbie. Un banc de test a été entièrement développé et des mesures dans les domaines temporel et fréquentiel ont permis d'extraire les performances des antennes : gain, diagramme de rayonnement, réponse impulsionnelle, facteur de fidélité, etc... La capacité d'une transmission à travers ces prototypes a été vérifiée en environnement réel. Des débits allant jusqu'à 500Mbits/s ont été atteint. La troisième phase des travaux a consisté à modéliser une puce génératrice d'impulsions ULB et l'intégrer en l'assemblant avec l'antenne dans un système. Cette étude a été réalisée dans la bande ULB européenne ECC. Un nouvel élément imprimé et miniaturisé adapté dans cette bande de fréquences a du être conçu. La puce a totalement été modélisé et paramétrée de façon à ce qu'elle soit prise en compte lors de la conception du système.

Le projet MIMOC a été achevé avec succès. Le bon partenariat avec tous les membres s'est avéré très constructif et a permis de réaliser le codesign de la partie "antenne" et de la partie "microélectronique". Suite à ces travaux, un autre projet qui consiste à développer des systèmes communicants en contact avec le corps humain (RUBY) vient de démarrer.

Abstract

This thesis is part of the project MIMOC (Methods of Integration and Miniaturization of communicating objects), which was completed in partnership with the laboratory IM2NP of Marseille, the company InsightSiP in Sophia Antipolis and Orange Labs La Turbie. The project targets the pulse transmission systems over a very wide band frequency spectrum (Ultra Wide Band signals : UWB).

Within this project, the work of this thesis is focused on the development, miniaturization and integration of antennas for UWB communications systems conform to United States (FCC : 3.1 - 10.6 GHz) and European standards (ECC : 6 - 8.5 GHz). The antenna was developed by adjusting the various parameters which influences its matching and radiation. We led a preliminary study to create a database that was useful later in various phases of the project to modify the antenna to fit in its environment changes. A printed radiating element constituted by several rectangular layers, fed by ground coplanar waveguide line (GCPW), matched to the FCC frequency band, served as the basis for this study. This antenna has been studied in two configurations corresponding to two types of applications : credit card and USB key, mainly distinguished by the width of their ground planes. The study began with a large ground plane structure that was miniaturized in a second phase. The miniaturization aimed to reduce the width of the ground planes by changing the geometry of the structure to keep its radio-electrical performances. Several techniques have been studied, including reducing the size by 2D and 3D folding. The most effective technique was the one based on the insertion of slots in the side ground planes as well as in the lower ground planes. A well optimized dimension of these slots has achieved a structure 5 times smaller with a good impedance matching over all the FCC frequency band. These structures were then fabricated and the prototypes have been characterized. The characterization of the prototypes was obtained after several measurement campaigns in the LEAT and Orange Labs La Turbie. A test bench has been fully developed and measured in time and frequency domains. It permits us to extract the performances of antennas : gain, radiation pattern, impulse response, fidelity factor, etc... The capacity of a transmission through these prototypes was tested in a real environment. High data rate up to 500Mbits/s was obtained. The third phase of the work was to model a UWB chip pulse generator and integrate it together with the antenna in the system. This study was performed in the ECC band. A new printed miniature element with a good matching in this frequency band had to be designed. The chip has been fully modelled and parametrized, so it is taken into account in the design of the system.

MIMOC project was completed successfully. The good partnership with all members has been very constructive and has achieved the co-design of the antenna and the microelectronics. Following this work, another project aiming to develop UWB communications systems operating in contact with the human body (RUBY) has just started