

Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP

Mickaël Jeangeorges

▶ **To cite this version:**

Mickaël Jeangeorges. Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Nice Sophia Antipolis, 2010. Français. NNT : . tel-00544576

HAL Id: tel-00544576

https://theses.hal.science/tel-00544576

Submitted on 8 Dec 2010

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.

UNIVERSITÉ DE NICE - SOPHIA ANTIPOLIS

ÉCOLE DOCTORALE STIC
SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION

T H È S E

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences

de l'Université de Nice - Sophia Antipolis
Mention : Électronique

Présentée et soutenue par

Mickaël Jeangeorges

Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP

Thèse dirigée par Robert Staraj

Préparée au LEAT, Sophia Antipolis

Soutenue le 2 décembre 2010

Jury :

Président :	Philippe Benech	-	IMEP-LAHC (Grenoble)
Rapporteurs :	Patrick Vaudon	-	XLIM (Limoges)
	Mohamed Himdi	-	IETR (Rennes)
Directeur :	Robert Staraj	-	LEAT (Sophia Antipolis)
Examinateurs :	Cyril Luxey	-	LEAT (Sophia Antipolis)
	Philippe Le Thuc	-	LEAT (Sophia Antipolis)
	Chakib El Hassani	-	Insight SiP (Sophia Antipolis)
Invités :	Christian Pichot	-	LEAT (Sophia Antipolis)
	Patrice Brachat	-	Orange Labs (La Turbie)

À Yann

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire est le fruit d'une collaboration entre le Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications et la société Insight SiP dans le cadre d'un contrat CIFRE.

Je tiens tout d'abord à remercier les personnes qui ont accepté de faire partie du jury :

M. Philippe BENECH, professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble et à l'IMEP-LAHC (Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique - Laboratoire d'Hyperfréquences et Caractérisation). Il m'a fait l'honneur d'accepter le rôle d'examinateur de ce travail et de présider le jury de thèse.

M. Patrick VAUDON, professeur à l'Université de Limoges et au laboratoire XLIM. Il a accepté de juger et rapporter mon travail et m'a fait part de ses remarques constructives, ses conseils et ses encouragements.

M. Mohamed HIMDI, professeur à l'Université de Rennes 1 et à l'IETR (Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes). Il m'a fait l'honneur d'accepter d'examiner ce travail et d'être rapporteur de cette thèse. Je tiens à le remercier pour la pertinence de ses remarques.

M. Robert STARAJ, professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis et au LEAT, qui a efficacement dirigé ma thèse. Merci pour ton encadrement, ton soutien constant, tes conseils, tes idées qui m'ont permis de mener ces recherches à terme dans de bonnes conditions. Merci également pour avoir toujours trouvé rapidement des solutions à tous les problèmes rencontrés au cours de ces trois années. Je te remercie d'ailleurs pour la grande confiance que tu m'as témoignée tout au long de mes études.

M. Cyril LUXEY, professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis et au LEAT. Je tiens à te remercier vivement pour ta présence constante durant ces travaux, tes idées pertinentes et tes conseils avisés. Merci de m'avoir donné l'opportunité de participer à des événements internationaux très intéressants et fait rencontrer des doctorants, chercheurs et professeurs qui m'ont beaucoup apporté dans mon travail.

M. Philippe LE THUC, maître de conférences à l'Université de Nice-Sophia Antipolis et au LEAT. Je tiens à te remercier sincèrement pour ton suivi régulier pendant ces trois années, tes conseils et ta disponibilité. Tu as un don particulier pour encourager et motiver les gens.

M. Chakib EL HASSANI, ingénieur recherche et développement chez Insight SiP. Merci pour ton encadrement et tes précieux conseils au niveau de la technique et de la gestion de mon travail. Merci également pour ta patience et tes encouragements.

M. Christian PICHOT, directeur de recherche CNRS, directeur du LEAT et co-directeur du CREMANT. Je vous remercie pour l'excellent accueil dans le laboratoire. J'admire la diplomatie avec laquelle vous avez réglé tous les problèmes rencontrés au cours de cette thèse.

M. Patrice BRACHAT, ingénieur à Orange Labs La Turbie et co-directeur du CREMANT. Merci pour l'accueil à La Turbie lors des phases de mesure des antennes, les questions très pertinentes, l'intérêt pour mes travaux et les nombreux encouragements durant les conférences. Je tiens par ailleurs à remercier tout le personnel du site pour l'accueil, la mise à disposition du matériel et les explications techniques.

Je tiens également à remercier tout le personnel du LEAT, les doctorants, les enseignants, les chercheurs, les équipes techniques et administratives. Ces trois années à vos côtés ont été riches en événements. Je vous souhaite une bonne continuation à tous.

Je remercie mes collègues d'Insight SiP pour m'avoir accueilli au sein de l'entreprise durant ces trois années et m'avoir fait partager leur expertise et leurs connaissances. J'ai beaucoup appris à vos côtés.

Enfin, je remercie vivement ma famille et mes amis à qui je dois beaucoup. Ils m'ont toujours bien conseillé et encouragé tout au long de mes études.

Table des matières

Sigles et abréviations **1**

Introduction **3**

Présentation de la société Insight SiP **7**

1 Systèmes communicants sans fil et modules SiP **9**
1.1 Introduction aux technologies de réseaux sans fils 10
1.1.1 Description générale 10
1.1.2 WiFi 12
1.1.2.1 Présentation 12
1.1.2.2 Modes de fonctionnement 13
1.1.2.3 Standards 13
1.1.3 Bluetooth 14
1.1.3.1 Présentation 14
1.1.3.2 Fonctionnement 15
1.1.3.3 Standards 15
1.1.4 Autres technologies et protocoles 16
1.2 Introduction à la technologie System in Package 16
1.2.1 Présentation 16
1.2.2 Avantages 17
1.2.3 SiP vs SoC 17
1.2.4 Applications 18
1.2.5 Substrats multi-couches 19
1.2.5.1 Laminé FR4 19
1.2.5.2 LTCC 19
1.3 Conclusion 20

2 Techniques d'intégration d'antennes **23**
2.1 Caractérisation des antennes 24
2.1.1 Coefficient de réflexion 24
2.1.2 Bande passante 25
2.1.3 Efficacité 25
2.1.4 Diagramme de rayonnement 26
2.1.5 Gain et directivité 26
2.2 Etat de l'art des antennes intégrées 26
2.2.1 Antennes imprimées sur PCB 27
2.2.2 Intégration en module dédié 29
2.2.3 Intégration en modules complets 30
2.2.4 Applications 32

2.2.5 Avantages et inconvénients des techniques actuelles 33
2.3 Conclusion 34

3 Structure méandrée en trois dimensions 35
3.1 Cahier des charges initial 36
3.2 Sélection d'une structure antennaire miniaturisable 37
3.3 Miniaturisation par repliements et méandres 39
3.3.1 Repliements en deux dimensions 39
3.3.2 Repliements en trois dimensions 40
3.3.3 Influence des paramètres géométriques de la structure 41
3.4 Performances simulées et résultats de mesures 43
3.4.1 Prototype sur FR4 43
3.4.2 Prototype sur LTCC 44
3.4.2.1 Adaptation de la structure aux nouvelles contraintes 44
3.4.2.2 Fabrication d'un prototype 45
3.4.2.3 Coefficient de réflexion et bande passante 47
3.4.2.4 Gain et rayonnement 47
3.4.2.5 Efficacité rayonnée 48
3.4.2.6 Test de réception de signal 48
3.5 Techniques d'amélioration des performances 50
3.5.1 Ajout de fentes sur le plateau de l'antenne 50
3.5.2 Alimentation capacitive 50
3.5.3 Ajout d'éléments parasites 51
3.5.3.1 Principe et optimisation 51
3.5.3.2 Performances simulées et mesurées 52
3.5.3.3 Problème de creux d'efficacité rayonnée 54
3.5.3.4 Conclusion sur la technique de l'élément parasite . . 58
3.6 Modélisation par circuits équivalents 58
3.7 Amélioration par circuit d'adaptation 60
3.7.1 Ajout d'un circuit d'adaptation LC (2 cellules) 60
3.7.2 Ajout d'un circuit d'adaptation LC (4 cellules) 61
3.7.3 Circuit d'adaptation CL (2 cellules) avec composants réels . . 63
3.7.4 Calcul des pertes apportées par les composants 64
3.7.5 Utilisation de composants à haut coefficient Q 66
3.8 Conclusion 68

4 Améliorations et nouvelles structures 71
4.1 Influence des dimensions de l'antenne 72
4.1.1 Nouveau cahier des charges 72
4.1.2 Élargissement de l'antenne 73
4.1.3 Panel de structures de référence 77
4.2 Description de nouvelles géométries 78
4.2.1 Forme 1 : méandres progressifs 78
4.2.2 Forme 2 : élargissement progressif du bras rayonnant 79

4.2.3 Etude paramétrique sur l'évolution de la largeur du bras . . . 80
4.2.4 Forme 3 : éloignement progressif du bras rayonnant 81
4.3 Modification structurelle de l'antenne IFA 82
4.3.1 Nouvelles structures tirant parti de cette technique 82
4.3.2 Bilan des nouvelles structures antennaires 86
4.4 Analyse des paramètres des antennes 87
4.4.1 Influence de la taille du plan de masse 87
4.4.2 Impact des tolérances de fabrication 90
4.4.3 Influence de l'environnement de l'extrémité d'antenne 91
4.4.4 Étude comportementale selon l'orientation des méandres . . . 91
4.5 Résultats de mesures 92
4.5.1 Coefficient de réflexion et bande passante 94
4.5.2 Gain et rayonnement 96
4.5.3 Efficacité rayonnée 97
4.6 Conclusion 99

5 Intégration en module SiP complet 101
5.1 Description du module et des composants 102
5.1.1 Choix du substrat et cahier des charges 102
5.1.2 Architecture et schéma du module 103
5.2 Étude paramétrique et performances simulées 104
5.2.1 Coefficient de réflexion et bande passante 104
5.2.2 Distribution des courants et diagramme de rayonnement . . . 105
5.3 Tests sur prototypes 106
5.3.1 Description des prototypes 106
5.3.2 Caractérisation de l'antenne 108
5.3.2.1 Coefficient de réflexion 108
5.3.2.2 Diagramme de rayonnement 109
5.3.3 Mesure d'EiRP 112
5.3.4 Performances du système 115
5.4 Conclusion 116

Conclusion 119

Perspectives 121

A Présentation des logiciels de simulation utilisés 123

Bibliographie 125

Publications et communications 131

Sigles et abréviations

AiP	Antenna in Package
CMT	Composants Montés en Surface
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DSSS	Direct-Sequence Spread Spectrum
EDR	Enhanced Data Rate
FEM	Finite Element Method
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications ou Groupe Spécial Mobile
HQ	Haute Qualité
HS	High Speed
ISM	Industrial, Scientific and Medical
LAN	Local Area Network
LE	Low Energy
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramics
MiMo	Multiple-Input Multiple-Output
MoM	Method of Moments
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PAN	Personal Area Network
PCB	Printed Circuit Board
QoS	Quality of Service
RF	Radio Fréquence
RFID	Radio Frequency IDentification
SiP	System in Package
SMT	Surface Mount Technology
SoC	System on Chip
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Introduction

Ces vingt dernières années ont été témoin d'un spectaculaire essor des télécommunications sans-fil grand public. L'avènement de la téléphonie mobile a enclenché le phénomène en se rendant rapidement indispensable pour les utilisateurs. Il s'agit pour la plupart des gens du premier contact avec un objet personnel permettant de communiquer sans-fil depuis n'importe quel endroit. Au départ limité à des communications vocales ou par courts messages textuels, il s'est très rapidement démocratisé en amenant une véritable révolution dans la vie des usagers. Son adoption massive a permis, au fil des ans, d'observer de nouveaux comportements et d'inventer de nouveaux usages pour répondre à des besoins de plus en plus variés. C'est ainsi que sont apparues progressivement les fonctionnalités de multimédia (photo, vidéo, musique), internet (web, mail), télévision, navigation GPS ou encore assistant personnel. Cette évolution a permis de rendre les téléphones portables de plus en plus utiles, pratiques, ludiques. C'est donc tout naturellement que l'ensemble de l'industrie électronique a cherché à suivre cet exemple. On trouve aujourd'hui des fonctionnalités sans-fil dans un nombre considérable d'objets (ordinateurs, appareils photo, imprimantes, consoles de jeux, télévisions, montres, périphériques informatiques, domotique), dont l'interconnexion a été rendue possible et facile grâce à l'élaboration de standards désormais incontournables tels que WiFi, Bluetooth, 3G, ZigBee. Significativement améliorés à chaque nouvelle génération, ces objets communicants offrent de plus en plus de possibilités aux utilisateurs en intégrant toujours davantage de fonctionnalités.

Ce phénomène de convergence des fonctionnalités marque une tendance forte dans l'industrie électronique actuelle. Il permet à la fois de répondre à un besoin pour ses utilisateurs, mais aussi de simplifier sa conception et réduire ses coûts pour un fabricant. En effet, les progrès en termes d'intégration ont permis une augmentation notable des systèmes de télécommunications intégrés à des objets de plus en plus petits et de plus en plus nombreux. Une des technologies possible consiste à utiliser des composants ou sytèmes de type SiP (System In Package) que l'on peut traduire par Systèmes en Boîtier. Cependant, les objets communicants doivent aussi posséder un élément antennaire. S'il est important de réduire les dimensions des composants électroniques, il va de soi que les antennes doivent aussi subir ces effets de réduction afin d'être plus compactes. Élément indispensable pour établir des communications sans-fil, les antennes sont en effet des structures physiques rayonnantes relativement encombrantes à l'heure de la nanoélectronique. Elles doivent donc faire l'objet d'un travail de recherche important pour tendre vers l'objectif de miniaturisation. Grâce aux nombreux efforts consentis, les antennes sont devenues au fil des années de plus en plus compactes. Elles sont aujourd'hui dans la plupart des cas invisibles pour l'utilisateur, totalement intégrées à l'objet communicant.

Les solutions actuelles consistent principalement à imprimer l'antenne sur le circuit de l'objet sans-fil, ou à utiliser des antennes intégrées en boîtier dédié qu'il suffit de souder sur le circuit. Ces techniques économiques permettent de masquer l'antenne sur le produit final et de réduire les coûts de fabrication en supprimant l'étape d'ajout d'un élément extérieur. Elles permettent en outre d'améliorer la robustesse des produits et de réduire leurs dimensions. L'objectif de cette thèse est d'améliorer encore le niveau d'intégration en étudiant la faisabilité de placer l'antenne à l'intérieur même d'un module RF de type SiP, aux côtés des composants assurant les fonctionnalités sans-fil. Ce concept de miniaturisation extrême et d'intégration de la structure antennaire s'inscrit parfaitement dans le contexte de convergence des composants électroniques. Cette solution permettrait de bénéficier de tous les avantages de la technologie SiP en termes de réduction des dimensions, des délais de conception et de fabrication, ainsi que des coûts.

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'une collaboration CIFRE entre le Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) et la société INSIGHT SiP, qui possède une forte compétence dans le domaine des systèmes packagés (System In Package) et des modules RF de communication sans-fil. Relever ce défi nécessite en effet non seulement la maîtrise des techniques de miniaturisation des antennes, mais aussi une bonne compréhension de la méthodologie de conception des SiP RF et des contraintes industrielles.

Le défi technologique principal posé par le projet consiste à intégrer une antenne dans un petit volume tout en essayant de conserver ses propriétés radioélectriques, notamment en termes d'efficacité rayonnée et bande passante. Le but est avant tout de mettre en évidence, étudier, voire exploiter les phénomènes mis en jeu lors de la miniaturisation. Pour des raisons évidentes de focalisation du travail, nous ciblerons une unique bande de fréquences. Nous veillerons toutefois à proposer des solutions potentiellement adaptables à d'autres fréquences.

Le premier chapitre présente le monde des objets communicants. Nous établirons un panorama des technologies et standards de télécommunications sans-fil exploitées par ces objets pour s'interconnecter et échanger des données. Nous évoquerons leurs spécificités et leurs applications. La seconde partie présente la technologie System in Package et ses atouts dans l'industrie électronique actuelle.

Le second chapitre est un état de l'art des techniques d'intégration d'antennes utilisées de nos jours. Nous débuterons cette partie par un bref aperçu des principaux paramètres qui permettent de caractériser une antenne. Ils seront utilisés tout au long du projet pour comparer les performances des différentes structures antennaires. Nous décrirons ensuite les principales techniques d'intégration d'antennes, de la plus encombrante à la plus compacte. Cette présentation listera les avantages et inconvénients de chaque solution et mettra en valeur l'intérêt de notre projet.

Le troisième chapitre présente le point de départ des travaux. Il commence par la recherche de formes d'antennes susceptibles d'être miniaturisées en tenant compte des spécificités de la technologie SiP. Nous présenterons ensuite les résultats des études paramétriques effectuées sur la structure retenue, ainsi que les mesures réalisées sur les premiers prototypes. Nous appliquerons ensuite plusieurs techniques d'amélioration des performances en bande passante et en efficacité sur cette antenne et dresserons un bilan des résultats obtenus afin d'écarter éventuellement les solutions ne permettant pas d'exploiter les avantages qu'offrent les dimensions réduites du module.

Le quatrième chapitre a pour objectif d'étudier précisément le comportement de l'antenne et les phénomènes électromagnétiques caractérisant leur rayonnement. Nous proposerons des modifications structurelles innovantes pour améliorer la bande passante et l'efficacité rayonnée en occupant le minimum d'espace dans le module. Les notions de marges et de variations des conditions d'utilisation des modules Antenna in Package (AiP) seront étudiées et expliquées en détails.

Enfin, le dernier chapitre consiste à illustrer et concrétiser le résultat de ces travaux avec la fabrication des premiers prototypes AiP fonctionnels complets, incluant antenne et composants dans un même module. Les mesures pratiques mettront en évidence leur comportement.

Présentation de la société Insight SiP

Fondée en 2005, la société Insight SiP est basée à Sophia Antipolis. Spécialisée dans le domaine des modules de type SiP (System in Package), elle propose des services d'étude et de conception de solutions RF destinées à apporter des fonctionnalités sans-fil à tout type d'objet communicant. Elle mise sur l'intérêt grandissant pour ce type de module manifesté par les grands fabricants de l'industrie électronique pour se développer rapidement. L'entreprise a pris une dimension mondiale en ouvrant des bureaux au Japon et aux Etats-Unis.

Insight SiP propose des solutions très intéressantes dans un secteur des télécommunications de plus en plus actif, multipliant les standards (WiFi, Bluetooth, GSM, GPS, UMTS, Zigbee, etc...) et souhaitant proposer à ses clients des objets électroniques de plus en plus convergents, nomades et miniaturisés. Ces appareils doivent en outre impérativement être développés très rapidement du fait de leur faible durée de vie. Insight SiP offre une réponse crédible aux besoins de tous ces secteurs d'activité (équipements informatiques, objets communicants nomades, télécommunications, santé, automobile...).

Insight SiP s'inscrit dans une politique de conception de produits toujours innovants, forte d'une équipe d'expérience, compétente dans le domaine RF. Elle applique certaines méthodes de conception uniques issues du savoir-faire de ses ingénieurs pour évaluer les dimensions et performances des modules dès les premières phases d'étude de faisabilité. Les ingénieurs Insight SiP possèdent de solides compétences dans de nombreux domaines tels que les composants passifs, les circuits de composants, les filtres, les circuits actifs, les architectures RF, les technologies de modules et leurs contraintes de conception et fabrication, et les antennes. La société propose un savoir-faire reconnu pour l'intégration de circuits dans les substrats multi-couches de type LTCC ou FR4 laminé. Ces qualités et

compétences réunies dans une même équipe permettent de satisfaire les demandes des clients dans des délais très courts en proposant des modules sur mesure qui peuvent être hautement personnalisés.

Dès sa création, la société a conçu pour Nanoradio un module WiFi longtemps considéré comme le plus miniaturisé au monde. Depuis, plusieurs succès importants ont marqué le développement d'Insight SiP, tels que la conception de modules GSM, 3G ou encore GPS. En 2008, l'entreprise concrétise les travaux menés sur l'intégration des antennes en proposant son premier module AiP (Antenna in Package). Un module GSM quadribande incluant une antenne a rapidement suivi. Aujourd'hui, Insight SiP multiplie les innovations en travaillant sur des solutions Bluetooth 4.0, sur des modules destinés à la prochaine génération de téléphonie mobile (4G), ou encore sur des composants WHDI (transmission de signaux audio et vidéo haute définition pour remplacer les câbles HDMI).

C'est dans ce contexte d'innovation que l'entreprise consacre une grande importance à la recherche et y a naturellement consacré cette thèse. Le projet allie un travail de recherche à un travail de développement concret dans la perspective de proposer un produit novateur aux clients de la société.

Chapitre 1

Systèmes communicants sans fil et modules SiP

Sommaire

1.1 Introduction aux technologies de réseaux sans fils 10
1.1.1 Description générale 10
1.1.2 WiFi 12
1.1.2.1 Présentation 12
1.1.2.2 Modes de fonctionnement 13
1.1.2.3 Standards 13
1.1.3 Bluetooth 14
1.1.3.1 Présentation 14
1.1.3.2 Fonctionnement 15
1.1.3.3 Standards 15
1.1.4 Autres technologies et protocoles 16
1.2 Introduction à la technologie System in Package 16
1.2.1 Présentation 16
1.2.2 Avantages 17
1.2.3 SiP vs SoC 17
1.2.4 Applications 18
1.2.5 Substrats multi-couches 19
1.2.5.1 Laminé FR4 19
1.2.5.2 LTCC 19
1.3 Conclusion 20

L'INCROYABLE ESSOR des télécommunications et les avancées dans le domaine de l'intégration des circuits radio-fréquence ont conduit au cours des dernières années au développement rapide de multiples technologies sans-fil telles que WiFi, Bluetooth, RFID, WiMax, téléphonie mobile. Elles permettent aujourd'hui de connecter entre eux plusieurs milliards d'objets dits communicants pour répondre à des besoins variés. Tous ces systèmes opèrent aux fréquences micro-ondes.

Dans ce chapitre, nous décrirons les bases de ces technologies et systèmes communicants afin d'appréhender les prérequis techniques nécessaires à la compréhension de nos travaux. Ces informations nous permettront de nous familiariser avec les spécificités des diverses technologies, cibler les besoins, identifier les points clés et proposer des solutions capables de répondre aux objectifs fixés par le projet de recherche.

Nous introduirons également la technologie d'intégration en modules de type System in Package (SiP), spécialité de la société Insight SiP. Nous verrons les nombreux avantages qu'offrent ces modules à l'industrie électronique en termes de conception et rapidité de mise sur le marché des produits par rapport à d'autres technologies plus coûteuses. Cette description permettra de comprendre l'intérêt et les enjeux de l'intégration d'une antenne au sein même du SiP.

1.1 Introduction aux technologies de réseaux sans fils

1.1.1 Description générale

Les technologies de télécommunications sans fil opèrent dans la gamme de fréquences micro-ondes (figure 1.1). Cette ressource étant par nature limitée, son utilisation est strictement réglementée. En fonction des critères de bande passante nécessaire et des effets de propagation (atténuation des ondes) à une fréquence donnée, une bande de fréquences précise est allouée à chaque technologie *wireless*.

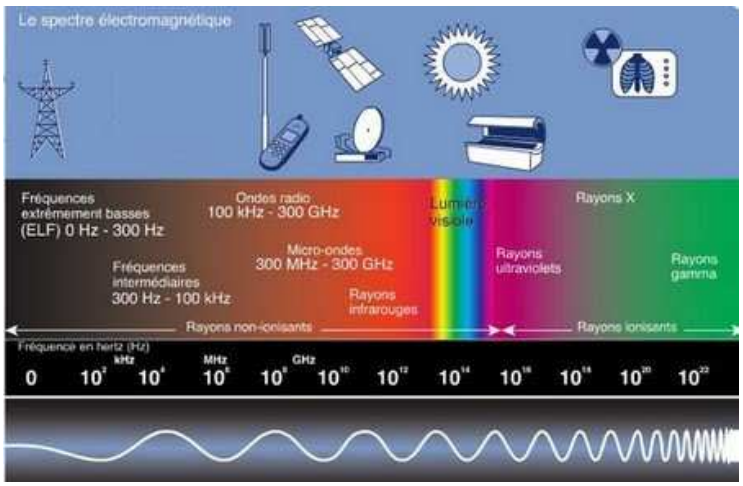


FIG. 1.1 – Spectre électromagnétique

Le tableau 1.1 décrit globalement le découpage du spectre opéré au niveau international entre 88 MHz et 6 GHz. Il est important de noter que certains pays appliquent quelques modifications à ce découpage pour des raisons commerciales ou militaires. Elles sont valables uniquement sur leur territoire ou dans une zone délimitée.

Bande de fréquences	**Désignation**	**Utilisation**
$88 - 108$ MHz	Band II	Radio
$174 - 240$ MHz	Band III	Télévision
$450 - 470$ MHz	450 MHz	Téléphonie
$470 - 750$ MHz	Band IV/V	Télévision
$824 - 890$ MHz	850 MHz	Téléphonie
$870 - 960$ MHz	900 MHz	Téléphonie
$1,575$ GHz	GPS	Géolocalisation
$1,71 - 1,88$ GHz	1800 MHz	Téléphonie
$1,85 - 1,99$ GHz	1900 MHz	Téléphonie
$1,9 - 2,17$ GHz	2100 MHz	Téléphonie
$2,4 - 2,485$ GHz	2,4 GHz	WLAN
$2,5 - 2,69$ GHz	2,5 GHz	WiMAX
$3,4 - 3,6$ GHz	3,6 GHz	WiMAX
$4,9 - 5,9$ GHz	5 GHz	WLAN, WiMAX

Tab. 1.1 – Découpage et utilisation du spectre micro-ondes

La bande utilisée par le WLAN fait partie des bandes dites ISM : Industrial, Scientific, Médical (tableau 1.2). Libres de droit, elles sont utilisables gratuitement pour des applications industrielles, scientifiques ou médicales. Seules les puissances d'émission et la perturbation des bandes voisines sont limitées pour réduire au maximum les problèmes de cohabitation des appareils. Un grand nombre d'objets communicants sans fil utilisent ces bandes : téléphones sans fil DECT, télécommandes domotiques (ouverture de portails par exemple), Bluetooth, WiFi, caméras de surveillance, télécommandes de voitures, thermomètres d'extérieur, transmetteurs audio/vidéo.

Pour des raisons d'organisation, nous limiterons nos travaux de recherche à la bande 2,4 GHz. En effet, l'objectif de cette thèse est de mettre en valeur, comprendre et exploiter les phénomènes mis en jeu lors de la miniaturisation et l'intégration d'antennes au sein même de modules SiP. Afin d'éviter de reproduire des résultats proportionnellement identiques sur toutes les gammes de fréquences, il est important de focaliser le travail sur une unique bande. La bande de 2,4 GHz a été choisie car elle est utilisée par les technologies majeures que sont le WiFi et le Bluetooth. Elle représente donc un enjeu essentiel sur le marché des modules SiP.

Bande de fréquences	Fréquence centrale	Bande passante
$6,765 - 6,795$ MHz	$6,78$ MHz	30 kHz
$13,553 - 13,567$ MHz	$13,56$ MHz	14 kHz
$26,957 - 27,283$ MHz	$27,12$ MHz	326 kHz
$40,66 - 40,7$ MHz	$40,68$ MHz	40 kHz
$433,05 - 434,79$ MHz	$433,92$ MHz	$1,74$ MHz
$868 - 870$ MHz	869 MHz	2 MHz
$902 - 928$ MHz	915 MHz	26 MHz
2,4 - 2,5 GHz	**2,45 GHz**	**100 MHz**
$5,725 - 5,875$ GHz	$5,8$ GHz	150 MHz
$24 - 24,25$ GHz	$24,125$ GHz	250 MHz
$61 - 61,5$ GHz	$61,25$ GHz	500 MHz
$122 - 123$ GHz	$122,5$ GHz	1 GHz
$244 - 246$ GHz	245 GHz	2 GHz

Tab. 1.2 – Bandes ISM

1.1.2 WiFi

1.1.2.1 Présentation

L'accroissement exponentiel des besoins en communications sans fil et l'explosion du trafic internet grand public ont poussé l'industrie et la recherche à imaginer une solution de connexion entre les réseaux fixes et les appareils nomades. Le standard *Wireless LAN* IEEE 802.11 (figure 1.2) a été créé pour répondre à cette problématique et assurer l'interopérabilité de ces appareils communicants. L'idée était de décliner une version sans-fil du célèbre IEEE 802.3 plus connu sous le nom d'Ethernet. Le WiFi (Wireless Fidelity) offre des connexions entre appareils mobiles sur de courtes distances, typiquement de l'ordre de quelques dizaines de mètres.



Fig. 1.2 – Logo du standard WLAN IEEE 802.11 WiFi

L'utilisation de cette technologie, introduite dès le début des années 1990 au niveau industriel et au début des années 2000 pour le grand public, s'est rapidement démocratisée du fait de la réduction du prix des puces WLAN. Au départ relativement complexes et coûteuses, elles se réduisent de nos jours à des modules de quelques millimètres carrés produits en masse par les grands fabricants d'électronique. Cette prouesse est le fruit des efforts d'intégration et de miniaturisation des composants, facteurs clés de l'électronique d'aujourd'hui. On trouve la fonctionnalité WiFi dans un nombre toujours plus important d'appareils nomades : ordinateurs portables, imprimantes, consoles de jeux, téléviseurs, téléphones portables.

La technologie WiFi présente de nombreux avantages par rapport aux techniques classiques de réseaux câblés. Le plus évident est la mobilité. Permettre de connecter les ordinateurs portables aux réseaux sans fil, les rendant ainsi réellement nomades, a fortement contribué à l'accélération de leurs ventes, au point de dépasser les solutions fixes depuis quelques années. Le second avantage significatif des systèmes WiFi est l'adaptabilité à des environnements parfois complexes, impossibles à câbler ou changeant constamment de configuration dans l'espace. On pense notamment à certains milieux industriels de production, aux bâtiments en travaux, aux points de vente, mais aussi aux bâtiments historiques ou fragiles. Enfin, un avantage indéniable apporté par cette technologie est la réduction des coûts d'installation, de configuration, et surtout de câblage des systèmes informatiques. Il est en effet prouvé que 70 % des problèmes de réseaux étaient causés par les erreurs de câblage ou la mauvaise qualité des câbles. L'installation de vastes réseaux comprenant un grand nombre d'ordinateurs est par ailleurs sensiblement accélérée grâce au WiFi.

1.1.2.2 Modes de fonctionnement

On distingue trois modes de fonctionnement du WiFi :

- **Mode access point :** c'est le mode le plus couramment utilisé. Tous les appareils du réseau sont connectés à un même point d'accès qui gère les connexions, les permissions, les conflits. Toutes les communications passent par ce point d'accès. Il s'agit d'une connexion point à multipoints.
- **Mode peer-to-peer :** il ne nécessite pas de point d'accès. Les appareils sont directement connectés entre eux en mode *ad-hoc* et peuvent communiquer sans demander la permission d'un autre équipement. C'est une connexion point à point.
- **Mode passerelle :** il est utilisé pour relier entre eux plusieurs réseaux sans fil. Les équipements WiFi peuvent y être configurés pour agir en tant que répéteurs.

Le WiFi opère dans les bandes ISM $2,4\,\text{GHz}$ et $5\,\text{GHz}$. Pour des raisons de restriction de bande dans certains pays, la gamme $2,4\,\text{GHz}$ est seulement utilisée de $2,4\,\text{GHz}$ à $2,4835\,\text{GHz}$. Au niveau de la bande $5\,\text{GHz}$, trois découpages sont utilisés : $5,15-5,35\,\text{GHz}$, $5,47-5,725\,\text{GHz}$ et $5,725-5,850\,\text{GHz}$. Ces bandes sont divisées en canaux de $5\,\text{MHz}$ à $20\,\text{MHz}$.

1.1.2.3 Standards

Le tableau 1.3 décrit les différents standards 802.11. Les notions de débit maximal et de portée sont dépendants de l'environnement réel d'utilisation. Les valeurs maximales sont uniquement atteintes à proximité directe du point d'accès, sans obstacle. De plus, la bande ISM étant libre, elle est utilisée par plusieurs autres technologies. Des interférences peuvent donc perturber le signal WiFi et diminuer les performances de la liaison sans fil. Enfin, le WiFi étant destiné à des réseaux locaux à portée limitée, sa puissance d'émission est strictement limitée. Ainsi, les

autorités régulant les télécommunications ont fixé un seuil maximal de puissance rayonnée de 1 W pour un appareil utilisant une antenne avec un gain inférieur à 6 dBi. Afin de contrer ces limitations, la norme WiFi n'a cessé d'être améliorée au cours des dernières années pour atteindre depuis 2007 la déclinaison 802.11n. Cette dernière version utilise les deux bandes de fréquences 2, 4 GHz et 5 GHz, l'agrégation de canaux, ainsi que la technique de diversité du MiMo (Multiple-Input Multiple-Output) pour augmenter les débits et la portée.

IEEE 802.11	Fréquences	Débit max	Portée max	Codage
a	5 GHz	54 Mbps	120 m	OFDM
b	2, 4 GHz	11 Mbps	140 m	DSSS
g	2, 4 GHz	54 Mbps	140 m	OFDM
n	2,4 et 5 GHz	300 Mbps	250 m	OFDM

Tab. 1.3 – Caractéristiques des standards WiFi 802.11 les plus marquants

1.1.3 Bluetooth

1.1.3.1 Présentation

Autre technologie majeure utilisant la bande libre ISM 2, 4 GHz, le Bluetooth (devenu standard IEEE 802.15, figure 1.3) a été créé pour répondre aux besoins de réseaux à très faible portée appelés réseaux personnels (WPAN, Wireless Personal Area Network). A la différence du WiFi, le Bluetooth n'est pas destiné à remplacer les câbles des réseaux locaux traditionnels, mais a pour but d'interconnecter tout type d'objet électronique nomade ayant besoin de communiquer sans nécessiter forcément un débit important.



Fig. 1.3 – Logo du standard WPAN IEEE 802.15 Bluetooth

Les principales qualités de la technologie sont sa robustesse, sa faible consommation d'énergie, son faible coût. Tout comme le WiFi, l'atout majeur du standard est l'interopérabilité. Il garantit une connexion de base entre plusieurs appareils d'origines différentes mais certifiés compatibles grâce à l'utilisation de profils communs. Par ailleurs, certaines spécifications étant optionnelles, le Bluetooth autorise les fabricants à différencier leurs produits sur le marché.

Cette technologie est aujourd'hui largement répandue dans le monde. Elle équipe notamment les téléphones portables, ordinateurs portables, périphériques informatiques (claviers, souris), casques audio, oreillettes mains-libres, autoradios, appareils photo numériques, bornes publicitaires.

1.1.3.2 Fonctionnement

Le Bluetooth opère dans le spectre de fréquence 2, 4 GHz. Sa portée est limitée à 10 ou 100 m selon la classe de l'appareil (tableau 1.4). Le débit maximal actuel s'élève à 24 Mbps. Le système utilise un émetteur récepteur exploitant la technique du saut de fréquence pour minimiser les interférences et l'évanouissement fréquemment rencontrés sur ces fréquences encombrées. Un algorithme peut modifier le modèle de saut de fréquence à la volée pour exclure les fréquences utilisées par d'autres technologies.

Classe	Puissance max	Portée max
1	100 mW (20 dBm)	100 m
2	2, 5 mW (4 dBm)	10 m
3	1 mW (0 dBm)	1 à 3 m

Tab. 1.4 – Classes des appareils certifiés Bluetooth

La bande de fréquences $2,4 - 2,4835$ GHz est divisée en 79 canaux séparés de 1 MHz. Chaque canal RF est partagé par plusieurs périphériques qui sont synchronisés sur une même horloge fixée par le périphérique maître.

1.1.3.3 Standards

Depuis sa création au milieu des années 1990 par le fabricant suédois Ericsson, le Bluetooth a évolué de manière progressive grâce à l'alliance de plusieurs fabricants dans le *Bluetooth Special Interest Group* (SIG). Il atteint aujourd'hui sa quatrième version en introduisant le mode *Low Energy*. En partant de la version d'origine, on constate que les efforts ont été portés successivement sur l'amélioration de l'interopérabilité, puis des débits, et enfin de la consommation. Tous ces perfectionnements ont été apportés en gardant le coût unitaire des puces inférieur à trois dollars.

Version	Débit max	Caractéristiques majeures
1.0 à 1.2	1 Mbps	Interopérabilité et standardisation IEEE 802.15
2.0 à 2.1	3 Mbps	Amélioration du débit EDR (Enhanced Data Rate)
3.0	24 Mbps	Ajout du mode HS (High Speed)
4.0	24 Mbps	Ajout du mode LE (Low Energy)

Tab. 1.5 – Caractéristiques des versions successives du Bluetooth

Les avancées concernant le *Bluetooth Low Energy* ont pour objectif de réduire drastiquement la consommation, de façon à alimenter un appareil avec une simple pile bouton pendant plusieurs années. Le but est de conquérir le marché des montres, capteurs divers, équipements sportifs, implants médicaux.

Les futurs travaux visent notamment à améliorer la qualité de service QoS (Quality of Service) et la sécurité.

1.1.4 Autres technologies et protocoles

Les technologies WiFi et Bluetooth, bien que majeures et largement utilisées, ne sont pas les seules à exploiter la bande ISM 2, 4 GHz. Cette gamme de fréquences étant libre, de nombreux fabricants ont développé leurs propres technologies et protocoles afin de répondre à des besoins spécifiques à leurs produits. On trouve aujourd'hui sur le marché une multitude d'objets communicants utilisant leur propre technologie dite propriétaire : souris et claviers sans-fil, manettes de consoles de jeux, transmetteurs audio/vidéo. Tous ces objets au champ d'application spécifique sont vendus avec leur propres émetteurs/récepteurs et n'ont aucun besoin d'interopérabilité. Ils ne nécessitent donc pas d'utiliser un standard particulier tel que le WiFi et le Bluetooth.

1.2 Introduction à la technologie System in Package

Après avoir défini la gamme de fréquences visée par nos recherches et les technologies qui l'utilisent, nous allons maintenant présenter et décrire le monde des modules de type SiP. Il représente le coeur de métier de la société Insight SiP et de notre projet de recherche visant à y intégrer une antenne.

1.2.1 Présentation

La technologie System in Package (SiP) est née dès le début des années 1990, bénéficiant de l'explosion de la téléphonie mobile. Les appareils de première génération, composés de multiples circuits et puces soudés sur un PCB (Printed Circuit Board) étaient complexes, fragiles, coûteux, lourds. Le besoin d'intégration et de miniaturisation s'est rapidement fait sentir. L'industrie électronique a alors imaginé de réunir plusieurs fonctions séparées dans un même module, donnant naissance au SiP (figure 1.4). Alors que les premiers modules regroupaient simplement les fonctions d'amplification, on trouve aujourd'hui par exemple toutes les fonctions d'un téléphone mobile multibandes dans un seul module de quelques millimètres carrés.

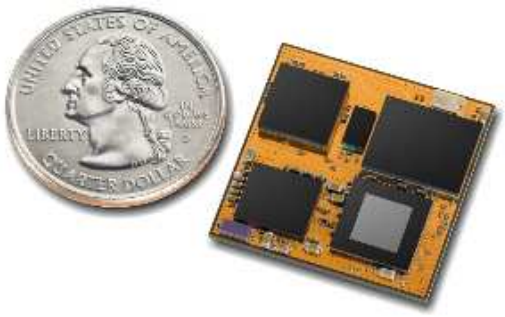


Fig. 1.4 – Vue d'un module SiP dépourvu de boîtier ou de surmoulage

Un module SiP moderne est constitué notamment de puces digitales, de composants passifs discrets, d'oscillateurs, de circuits RF (figure 1.5).

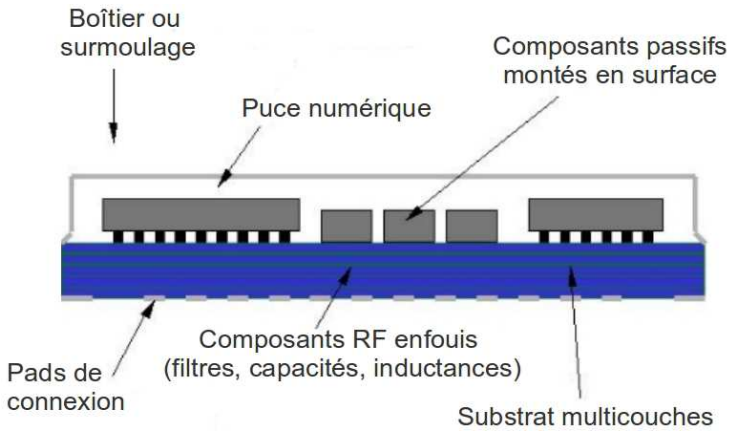


FIG. 1.5 – Vue en coupe d'un SiP RF comprenant un transceiver, un circuit bande de base, un circuit d'alimentation et un réseau d'adaptation

1.2.2 Avantages

La technologie SiP présente de multiples avantages pour l'industrie électronique :

- **Solution clé en main :** elle permet à un assembleur de disposer d'un module testé et physiquement protégé, qu'il suffit de souder sur son appareil électronique. Toutes les fonctionnalités assurées par le module n'ont plus besoin d'être développées séparément. Les besoins en ingénieurs et concepteurs sont donc réduits, ainsi que la complexité du système électronique. Ainsi, les rendements de production sont améliorés et participent à la réduction des coûts.
- **Modularité :** elle permet de créer des fonctions sur mesure, parfaitement adaptées au besoin du client, grâce à la sélection à la carte des composants.
- **Flexibilité :** les SiP sont des assemblages de composants existants. La fabrication est donc plus rapide et moins coûteuse que la fabrication classique de puces sur wafers. Lors de la phase de conception, la rapidité de fabrication des prototypes est décisive. Elle offre une grande flexibilité lorsque des modifications ou ajustements sont nécessaires.
- **Multi-technologies :** les composants utilisés ne doivent pas forcément être tous issus de la même technologie de fabrication. Il est possible de mixer les substrats pour utiliser le meilleur de chaque monde.
- **Coûts :** grâce à tous les avantages précisés précédemment, les SiP ont des coûts relativement maîtrisés et sont parfaitement adaptés au monde électronique actuel.

1.2.3 SiP vs SoC

Grâce à ses avantages indéniables en termes de taille, coût, rapidité de conception, facilité d'assemblage et temps de mise sur le marché, la technologie SiP s'est vite imposée. Elle vient compléter d'autres techniques telles que les SoC (System on Chip, figure 1.6) en proposant un premier niveau d'intégration. En effet, alors

que les SoC intègrent tous les composants dans une même puce, les SiP intègrent plusieurs puces et composants dans un même module. Ces deux technologies sont à la fois concurrentes et complémentaires.

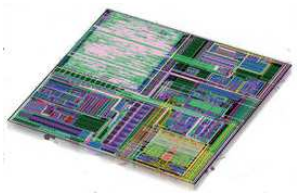


FIG. 1.6 – Vue d'une puce SoC (System on Chip)

Les avancées en termes de miniaturisation et d'intégration conduisent naturellement à créer des SoC, plus petits et moins chers à produire en masse. L'inconvénient de cette solution réside dans le degré de complexité d'une telle intégration. Certains composants sont difficiles à miniaturiser. C'est pourquoi un SoC est souvent délicat à concevoir. Il demande du temps (jusqu'à 18 mois) et une grande expertise, ce qui peut finalement augmenter le coût global.

Avec l'approche SiP, la complexité est distribuée en amont. Les composants utilisés ont déjà été conçus, développés, testés. Ils sont sélectionnés en fonction des besoins et contraintes. Grâce à cette simplification, un SiP se conçoit généralement en moins de 6 mois.

Par ailleurs, alors qu'un prototype SiP est facilement ajustable au niveau des ses composants accessibles en surface, un prototype SoC n'offre aucun accès facilement modifiable. La flexibilité est donc du côté de l'industrie SiP.

Ainsi, le choix de l'utilisation des technologies SiP ou SoC est à examiner au cas par cas en fonction des besoins. L'amélioration des techniques permettra peut-être un jour de se tourner exclusivement vers les SoC. En attendant, les SiP offrent un excellent compromis.

1.2.4 Applications

Du fait de ses nombreux avantages, la technologie System in Package est largement utilisée. On retrouve aujourd'hui des modules SiP dans la plupart des objets électroniques proposés sur le marché. La courte durée de vie de ces objets, volontairement rendus obsolètes par l'apparition de nouvelles versions nécessite des phases de conception et développement de plus en plus courtes pour soutenir la concurrence. Les SiP permettent de répondre à cette problématique.

Ils sont ainsi très utilisés dans les téléphones mobiles. Ils y regroupent la plupart des fonctions réseaux (connectivités GSM, 3G, WiFI, Bluetooth, GPS), ainsi que multimédia. Pour des raisons stratégiques, les SiP sont même parfois utilisés pour occuper rapidement un marché dans des industries traditionnellement SoC, en attendant le développement des solutions complètement intégrées. Certains processeurs multi-core d'ordinateurs sont par exemple des modules SiP constitués de plusieurs processeurs mono-core.

Les modules SiP permettent donc l'intégration de plus en plus de fonctionnalités et services dans les objets communicants que nous utilisons au quotidien.

1.2.5 Substrats multi-couches

Bien que de nombreuses autres technologies de substrats existent, le laminé FR4 et le LTCC sont les deux principalement utilisées dans les System in Package. Composées de multiples couches empilées, elles permettent de proposer des modules compacts et solides. Les différentes pistes métalliques et composants sont reliés par des vias qui traversent les couches pour assurer les interconnexions. Les grands fabricants imposent des règles de conception qui fixent des limites à ne pas dépasser (distance entre les pistes métalliques, épaisseur des couches, taille des vias, etc...).

1.2.5.1 Laminé FR4

C'est typiquement la solution la moins chère. Composés généralement de deux à quatre couches, les modules laminés sont devenus des standards de l'industrie SiP pour la conception de solutions relativement simples et peu coûteuses (figure 1.7).

Les fabricants utilisent de larges feuilles de substrat de permittivité $\varepsilon_r = 4,9$ et de tangente de pertes $tan\delta = 0,014$. Elles sont ensuite découpées pour composer les couches du module.

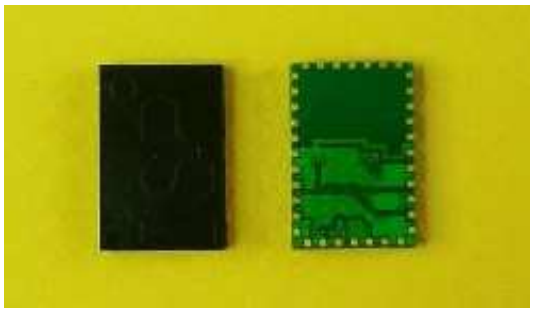


FIG. 1.7 – Photographie d'un module SiP sur substrat laminé FR4 avec surmoulage, vue de dessus et vue de dessous

1.2.5.2 LTCC

Plus chère que celle du laminé FR4, la solution LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) possède une caractéristique importante : sa capacité à enfouir les composants passifs (résistances, inductances, capacités) dans les couches internes (figure 1.8). Cette particularité permet de réduire drastiquement les dimensions du module. Ces composants sont en effet généralement encombrants et doivent être disposés d'une certaine manière. Ils occupent souvent beaucoup de place en surface du module.

Le substrat LTCC est composé de couches de céramique (généralement entre cinq et huit) de permittivité $\varepsilon_r = 7,8$ et de tangente de pertes $tan\delta = 0,005$.

La fabrication utilise un processus d'assemblage et de cuisson à basse température après la préparation séparée de toutes les couches.

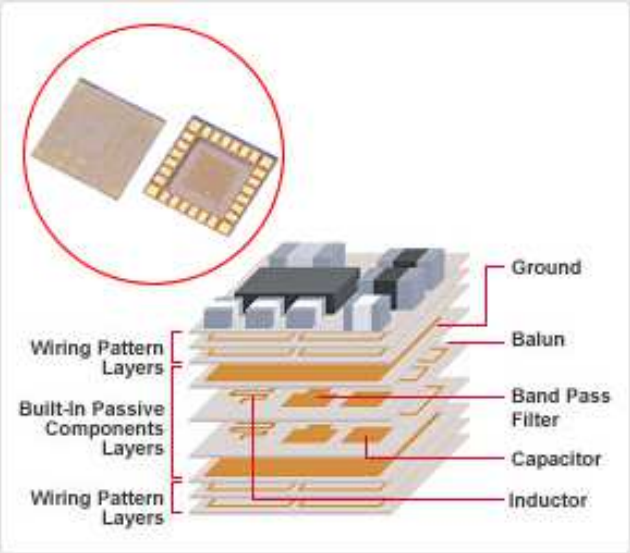


FIG. 1.8 – Détail de la structure interne d'un module SiP LTCC, avec composants passifs sur les couches internes

Les SiP LTCC sont donc préconisés pour optimiser la miniaturisation lorsque beaucoup de composants passifs sont à intégrer. Par ailleurs, la permittivité plus élevée du substrat favorise son utilisation pour les circuits RF. Dans ces conditions, ils sont compétitifs en termes de coûts. Dans le cas de circuits passifs simples, composés de peu d'éléments, les substrats laminés sont généralement préférés.

1.3 Conclusion

Les bandes de fréquences libres de droit de type ISM sont particulièrement utilisées de nos jours. Elles permettent aux fabricants de produits électroniques de proposer des objets interconnectables opérant partout dans le monde, en respectant simplement quelques normes techniques. La gamme $2,4\,\text{GHz}$ est la plus utilisée, grâce notamment aux technologies WiFi et Bluetooth.

La technologie SiP est aujourd'hui incontournable. Grâce à ses multiples avantages, essentiellement en termes de flexibilité, réduction des coûts, rapidité de conception et modularité, elle répond à de nombreux besoin actuels. C'est pourquoi elle est utilisée par l'industrie électronique dans la conception de la grande majorité des objets communicants grand public.

Notre projet de recherche propose d'améliorer cette technologie en ajoutant l'intégration en module d'une composante essentielle de tous ces objets : l'antenne. Difficilement miniaturisable, cet élément physique occupe encore beaucoup d'espace actuellement et nécessite de véritables phases consacrées de conception. L'objectif

est donc de comprendre les phénomènes mis en jeu lors de la miniaturisation afin de les maîtriser et les exploiter pour l'intégration de l'élément rayonnant.

Dans le but de proposer des solutions rapidement industrialisables, nos travaux se limiteront aux technologies majeures du marché, à savoir les modules SiP sur substrats LTCC ou laminé FR4 pour des objets communicants opérant dans la bande ISM $2,4\,\mathrm{GHz}$ (systèmes WiFi et Bluetooth par exemple).

Chapitre 2

Techniques d'intégration d'antennes

Sommaire

2.1 Caractérisation des antennes 24
2.1.1 Coefficient de réflexion 24
2.1.2 Bande passante 25
2.1.3 Efficacité 25
2.1.4 Diagramme de rayonnement 26
2.1.5 Gain et directivité 26
2.2 Etat de l'art des antennes intégrées 26
2.2.1 Antennes imprimées sur PCB 27
2.2.2 Intégration en module dédié 29
2.2.3 Intégration en modules complets 30
2.2.4 Applications 32
2.2.5 Avantages et inconvénients des techniques actuelles 33
2.3 Conclusion 34

L'explosion du marché de l'électronique grand public au cours de la dernière décennie a mis entre les mains des utilisateurs une multitude d'appareils aux fonctionnalités diverses, intéressantes, utiles, voire aujourd'hui totalement indispensables. Les progrès réalisés par la recherche et l'industrie ont permis de miniaturiser et perfectionner ces appareils. Ils possèdent généralement des fonctionnalités sans fil et s'interconnectent grâce à des standards ou des technologies propriétaires de télécommunications.

Ces millions d'objets communicants en fonctionnement dans le monde possèdent tous un point commun : une antenne. Élément indispensable pour établir des communications sans fil, l'antenne est une structure physique rayonnante relativement encombrante à l'heure de la nanoélectronique. Bien que de nombreuses avancées aient permis de réduire progressivement leurs dimensions, elles restent toujours un élément séparé connecté au reste du système électronique.

L'objectif de nos travaux est d'intégrer cette structure antennaire à l'intérieur même d'un module de type System in Package. Cette solution permettrait de bénéficier de tous les avantages de la technologie SiP en termes de réduction des dimensions, des délais de conception et de fabrication, ainsi que des coûts.

Sans entrer dans les détails de la physique et des propriétés électromagnétiques, nous établirons tout d'abord un panorama des principaux paramètres qui permettent de caractériser une antenne. Ils seront utilisés tout au long de nos travaux pour comparer les performances obtenues. Nous ferons ensuite un état de l'art du monde des antennes miniatures intégrées modernes, aussi bien au niveau de la recherche qu'au niveau des produits qui existent sur le marché et qui équipent actuellement nos appareils électroniques. Enfin, nous listerons les avantages et inconvénients de ces solutions.

2.1 Caractérisation des antennes

Les antennes se caractérisent généralement par quelques paramètres importants. Ils permettent de comparer les structures entre elles, mais aussi les simulations et les mesures sur prototypes.

2.1.1 Coefficient de réflexion

Il s'agit du rapport d'amplitude entre l'onde incidente (transmise à l'antenne) et l'onde réfléchie du fait des discontinuités entre le circuit et l'antenne. Noté S_{11}, il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède. Plus l'antenne est adaptée, plus ce coefficient est faible. Ainsi, avec un coefficient de réflexion à $-10\,\mathrm{dB}$, $90\,\%$ de la puissance est transmise à l'antenne.

Le coefficient de réflexion se mesure à l'analyseur de réseaux en fonction de la fréquence.

2.1.2 Bande passante

La bande passante est la gamme de fréquences sur laquelle un coefficient de réflexion maximal n'est pas dépassé. Il s'agit donc de la bande de fréquences où l'antenne est suffisamment adaptée pour opérer sans trop de pertes de puissance par désadaptation. Ainsi, pour couvrir une application utilisant une certaine bande de fréquences, la bande passante de l'antenne doit être au moins égale à celle de l'application.

La bande passante se déduit de la courbe du coefficient de réflexion mesuré à l'analyseur de réseaux. Elle peut être exprimée en valeur absolue, mais également en valeur relative par rapport à sa fréquence centrale. Cette représentation permet de comparer d'une manière plus équitable les antennes entre elles.

Au cours de ces travaux, nous utiliserons la bande passante à $-6\,\mathrm{dB}$ (75 % de la puissance transmise à l'antenne). C'est une valeur typiquement utilisée aujourd'hui dans l'industrie électronique pour caractériser les petits objets communicants.

2.1.3 Efficacité

L'efficacité est le rapport de la puissance rayonnée par l'antenne sur la puissance fournie en entrée de l'antenne.

On distingue l'efficacité rayonnée de l'efficacité totale. Alors que l'efficacité totale prend en compte les pertes de désadaptation, l'efficacité rayonnée dépend uniquement de la structure géométrique de l'antenne. Elle est fixée par les dimensions, la forme, ou encore l'épaisseur et la largeur des métallisations, mais aussi les pertes dans le substrat diélectrique. Elle représente bien un paramètre intrinsèque à l'antenne. C'est cette valeur que nous utiliserons généralement dans nos travaux afin de comparer les propriétés en efficacité des antennes de manière équitable, sans tenir compte des problèmes d'adaptation.

Les logiciels de simulation électromagnétique donnent les valeurs d'efficacité, aussi bien totale que rayonnée. La mesure sur prototype est plus délicate. Elle nécessite une mesure complète du rayonnement en trois dimensions, puis un traitement numérique lourd d'intégration des résultats pour déduire l'efficacité. Cette opération peut se faire avec un équipement de mesure tel que la Starlab de Satimo (voir chapitre 4. Une autre méthode, dite de Wheeler Cap ([Diallo 2007]), consiste à court-circuiter la résistance de rayonnement en plaçant l'antenne dans une boîte électromagnétiquement étanche aux dimensions spécifiques. Les relevés de coefficient de réflexion sont ensuite comparés aux relevés en champ libre pour déduire l'efficacité de rayonnement.

Une efficacité rayonnée de 50 % est une valeur typiquement acceptable pour des antennes miniatures.

2.1.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente la puissance rayonnée par l'antenne dans toutes les directions de l'espace autour d'elle en champ lointain. Ce paramètre n'est pas maîtrisable par le concepteur. Il dépend de la structure globale de l'antenne.

Le diagramme est difficilement mesurable en trois dimensions. Il nécessite du matériel spécifique tel que la Starlab. Dans une chambre anéchoïde traditionnelle, le diagramme est typiquement mesuré dans les trois plans de l'antenne (xy, yz, xz). Ces résulats en deux dimensions sont représentés sur une échelle logarithmique pour mettre en valeur leurs variations. Ils donnent une bonne indication du diagramme total.

Pour notre type d'application destinée à des appareils mobiles qui doivent fonctionner dans n'importe quelle position de l'espace, l'idéal serait d'avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

2.1.5 Gain et directivité

Le gain représente l'amplification d'une antenne dans une direction donnée. Exprimé en dBi, il est est issu du rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne et la puissance rayonnée par une antenne de référence isotrope (rayonnement uniforme sur toute la sphère, soit 0 dBi). Logiquement, le gain maximal est élevé sur les antennes directives. Pour notre type d'antenne quasi omnidirectionnelle, le gain maximal typique est compris entre -1 dBi et 1 dBi.

Le gain maximal est relevé sur les diagrammes de rayonnement mesurés en chambre anéchoïde.

2.2 Etat de l'art des antennes intégrées

Depuis l'apparition de la téléphonie mobile, les antennes ont beaucoup évolué. Les premiers appareils sur le marché étaient munis d'imposantes antennes externes, lentement remplacées par des antennes fouet (figure 2.1), puis des antennes hélicoïdales protégées par un chassis en plastique ou moulées dans un caoutchouc (figures 2.2 et 2.3).



FIG. 2.1 – Téléphone portable avec antenne fouet



FIG. 2.2 – Téléphone portable avec antenne hélicoïdale protégée par un chassis plastique

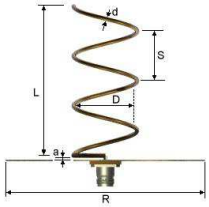


FIG. 2.3 – Schéma de l'antenne hélicoïdale protégée par un chassis plastique

2.2.1 Antennes imprimées sur PCB

Le début des années 2000 a été témoin d'une évolution majeure : l'intégration de l'antenne à l'intérieur du téléphone (figure 2.4). Cette prouesse pour l'époque se basait sur l'impression de l'antenne directement sur le PCB de l'appareil, généralement du côté de l'oreille de l'utilisateur.



FIG. 2.4 – Antenne imprimée multi-bandes sur un PCB de téléphone portable

.

Cette technique impose certaines contraintes de placement de l'antenne sur le PCB. Elle nécessite notamment une large ouverture dans le plan de masse du téléphone, ainsi que l'éloignement des composants comprenant beaucoup de parties métalliques (chassis, vibreur, batterie). Malgré ces contraintes, l'intégration de l'antenne dans le téléphone s'est immédiatement démocratisée grâce à ses nombreux avantages en termes de robustesse et réduction des coûts de fabrication (l'antenne est imprimée lors du process de fabrication du PCB). Mais c'est surtout l'aspect esthétique qui a été déterminant. La suppression de cet élément externe encombrant a été très bien accueilli par les utilisateurs. Il offrait également de nouvelles possibilités de design aux concepteurs de téléphones. L'utilisation de cette technique d'intégration au premier degré de l'antenne s'est largement répandue. On la retrouve aujoud'hui dans de nombreux appareils au delà du monde de la téléphonie (figure 2.5).

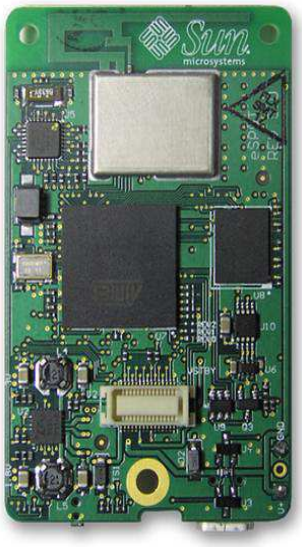


Fig. 2.5 – Antenne imprimée sur un PCB de carte WiFi PCMCIA pour ordinateur portable

Au cours des années, la technique a été améliorée et continue d'alimenter plusieurs axes de recherche. Les travaux de G.Y. Lee étudient par exemple l'utilisation de certains matériaux pour miniaturiser des antennes GSM bi-bande ([Lee 2003a]). W.Y. Li utilise une antenne sous forme de boucle pour obtenir une bande passante importante et couvrir quatre bandes de téléphonie mobile ([Li 2007a]). Enfin, certains substrats à haute permittivité permettent de réduire les dimensions des antennes imprimées sur PCB ([Liu 2007]).

2.2.2 Intégration en module dédié

Afin de réduire les temps de conception des produits par les grands fabricants, la recherche et l'industrie ont imaginé un second degré d'intégration de l'antenne. Au lieu d'imprimer directement l'antenne sur le PCB, l'idée est de la miniaturiser pour l'intégrer dans un module spécifiquement dédié. L'antenne y est imprimée selon différentes structures sur des substrats multicouches (par exemple de type LTCC).

Les avantages sont multiples. Outre la miniaturisation par rapport à une solution imprimée, ce type d'antenne en module permet à un fabricant qui décide de l'intégrer dans son produit de s'affranchir des phases de design longues nécessitant un savoir faire particulier dans le domaine des antennes. De plus, alors qu'une antenne imprimée doit être conçue spécifiquement pour chaque produit en fonction de la forme de son PCB et de la disposition de ses composants, le boîtier dédié antenne est adaptable à la majorité des applications du fait de sa miniaturisation.

De nombreux travaux cherchent à améliorer ces produits ([Wong 2005a], [Sim 2002]), en proposant notamment des solutions multi-bandes ([Moon 2003a], [Kim 2005a], [Kim 2005b], [Lee 2007]) réalisées grâce à deux structures méandrées disposées dans le module dédié (figure 2.6). On trouve également des solutions bi-bande pour des applications de téléphonie mobile ([Wong 2002]). S.W. Su propose d'utiliser deux brins rayonnants connectés à la même alimentation afin de créer deux résonances couplées ([Su 2006a]). L'objectif de cette technique est d'augmenter la bande passante. Quant aux travaux de S.H. Wi, ils utilisent une antenne patch pour travailler dans la bande de fréquences 5 GHz ([Wi 2007], figure 2.7). Certaines publications présentent des solutions ULB (Ultra Large Bande : [Su 2006b]). On trouve également des modules avec des formes originales (forme triangulaire : [Lee 2003b], forme intégrant le haut parleur du téléphone : [Chang 2008]). Enfin, J.H. Yoon utilise un module antennaire dédié sur lequel il place les composants Bluetooth ([Yoon 2008]).

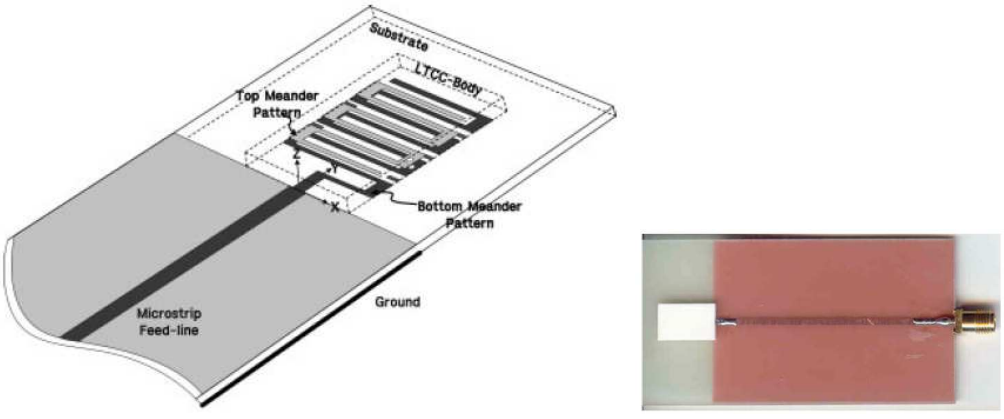


FIG. 2.6 – Module antennaire bi-bande intégrant deux structures rayonnantes intégrées. Le module est soudé sur un PCB de test muni d'une ligne d'alimentation. Travaux de Y.D. Kim.

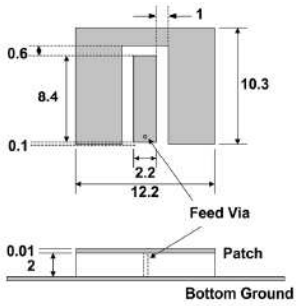


FIG. 2.7 – Antenne patch intégrée dans un module dédié. Travaux de S.H. Wi.

Cette technique n'est pourtant pas exempte de contraintes. Bien que le module soit de dimensions modestes, il nécessite toujours une ouverture dans le plan de masse et un placement étudié pour éviter les perturbations des autres composants. En outre, ce type de composant a généralement besoin d'un circuit d'adaptation pour se connecter au circuit électronique. En effet, étant conçu séparément de l'application finale et de manière globale pour viser le plus grand nombre de poduits, il doit souvent être adapté. L'ajout des composants indispensables réduit les performances à cause des pertes d'énergie qu'ils impliquent.

2.2.3 Intégration en modules complets

Afin de corriger les problèmes d'adaptation et de disposition des techniques précédentes, un nouveau degré d'intégration est envisagé. Il consiste à placer l'antenne dans un module contenant d'autres composants.

Même si cette technique nécessite un développement spécifique au module hôte, elle présente de nombreux avantages qui en font une solution très intéressante. Le premier est la miniaturisation. L'antenne étant intégrée à un module qui est forcément présent dans le produit, elle ne nécessite plus un espace réservé sur le PCB. Cette technique permet également de s'affranchir d'un circuit d'adaptation puisque l'antenne est spécialement déloppée pour fonctionner avec les composants du module. En supprimant des composants annexes, la robustesse du produit est améliorée. Enfin, les coûts de conception pour le fabricant final sont largement réduits.

Malgré tous ses avantages évidents, cette technique est très peu utilisée. Elle est encore à l'état de recherche. Les résultats actuels proposent des prototypes avec une antenne placée au dessus des composants, sous forme de patchs, dans une couche spéciale ([Brebels 2004] : figure 2.8, [Tong 2006]). On peut citer notamment les études de Y. Zhang, très actif sur le sujet ([Zhang 2001], [Zhang 2004], [Zhang 2008] : figure 2.10). D. Seo a imaginé une antenne utilisant deux couches et la moitié d'un module LTCC ([Seo 2008] : figure 2.9). Cette idée est exploitée dans plusieurs publications ([Yoon 2010], [Chow 2008]). Notre objectif sera d'améliorer cette technique en réduisant les dimensions de la structure antennaire.

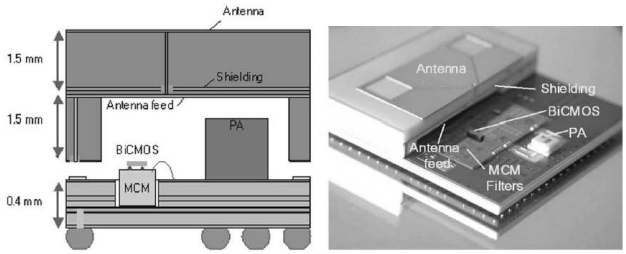


FIG. 2.8 – Module complet WLAN avec antenne patch au dessus des composants sur une couche spécifique. Travaux de S. Brebels.

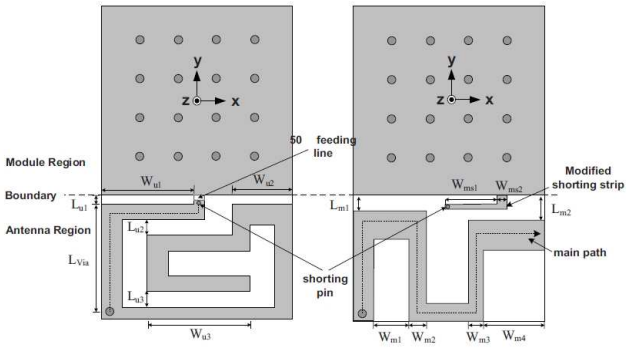


FIG. 2.9 – Antenne disposée sur deux couches dans un module Bluetooth. Travaux de D. Seo.

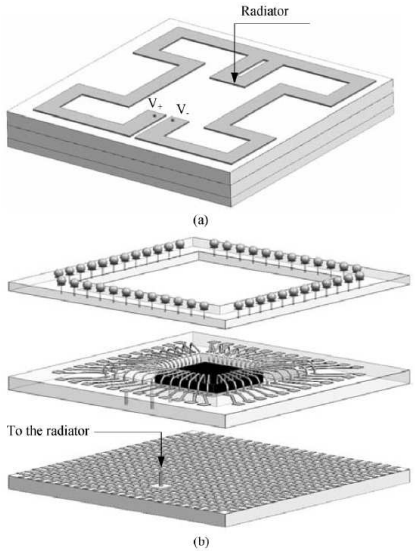


FIG. 2.10 – Antenne disposée au dessus des composants sur une couche spécifique. Travaux de Y. Zhang.

Ces solutions sont difficilement industrialisables car elles nécessitent des chaînes de production spéciales pour intégrer cette couche spécifique. De plus, les caractéristiques électromagnétiques des antennes patchs, qui nécessitent une certaine hauteur par rapport au plan de masse et une certaine surface de métallisation, font qu'il est difficile de descendre à des fréquences de fonctionnement inférieures à 5 GHz pour un module de quelques millimètres carrés.

Afin de conclure ce panorama des techniques d'intégration d'antennes, on peut citer l'intégration sur silicium, directement dans la puce (SoC). Ce degré ultime d'intégration est aujourd'hui étudié pour des applications fonctionnant à plus de 60 GHz.

2.2.4 Applications

Les antennes imprimées sur PCB sont largement répandues aujourd'hui. On en trouve dans la plupart des appareils électroniques grand public du fait de leur faible coût. Elles équipent par exemple certains téléphones portables, téléphones DECT, assistants de navigation (GPS), systèmes multimédia pour automobiles, télévisions, consoles de jeux, set-top box internet, systèmes RFID (figure 2.11).

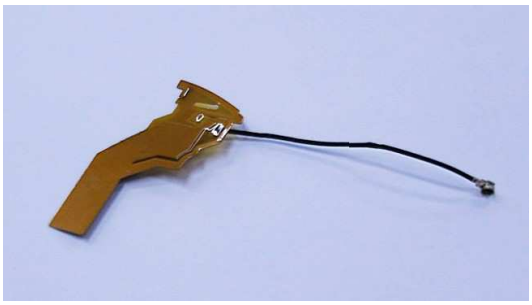


FIG. 2.11 – Antenne imprimée équipant la console de jeux Sony PSP

Les solutions d'antennes en modules dédiés sont plutôt utilisés pour équiper les petits objets communicants où chaque millimètre est important. On pense notamment aux clés USB avec fonctions sans fil (WiFi ou Bluetooth : [Wong 2006a]), aux petits périphériques informatiques (figure 2.12). On trouve aujourd'hui sur le marché plusieurs modules aux applications et dimensions variées (tableau 2.1 et figure 2.13).

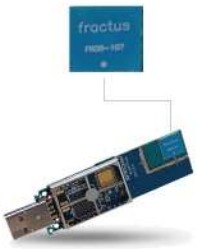


FIG. 2.12 – Antenne intégrée en module dédié soudé sur une clé USB WiFi

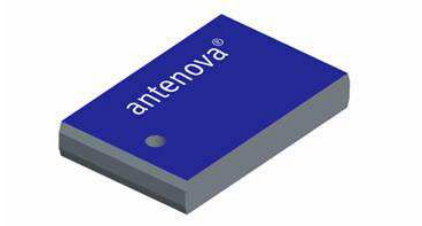


FIG. 2.13 – Module antennaire Antenova pour applications dans la bande 2,4 à 2,5 GHz

Fabricant	Bande passante	Efficacité rayonnée	Dimensions
Fractus	2,4 à 2,5 GHz	70 %	6,7 x 6,7 x 1 mm^3
Fractus	2,4 à 2,5 GHz	70 %	7 x 3 x 2 mm^3
Fractus	2,5 à 2,6 GHz	50 %	7 x 3 x 1 mm^3
Murata	2,4 à 2,5 GHz	nc	1,5 x 4 x 1,8 mm^3
Murata	2,4 à 2,5 GHz	nc	3 x 9 x 4 mm^3
Murata	GPS	nc	1,5 x 4 x 1,8 mm^3
Antenova	2,4 à 2,5 GHz	60 %	6,1 x 3,9 x 1 mm^3
Antenova	2,4 à 2,5 GHz	50 %	4 x 3 x 1 mm^3
Epcos	2,4 à 2,5 GHz	nc	10,1 x 2,6 x 0,64 mm^3

TAB. 2.1 – Exemples de produits existants sur le marché des modules dédiés

Quant à la méthode d'intégration en module complet, elle n'a pas d'application industrielle concrète pour le moment du fait de contraintes techniques encore trop importantes. Toutefois, à condition de parvenir à opérer dans des gammes de fréquences plus basses, le marché potentiel est énorme. Cette technique pourrait remplacer avec succès les précédentes dans la majorités des systèmes communicants actuels.

2.2.5 Avantages et inconvénients des techniques actuelles

On distingue trois niveaux d'intégration de l'antenne : dans l'appareil, dans un boîtier dédié, et dans un module composé d'autres composants. Dans tous les cas, la taille du plan de masse de l'application joue un rôle primodial. Il sera indispensable d'en tenir compte dans nos travaux. Le tableau 2.2 résume les avantages et inconvénients de ces techniques et compare leurs caractéristiques sur quelques points clés.

On constate que l'intégration de niveau 3 est prometteuse. Elle représente l'avenir des techniques de miniaturisation d'antennes. Toutefois, les solutions pour l'adapter aux fréquences les plus utilisées et la rendre industrialisable à grande échelle ne sont pas évidentes. Nos travaux de recherche ont pour objectif de répondre à ces problématiques.

Technique	Impression sur PCB	Module dédié	Module complet
Degré d'intégration	1	2	3
Miniaturisation	-	+	++
Intégration au produit	–	-	++
Robustesse	++	+	++
Industrialisation	++	++	–

TAB. 2.2 – Comparaison des techniques d'intégration d'antennes sur quelques points clés

2.3 Conclusion

Pour des raisons évidentes d'intégration, de mobilité et de robustesse, les objets électroniques communicants nécessitent des antennes légères, petites, à faible coût. Les solutions embarquées actuellement sont constituées d'antennes directement imprimées sur le PCB, ou de modules antennaires soudés sur le circuit. Ils nécessitent systématiquement de longues phases de conception et d'adaptation. Par ailleurs, bien que ces antennes soient invisibles pour l'utilisateur, on ne peut toujours pas parler d'intégration car elles restent séparées du reste du système et occupent encore trop d'espace.

L'état de l'art de la recherche dans le domaine montre que des techniques d'intégration en modules sont envisageables pour certaines fréquences, mais qu'il n'existe pas de solution concrète pour des systèmes utilisant la bande ISM $2,4\,\mathrm{GHz}$.

L'objectif de nos travaux est donc de proposer une solution à cette problématique. Nous chercherons particulièrement à mettre en valeur les phénomènes physiques afin de les maîtriser et les exploiter. Il est en effet important de proposer une solution adaptable au maximum de systèmes et fréquences. Enfin, nous veillerons à proposer un projet viable pour une production industrielle de masse en respectant les contraintes de fabrication.

Chapitre 3

Structure méandrée en trois dimensions

Sommaire

3.1 Cahier des charges initial 36
3.2 Sélection d'une structure antennaire miniaturisable 37
3.3 Miniaturisation par repliements et méandres 39
3.3.1 Repliements en deux dimensions 39
3.3.2 Repliements en trois dimensions 40
3.3.3 Influence des paramètres géométriques de la structure 41
3.4 Performances simulées et résultats de mesures 43
3.4.1 Prototype sur FR4 43
3.4.2 Prototype sur LTCC 44
3.4.2.1 Adaptation de la structure aux nouvelles contraintes 44
3.4.2.2 Fabrication d'un prototype 45
3.4.2.3 Coefficient de réflexion et bande passante 47
3.4.2.4 Gain et rayonnement 47
3.4.2.5 Efficacité rayonnée 48
3.4.2.6 Test de réception de signal 48
3.5 Techniques d'amélioration des performances 50
3.5.1 Ajout de fentes sur le plateau de l'antenne 50
3.5.2 Alimentation capacitive 50
3.5.3 Ajout d'éléments parasites 51
3.5.3.1 Principe et optimisation 51
3.5.3.2 Performances simulées et mesurées 52
3.5.3.3 Problème de creux d'efficacité rayonnée 54
3.5.3.4 Conclusion sur la technique de l'élément parasite . . 58
3.6 Modélisation par circuits équivalents 58
3.7 Amélioration par circuit d'adaptation 60
3.7.1 Ajout d'un circuit d'adaptation LC (2 cellules) 60
3.7.2 Ajout d'un circuit d'adaptation LC (4 cellules) 61
3.7.3 Circuit d'adaptation CL (2 cellules) avec composants réels . . 63
3.7.4 Calcul des pertes apportées par les composants 64
3.7.5 Utilisation de composants à haut coefficient Q 66
3.8 Conclusion 68

L'intégration d'une antenne à l'intérieur même d'un module de type System in Package (SiP) fait face à plusieurs défis scientifiques et technologiques intéressants. Le premier d'entre eux, et certainement le plus délicat, concerne la miniaturisation de la structure rayonnante. Il est en effet largement prouvé que la réduction drastique d'une antenne influe radicalement sur ses performances, avec généralement un affaiblissement de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement par rapport à une structure de taille standard. Les travaux de A. Chebihi ([Chebihi 2006]) le confirment. De nombreuses études scientifiques ont permis de comprendre le phénomène et même de fixer des limites théoriques pour la miniaturisation des structures ([Balanis 1997] et [Fano 1948]).

La première étape en vue de l'intégration consiste en la recherche et la sélection d'une structure antennaire à la fois peu encombrante et surtout miniaturisable dans le sens de la technologie SiP. Il est indispensable de tenir compte des paramètres imposés par celle-ci, tels que la faible épaisseur, le type de substrat ou encore l'assemblage multi-couches. Nous verrons qu'il est même possible de tirer parti de certaines de ces caractéristiques pour favoriser la miniaturisation. Nous étudierons ensuite les résultats de simulation et de mesures sur prototypes afin de déterminer si la structure choisie est bien adaptée à l'objectif d'intégration. En fonction des performances obtenues, nous appliquerons certaines techniques connues d'amélioration de la bande passante et déterminerons leur impact réel. Enfin, une modélisation de type circuit de la structure permettra de mieux appréhender le fonctionnement de l'antenne et déterminer quels sont les paramètres les plus influents sur ses performances.

3.1 Cahier des charges initial

L'objectif d'intégrer une antenne dans un module SiP est trop vaste et ne peut constituer un point de départ de nos recherches à lui tout seul. Il sera atteint par étapes successives. La première consiste à travailler sur une antenne pour la miniaturiser et l'intégrer dans un espace limité. Nous utiliserons dans un premier temps un substrat FR4 qui permet une fabrication rapide et facile de prototypes. Nous porterons ensuite la structure miniaturisée sur un substrat LTCC. Les premiers critères visés en termes de performances devraient permettre d'assurer le fonctionnement d'un objet de type WiFi ou Bluetooth. Le cahier des charges suivant énumère ces objectifs à atteindre.

- dimensions du module AiP sur substrat FR4 : 14 x 10 mm^2
- espace réservé à l'antenne sur substrat FR4 : 14 x 2 mm^2
- dimensions du module AiP sur substrat LTCC : 8 x 8 mm^2
- espace réservé à l'antenne sur substrat LTCC : 8 x 2 mm^2
- bande passante : bande ISM de 2,4 à 2,484 GHz (84 MHz soit 3,4 %)
- adaptation : au minimum -6 dB sur la bande passante
- efficacité rayonnée : $> 40\,\%$

3.2 Sélection d'une structure antennaire miniaturisable

L'antenne dipôle $\frac{\lambda}{2}$ (demi-onde) :

Il s'agit de l'antenne la plus simple et historiquement certainement la plus ancienne. Composée de deux brins repliés, sa longueur totale L est égale à la demi-longueur d'onde (chaque brin a une longueur de $\frac{\lambda}{4}$). Alimentée au centre, cette structure est parcourue par un courant maximum qui décroît jusqu'aux extrémités (figure 3.1). L'émission est nulle dans la direction des brins conducteurs. De nombreux travaux sur les dipôles ont été publiés ([Ryu 2008], [Floc'h 2006]). C'est une antenne très efficace, mais dont les dimensions ne sont pas adaptées à l'intégration en module de quelques millimètres carrés aux fréquences qui nous intéressent. De plus, son diagramme de rayonnement présente des creux importants aux extrémités de l'antenne.

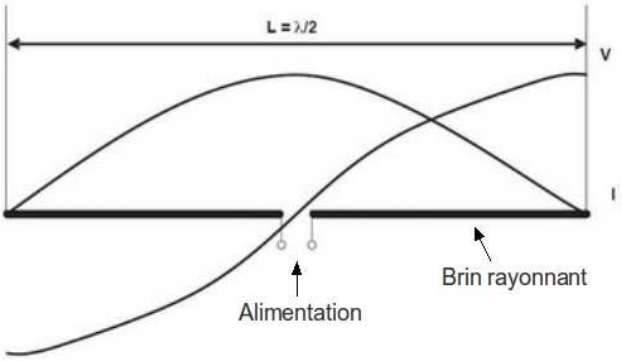


FIG. 3.1 – Antenne dipôle demi-onde - Répartition des courants et tensions

L'antenne Hélicoïdale :

La première idée pour réduire l'encombrement est d'enrouler les brins du dipôle afin de conserver leur longueur tout en occupant moins d'espace. C'est le principe de l'antenne hélicoïdale (figure 3.2), qui permet de réduire significativement la longueur totale d'un dipôle classique tout en conservant au maximum ses performances. Celles-ci sont définies en fonction du diamètre des enroulements et de la distance entre eux appelée également "pas". Il existe également une version mono-brin issue de l'antenne monopôle.

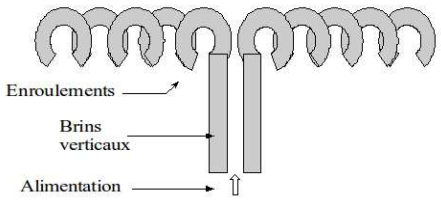


FIG. 3.2 – Antenne hélicoïdale

Là encore, les dimensions ne permettent pas d'envisager une intégration en module, quelque soit le nombre d'enroulements. Il s'agit néanmoins d'une idée intéressante de miniaturisation, éventuellement applicable à d'autres structures ou d'autres bandes de fréquences ([Wang 2003], [Noguchi 2003]).

L'antenne F inversée ou Inverted-F Antenna (IFA) :

Il s'agit d'une antenne quart d'onde possédant une connexion de court-circuit, en forme de F inversé (figure 3.3). Le court-circuit permet de tirer parti du phénomène de miroir électrique, et ainsi de s'affranchir du second brin d'une antenne dipôle demi-onde classique. Les dimensions sont donc réduites de moitié ($\frac{\lambda}{4}$), tout en conservant de bonnes performances en bande passante, efficacité et gain. De plus, le positionnement du point d'alimentation par rapport au court-circuit permet de régler efficacement l'adaptation de l'antenne ([Flint 2003], [Ali 2002]).

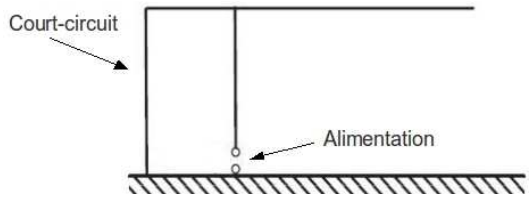


FIG. 3.3 – Antenne F inversée (IFA)

L'antenne F inversée planaire ou Planar IFA (PIFA) :

Fonctionnant sur le même principe que l'antenne IFA, la PIFA se différencie par le remplacement du brin quart d'onde par un élément planaire de type patch (figure 3.4). Les dimensions de ce patch permettent d'ajuster la fréquence de résonance, et la position du point d'alimentation agit directement sur l'adaptation. De plus, sa hauteur faible devant la longueur d'onde en fait une antenne très compacte.

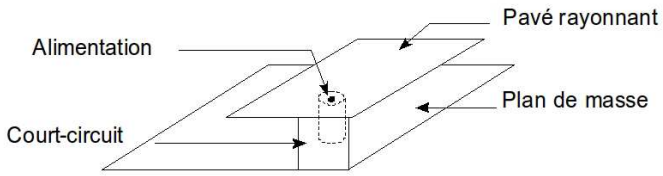


FIG. 3.4 – Antenne PIFA

Les performances de cette structure peuvent être améliorées par l'ajout de divers éléments (exemple : éléments capacitifs, figure 3.5), ainsi que la création de fentes dans le patch afin de créer de nouvelles résonances ([Ciais 2004]). Ces antennes sont donc particulièrement bien adaptées aux appareils multi-bandes, et ont l'avantage de présenter un faible coût de fabrication, ce qui explique leur large utilisation ([Su 2006c]).

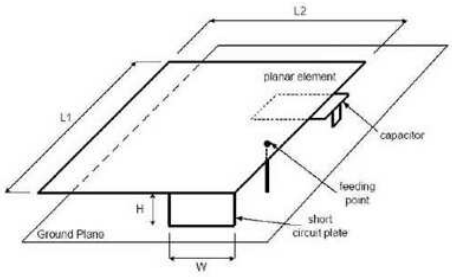


FIG. 3.5 – Antenne PIFA avec élément capacitif

Bilan de la sélection d'une antenne miniaturisable :

Bien que ces antennes offrent des performances correctes et des facilités de fabrication, elles conservent un inconvénient important : leurs dimensions. Ainsi, même ramenée à une longueur quart d'onde, la plus grande dimension d'une antenne de type PIFA pour une application à 2,45 GHz mesure près de 30 mm. Pour des raisons évidentes d'encombrement, la structure PIFA ne peut être utilisée pour une intégration en module. La hauteur minimale nécessaire entre le plateau et le plan de masse est de plusieurs millimètres là où un SiP ne peut dépasser 1 mm d'épaisseur. De même, les antennes demi-ondes ne sont pas retenues du fait de la longeur de leurs deux brins.

Seules les solutions quart d'onde de type "filaire" (IFA) semblent donc prometteuses en vue d'une importante miniaturisation. Ce sont donc ces structures qui ont été choisies comme point de départ à nos travaux. Le premier défi est de les miniaturiser davantage afin d'atteindre les dimensions stipulées dans le cahier des charges.

3.3 Miniaturisation par repliements et méandres

3.3.1 Repliements en deux dimensions

La première idée pour réduire l'encombrement de l'antenne IFA est de replier le brin rayonnant sur lui-même afin de conserver la longueur électrique indispensable tout en occupant moins d'espace (figure 3.6). Outre la réduction géométrique évidente dans le sens de la longueur, cette technique de miniaturisation bénéficie également d'un effet capacitif entre le brin rayonnant et son repliement. Ce phénomène permet de réduire la fréquence de résonance par rapport à une structure droite de la même longueur électrique. Cette technique permet de ramener l'encombrement global en longueur de l'antenne à $\frac{\lambda}{6}$. Les performances en terme de bande passante ne souffrent quasiment pas de cette réduction de dimensions. Les dimensions totales restent toutefois trop importantes pour satisfaire aux exigences du cahier des charges.

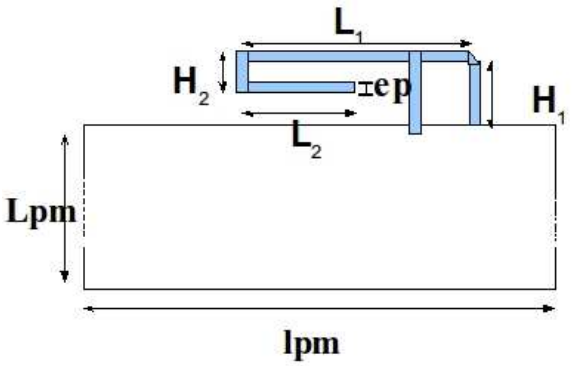


FIG. 3.6 – Repliement simple de l'IFA

Cette technique de miniaturisation par repliement peut être toutefois exploitée de manière encore plus optimale en multipliant les repliements. L'idée est d'utiliser au maximum l'espace disponible en disposant le brin rayonnant de l'antenne sous forme de méandres (figure 3.7) ([Kim 2002], [Huang 2005], [Kim 2006], [Warnagiris 1998], [Lin 2005], [Choi 2001], [Yu 2009]). L'effet capacitif est de cette manière amélioré, et la longueur électrique totale nécessaire pour résonner à $2,45\,\text{GHz}$ est davantage réduite. Suffisamment optimisée, cette technique permet de ramener l'encombrement global en longueur à seulement $\frac{\lambda}{8}$ et ainsi de se rapprocher des dimensions maximales visées ([Lee 2002], [Marrocco 2003]).

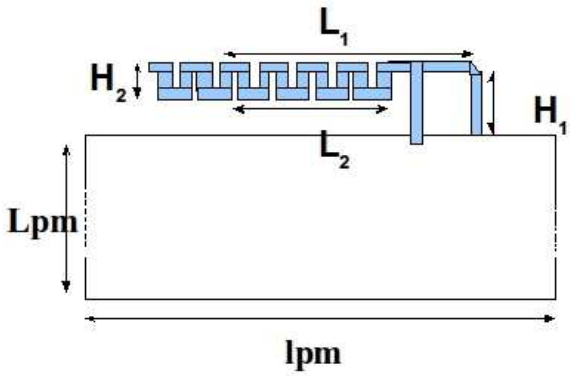


FIG. 3.7 – Repliements en méandres de l'IFA

3.3.2 Repliements en trois dimensions

Inspirée de l'antenne IFA repliée en méandres, l'idée suivante est d'exploiter d'autant plus ce principe d'allongement du bras en le repliant au maximum sur les trois dimensions, de façon à former une sorte d'antenne hélicoïdale à méandres rectangulaires en trois dimensions (figure 3.8) ([Chebihi 2006], [Moon 2003a], [Moon 2003b]). Grâce à cette méthode de miniaturisation, cette structure se conforme au cahier des charges au niveau des dimensions.

3.3.3 Influence des paramètres géométriques de la structure

Afin de simuler la structure antennaire dans des conditions réalistes, plusieurs choix techniques ont été effectués :

- Utilisation d'un circuit imprimé (Printed Circuit Board, PCB) de 100 x 40 x 1 mm^3 avec plan de masse pour servir de support au module AiP. Ce type de PCB est largement utilisé dans la téléphonie mobile. Il doit être pris en compte dans les simulations car il a une influence importante sur les performances de l'antenne (voir chapitre 4).
- Réalisation d'une encoche dans le plan de masse pour positionner le module. Elle permet de ne pas présenter de plan de masse directement sous l'antenne, évitant ainsi la dégradation totale de ses performances radioélectriques (rayonnement, efficacité, adaptation).
- Interconnexion des couches du bras rayonnant par des vias métalliques.

Ce type d'antenne a l'avantage d'offrir plusieurs degrés de liberté pour en effectuer les réglages. En effet, les variations de quelques paramètres précis permettent d'ajuster finement le comportement en simulation de la structure (figure 3.8).

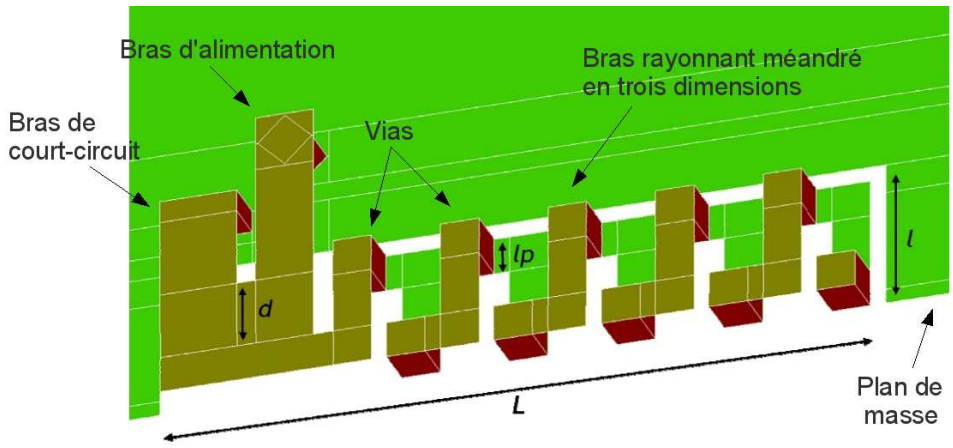


FIG. 3.8 – Paramètres permettant d'ajuster le comportement de l'antenne

Adaptation :

La position du point d'alimentation par rapport au court-circuit joue un rôle déterminant dans l'adaptation de l'antenne. En effet, l'impédance d'entrée de la structure varie tout le long du bras de l'antenne. Ce phénomène a été vérifié et confirmé par des études paramétriques (tableau 3.1). Le paramètre d seul permet l'obtention de l'adaptation tout en conservant une structure de l'antenne fixe. Ce paramètre n'a donc pas d'influence sur la fréquence de résonance. Le parcours des courants entre le point de court-circuit et le point d'alimentation est plus ou moins long, ce qui permet de trouver aisément le point d'adaptation sans modifier le comportement fréquentiel de l'antenne.

Distance d (mm)	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4
S_{11} minimum (dB)	-2	-2,3	-5	-12	-35	-16	-4
Fréquence d'adaptation (GHz)			2,50	2,48	2,46	2,42	

TAB. 3.1 – Adaptation de l'antenne en fonction de la distance d entre alimentation et court-circuit

Fréquence de résonance :

Par définition pour ce type d'antenne, la distance totale de parcours des courants dans le bras rayonnant l_t est égale au quart de la longueur d'onde. Or la fréquence de résonance dépend de cette longueur d'onde selon la formule simplifiée 3.1 (sans tenir compte de la permittivité du substrat).

$$f = \frac{c_0}{\lambda_0} = \frac{c_0}{4.l_t} \tag{3.1}$$

Avec :
- f : fréquence de résonance (Hz)
- λ_0 : longueur d'onde dans le vide (m)
- c_0 : célérité dans le vide (3.10^8 m/s)
- l_t : longueur totale du parcours des courants (m)

Ainsi, pour diminuer la fréquence de résonance, il faut augmenter la longueur d'onde, c'est-à-dire augmenter la longueur du trajet total des courants. Il faut donc ajouter quelques méandres en bout de bras ou augmenter l'épaisseur de l'antenne, et inversement pour augmenter la fréquence. Le tableau 3.2 donne l'évolution des caractéristiques radioélectriques en fréquence et bande passante pour une augmentation de la hauteur de l'antenne, ce qui implique une augmentation de l'épaisseur du substrat.

Épaisseur (mm)	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
Fréquence d'adaptation (GHz)	2,8	2,7	2,61	2,53	2,48	2,45	2,42	2,36
Bande passante absolue (MHz)	78	68	62	57	54	53	51	48
Bande passante relative (%)	2,8	2,5	2,4	2,3	2,2	2,2	2,1	2,0

TAB. 3.2 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de l'épaisseur

Efficacité rayonnée :

En partant de l'hypothèse que plus la surface de métallisation est importante, plus l'efficacité rayonnée est grande (moins de pertes par effet Joule), le paramètre important doit être la largeur des pistes *lp*. Les expérimentations réalisées dans ce sens (tableau 3.3) montrent bien qu'il est important de conserver des pistes les plus larges possible pour maintenir une certaine efficacité rayonnée.

Largeur des pistes (mm)	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
Fréquence d'adaptation (GHz)	2,32	2,45	2,51	2,53	2,49
S_{11} minimum (dB)	-12	-18	-30	-26	-19
Bande passante absolue (MHz)	24	44	54	60	61
Bande passante relative (%)	1,0	1,8	2,2	2,4	2,4
Efficacité rayonnée (%)	39	47	53	50	52

TAB. 3.3 – Efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la largeur des pistes *lp*

3.4 Performances simulées et résultats de mesures

3.4.1 Prototype sur FR4

Grâce aux études paramétriques effectuées sur la structure antennaire en trois dimensions, un premier prototype de référence a été optimisé sur substrat FR4 et fabriqué, avec les caractéristiques du tableau 3.4.

Longueur	13, 65 mm
Largeur	1, 8 mm
Épaisseur	0, 5 mm
Largeur des méandres	0, 5 mm
Substrat	FR4

TAB. 3.4 – Caractéristiques du premier prototype fabriqué sur substrat FR4

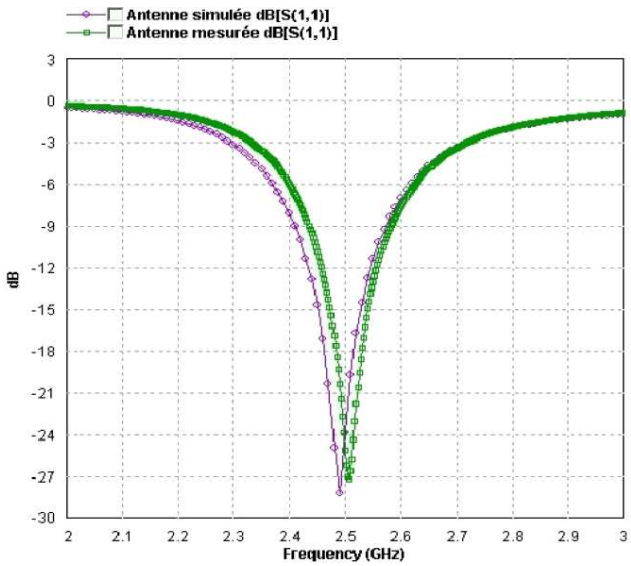


FIG. 3.9 – Simulation et mesure du coefficient de réflexion S_{11} du prototype

La figure 3.9 montre la bonne concordance entre simulations et mesures au niveau du coefficient de réflexion S_{11}. Avec une bande passante de 106 MHz à -10 dB (4, 3 % à 2, 475 GHz), ce prototype est capable d'opérer dans la bande ISM 2, 4 GHz. Il est donc bien adapté pour les applications visées, de type WiFi ou Bluetooth.

3.4.2 Prototype sur LTCC

3.4.2.1 Adaptation de la structure aux nouvelles contraintes

De nos jours, une quantité importante de modules SiP est fabriquée en utilisant la technologie Low Temperature Co-fired Ceramics (LTCC) ([Kulke 2003], [Ha 2009], [Manteuffel 2009]). Comme expliqué dans le chapitre 1, elle présente plusieurs caractéristiques avantageuses pour les modules SiP, notamment l'intégration des composants habituellement situés en surface. Ce substrat se caractérise par une permittivité $\varepsilon_r = 7,8$, une tangente de pertes $tan\delta = 0,005$ et une architecture en couches multiples.

L'objectif étant d'adapter la structure antennaire en trois dimensions à cette technologie en vue de son industrialisation, il est important de se baser sur un module standard. Nous avons sélectionné un SiP de 7 couches, de dimensions 8 x 8 x 0,46 mm^3. L'antenne doit donc être réduite par rapport à la structure FR4. Le substrat de type céramique a l'avantage de présenter une permittivité plus élevée que le substrat classique epoxy FR4 utilisé précédemment ($\varepsilon_r = 7,8$ au lieu de $\varepsilon_r = 4,7$). Cette caractéristique participe à la miniaturisation. En effet, la permittivité du substrat entre en compte dans la formule de la longueur d'onde (formule 3.2). L'augmentation de la permittivité permet de diminuer la longueur d'onde, ce qui implique sur notre antenne une réduction du parcours total des courants nécessaire pour conserver une fréquence de 2,45 GHz (formule 3.3).

$$\lambda = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}.f} \tag{3.2}$$

$$f = \frac{c_0}{4.l_t.\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.3}$$

Avec :
- λ : longueur d'onde (m)
- c_0 : célérité dans le vide (3.10^8 m/s)
- f : fréquence de résonance (Hz)
- ε_r : permittivité relative du substrat
- l_t : longueur totale du parcours des courants (m)

L'antenne étant destinée à être intégrée dans un module de 8 mm de côté, il est indispensable de conserver une distance de sécurité entre les pistes métalliques intérieures et les bords extérieurs du module. Il est préconisé de n'utiliser que 7,6 mm de côté maximum (0,2 mm de marge tout autour, figure 3.10).

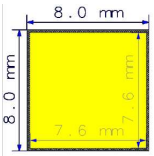


FIG. 3.10 – Dimensions intérieures et extérieures du module

La première étape a donc consisté à réduire la longueur initiale $L = 13,65\,\text{mm}$. Pour cela, des méandres en bout d'antenne ont été supprimés jusqu'à obtenir la longueur maximale disponible de $7,6\,\text{mm}$. Aucun autre paramètre n'a été modifié. La longueur du trajet des courants est donc réduite drastiquement, ce qui provoque comme prévu une remontée en fréquence importante. La résonance se situe désormais à $4,5\,\text{GHz}$. On se rapproche ici des configurations vues dans l'état de l'art, avec des dimensions réduites, mais un fonctionnement à des fréquences proches de $5\,\text{GHz}$. En réduisant les largeurs des bras et des méandres de l'antenne, et en ajoutant une longueur de $2\,\text{mm}$ en bout de bras, la fréquence a été ramenée à $2,45\,\text{GHz}$.

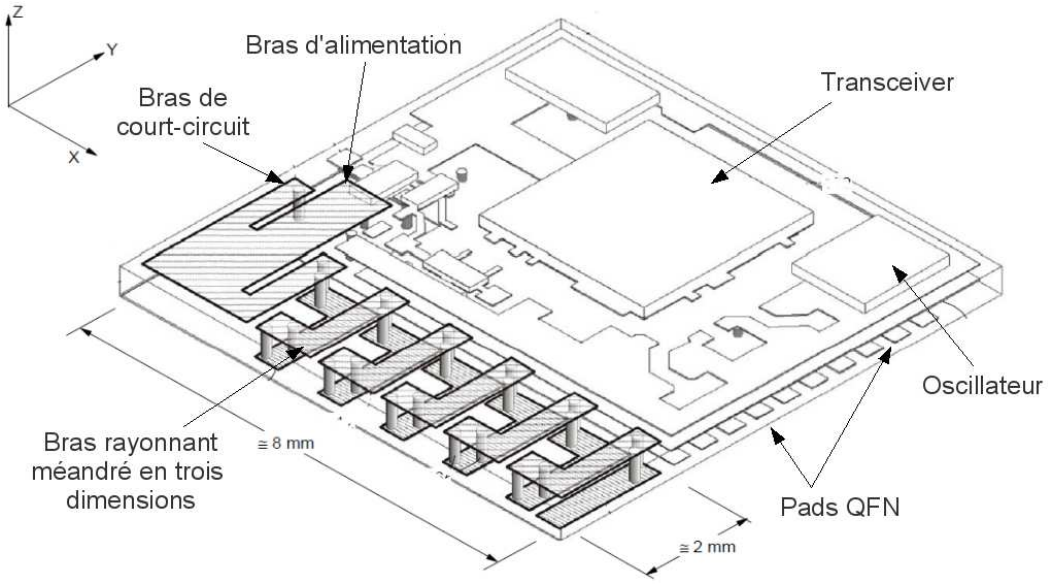


FIG. 3.11 – Structure de référence LTCC. Modèle de simulation avec composants fictifs.

Longueur	$7,6\,\text{mm}$
Largeur	$1,85\,\text{mm}$
Épaisseur	$0,46\,\text{mm}$
Largeur des méandres	$0,38\,\text{mm}$
Substrat	LTCC

TAB. 3.5 – Caractéristiques de la structure de référence LTCC

3.4.2.2 Fabrication d'un prototype

Cette nouvelle structure de référence (figure 3.11 et tableau 3.5) a été optimisée et fabriquée sur LTCC (figure 3.12). Les conditions de montage restent les mêmes que précédemment, avec un PCB aux dimensions d'un téléphone mobile contenant une encoche dans le plan de masse sous l'antenne (figure 3.13). Le module LTCC

est constitué de 7 couches de substrat superposées. Les couches contenant les pistes de l'antenne (haut et bas) sont reliées entre elles par des vias traversant l'épaisseur du module (figure 3.14).

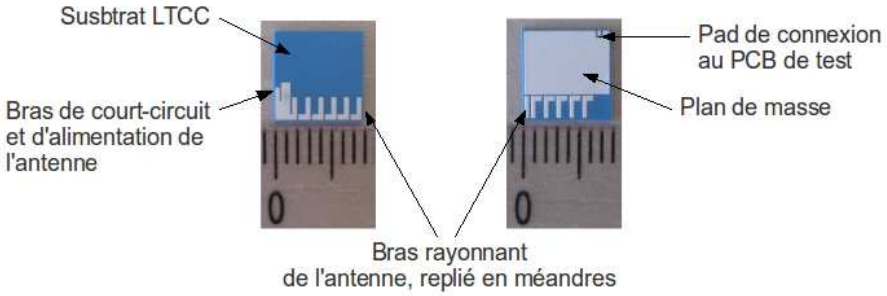


FIG. 3.12 – Photographies du prototype LTCC fabriqué (faces avant et arrière)

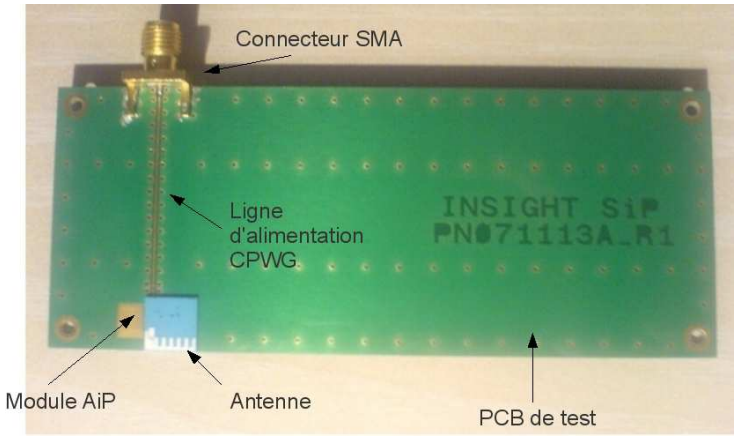


FIG. 3.13 – Prototype monté sur PCB, avec SMA de connexion

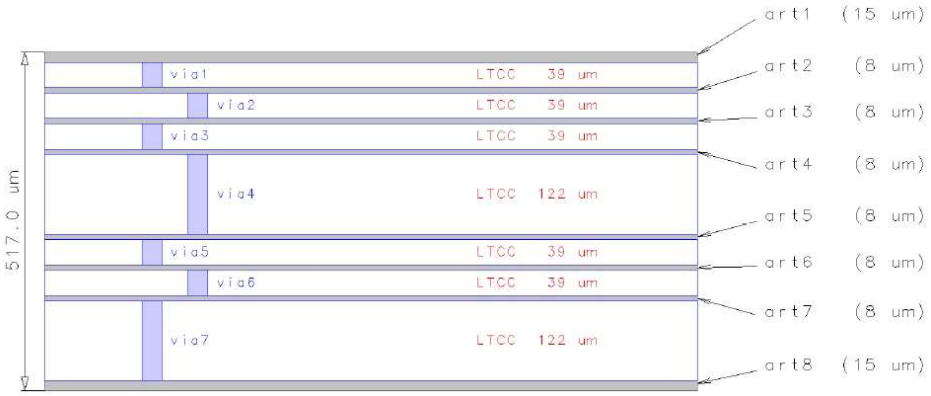


FIG. 3.14 – Empilement des couches du module LTCC : 7 couches de substrat, 8 couches de métallisation

3.4.2.3 Coefficient de réflexion et bande passante

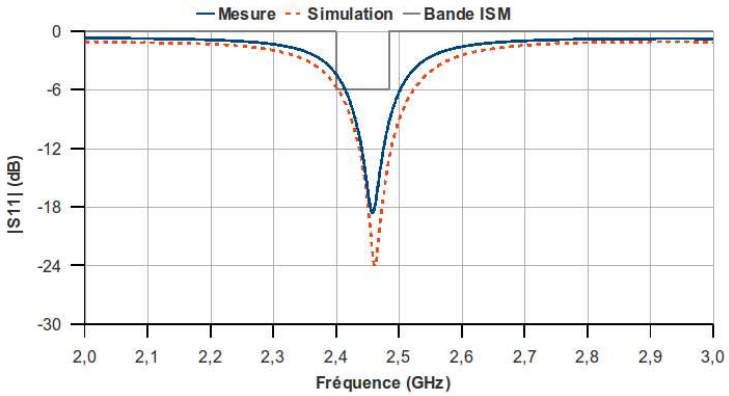


FIG. 3.15 – S_{11} simulé et mesuré de la structure de référence LTCC et son prototype

La figure 3.15 montre que les performances mesurées sont très proches des résultats de simulation. La bande passante à -6 dB est de 80 MHz en mesure sur le prototype et la fréquence d'adaptation est conforme à la simulation. Même si la bande ISM n'est pas tout à fait couverte, les résultats semblent suffisants pour assurer un fonctionnement du module et répondre au cahier des charges initial.

3.4.2.4 Gain et rayonnement

Le diagramme de rayonnement en trois dimensions mesuré en chambre anéchoïde (figure 3.17) présente une forme globale proche de la simulation (figure 3.16), avec une direction à meilleur gain située à l'opposé du bras de court-circuit par rapport à l'antenne. Le gain réalisé mesuré maximum est de $-0,6$ dBi (simulation : $-0,19$ dBi). La forme quasi omnidirectionnelle du diagramme est un avantage indéniable. Elle garantit des conditions de réception acceptables dans toutes les positions, ce qui est indispensable pour un appareil mobile qui doit fonctionner dans un environnement d'ondes multi-trajets.

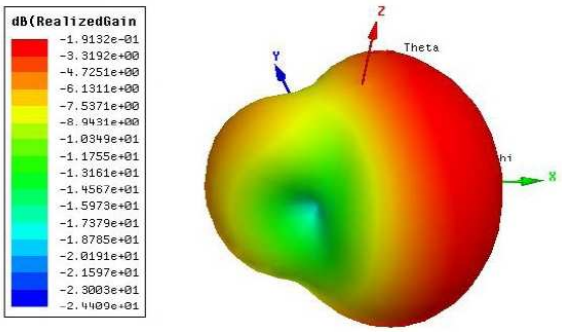


FIG. 3.16 – Rayonnement 3D simulé (prototype placé au centre du diagramme)

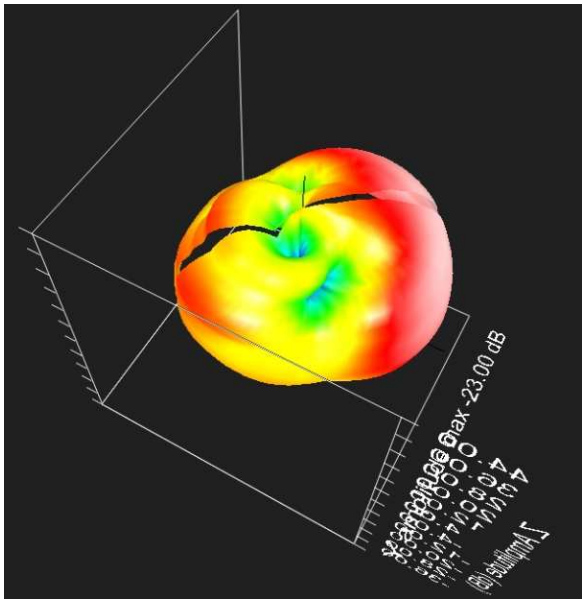


FIG. 3.17 – Rayonnement 3D mesuré en chambre anéchoïde (prototype placé au centre de la demi-sphère)

3.4.2.5 Efficacité rayonnée

Comme pour l'antenne FR4, la réduction de la surface métallique due à la miniaturisation provoque une perte d'efficacité rayonnée. L'étude paramétrique suivante (tableau 3.6) montre clairement l'impact de la largeur des pistes sur l'efficacité rayonnée de la structure antennaire. Nous avons fixé un seuil raisonnable à 40 %, atteint avec une largeur de pistes de 0, 38 mm. Cette largeur a été retenue pour la fabrication du prototype.

Largeur des pistes (mm)	0,2	0,3	0,38	0,4	0,5
Fréquence d'adaptation (GHz)	2,49	2,63	2,69	2,69	2,65
S_{11} minimum (dB)	-13	-20	-31	-27	-19
Bande passante absolue à -6 dB (MHz)	29	50	62	68	68
Bande passante relative à -6 dB (%)	1,2	1,9	2,3	2,5	2,6
Efficacité rayonnée (%)	33	38	40	46	53

TAB. 3.6 – Variation de l'efficacité rayonnée en fonction de la surface métallique

3.4.2.6 Test de réception de signal

Protocole de test :

D'après les performances mesurées, le prototype LTCC semble tout à fait apte à opérer dans la bande 2, 4 GHz pour des standards de type Bluetooth ou WiFi. Afin de vérifier cette hypothèse, nous avons soumis le prototype à un protocole de test en conditions réelles (figure 3.18). Le module AiP, monté sur le PCB de test

de type téléphone portable, est branché à un analyseur de spectre. Ce dispositif est placé à une distance fixe d d'un point d'accès WiFi 802.11g configuré en mode test (émission d'un signal successivement sur chaque canal). Le spectre est relevé en mode *max hold* qui consiste à garder en mémoire le niveau maximum atteint par le signal pour chaque fréquence sur la bande $2,4 - 2,5\,\text{GHz}$. Le module AiP a ensuite été remplacé par une antenne fouet d'une longueur de 10 cm (modèle classique qui équipe généralement les routeurs WiFi). Les mesures à l'analyseur de spectre ont été réalisées exactement dans les mêmes conditions.

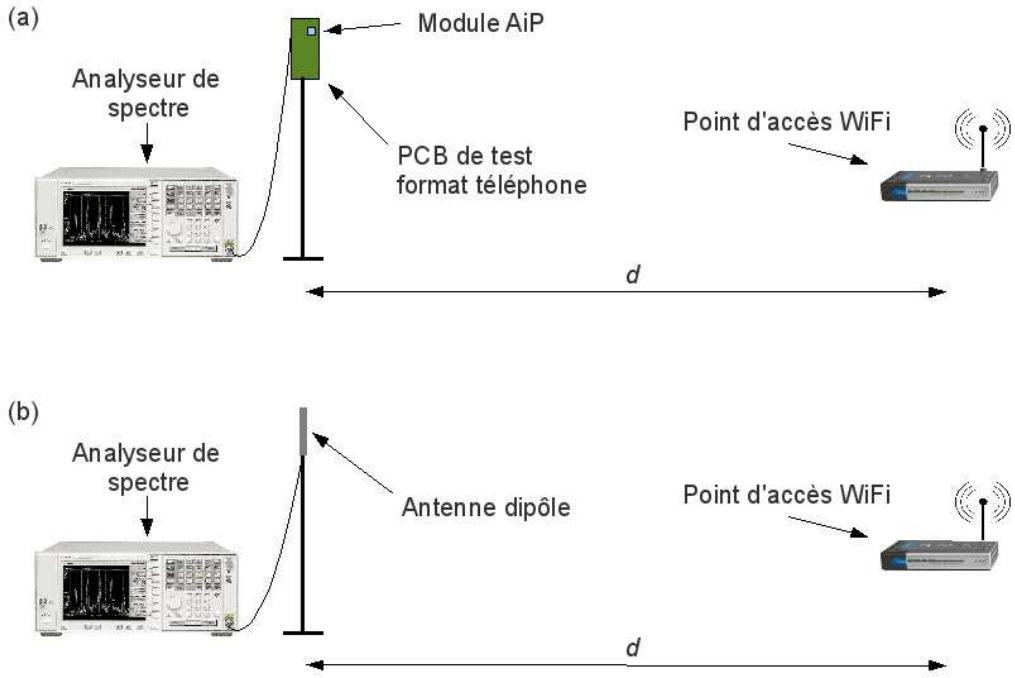


FIG. 3.18 – Schéma du dispositif de test avec le module AiP (a) et une antenne dipôle classique (b)

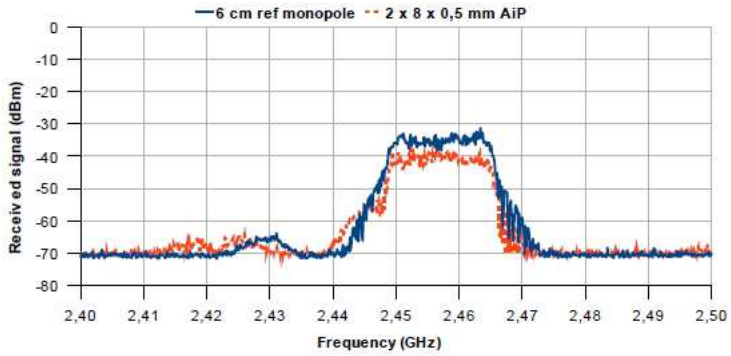


FIG. 3.19 – Comparaison de niveau de signal WiFi reçu entre le prototype LTCC et une antenne fouet servant de référence

Résultats :

On constate sur la figure 3.19 que le niveau de signal reçu par le module AiP est légèrement plus faible (−5 dB) dans la bande WiFi que celui issu de l'antenne de référence. Le rapport signal sur bruit (SNR) est cependant tout à fait correct et suffisant pour être exploité sans pertes par la partie électronique du module.

3.5 Techniques d'amélioration des performances

Bien que cette première structure antennaire permette d'opérer correctement dans la bande ISM à 2, 45 GHz, la bande passante très limitée n'offre aucune marge de sécurité. Or il s'agit d'un paramètre critique dans la mesure où sa valeur minimale est imposée par les différentes normes en vigueur dans les télécommunications. Malheureusement, plusieurs facteurs peuvent influer sur la fréquence de résonance (tolérances de fabrication : [Baras 2008], conditions d'utilisation [Rautio 2005], influence des éléments à proximité : [Guterman 2008] et [Lin 2005]) et décaler la bande de fonctionnement de l'antenne. Il est donc indispensable d'élargir la bande passante afin d'assurer un fonctionnement dans toutes les conditions. Le nouvel objectif à atteindre est fixé à une bande relative de 6 % au lieu des 3, 4 % initiaux.

Plusieurs techniques classiques permettent d'ajouter une ou plusieurs résonances supplémentaires sur une antenne, notamment l'utilisation d'éléments parasites ([Wong 2005b] et [Wong 2006b]), la création de fentes, ou encore l'utilisation d'éléments capacitifs ([Ciais 2004]). En s'inspirant de ces méthodes, l'idée que nous allons essayer de développer est de coupler deux résonances très proches afin d'élargir la bande passante.

3.5.1 Ajout de fentes sur le plateau de l'antenne

Cette technique consiste à créer une ou plusieurs fentes sur le plateau supérieur de l'antenne. Les fentes modifient le parcours des courants en créant de nouveaux chemins. Ce phénomène ajoute des fréquences de résonance à la structure ou fait baisser les modes supérieurs. En maîtrisant et en optimisant ces paramètres, il est donc possible de rapprocher suffisamment plusieurs fréquences de résonance pour les coupler. La bande passante est ainsi élargie. Retenue dans un premier temps, cette technique a été abandonnée du fait de la faible surface métallique disponible sur notre antenne.

3.5.2 Alimentation capacitive

L'idée est de supprimer la connexion directe entre l'alimentation et l'antenne, et de disposer deux plateaux métalliques face à face pour réaliser une capacité (figure 3.20). Les premiers résultats ont fait apparaître une résonance supplémentaire à 7, 5 GHz. Les divers travaux de recherche publiés sur le sujet ont permis de mettre en évidence que la surface des plateaux et surtout la distance entre eux permettent de baisser la fréquence de résonance. Notre antenne n'offre cependant que très peu

de marge de manœuvre, puisque l'épaisseur totale ne doit pas dépasser 0, 46 mm. Or la faible hauteur sur une alimentation capacitive détruit totalement la résonance et l'efficacité. Enfin, la surface disponible pour agrandir les plateaux est trop petite, même en superposant plusieurs plateaux.

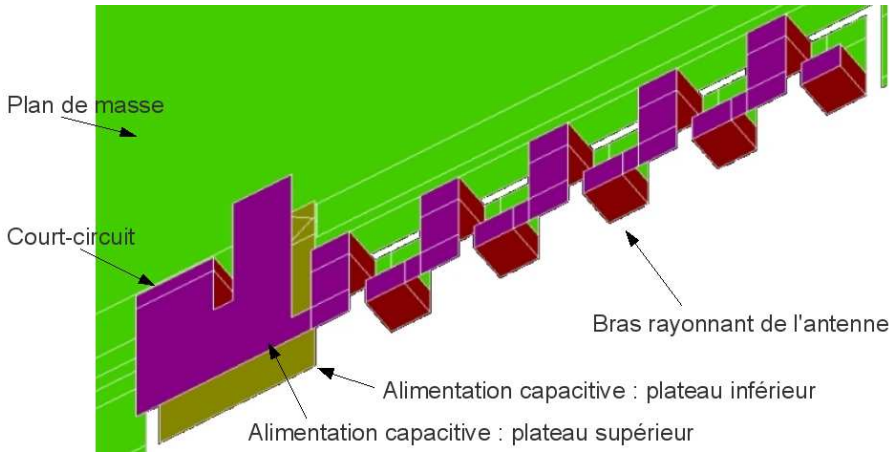


FIG. 3.20 – Modélisation de l'antenne 3D avec alimentation capacitive

3.5.3 Ajout d'éléments parasites

Cette troisième technique d'amélioration de bande passante semble adaptable à notre structure d'antenne. La distribution des courants observée sur la structure de référence montre la présence de points de concentration des courants (appelés points chauds) sur les bords de l'encoche dans le PCB. Cette zone semble donc plus sensible que d'autres. Un élément parasite placé à cet endroit devrait théoriquement jouer un rôle dans le comportement de l'antenne.

3.5.3.1 Principe et optimisation

Les premières tentatives de positionnement d'un bras parasite sur les côtés de l'antenne et au milieu des méandres n'apportent pas de résultat exploitable (figure 3.21). On constate que l'intensité des courants est très faible dans le parasite.

Nous avons donc décidé de placer le court-circuit du bras parasite au plus proche des points chauds de l'antenne, par exemple l'alimentation. Cette configuration peut représenter une sorte de deuxième antenne alimentée par couplage inductif entre la languette d'alimentation de l'antenne principale et la languette de court-circuit de l'élément parasite. La longueur totale du parasite détermine la fréquence de résonance. Il devrait donc être possible de la régler précisément pour la rapprocher de la première résonance, avec une longueur nécessaire typique de l'ordre du quart de la longueur d'onde de la fréquence désirée. Ainsi, pour ramener la fréquence d'adaptation à environ 2, 5 GHz, il faudrait une longueur de 30 mm, ce qui est difficilement intégrable dans notre module de 8 mm de côté.

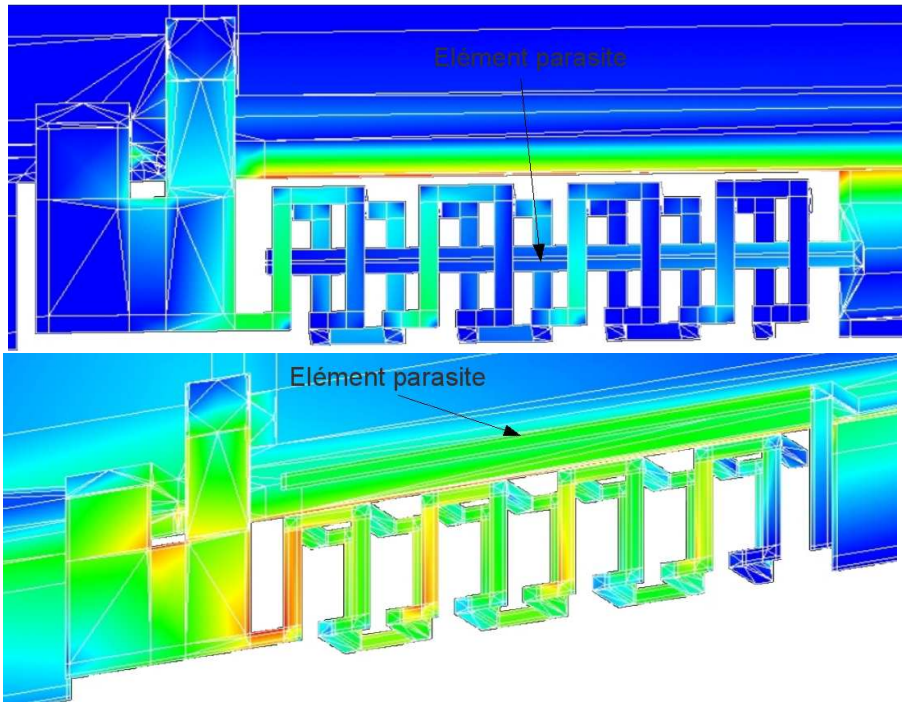


FIG. 3.21 – Exemples de structures avec bras parasites. Distribution des courants électriques à 2, 45 GHz.

La solution la plus évidente pour réduire l'encombrement est de replier le bras parasite simplement sur la même couche, ou en exploitant plusieurs couches de substrat LTCC reliées par des vias. Ces techniques ont d'ailleurs l'avantage d'ajouter un couplage capacitif entre les repliements du bras. En effet, les parties supérieure et inférieure du bras parasite sont en vis à vis. Cette disposition de plateaux métalliques séparés par seulement quelques centaines de microns crée une capacité qui influe sur la fréquence de résonance. La longueur totale nécessaire pour résonner à 2, 45 GHz est encore plus réduite grâce à ce phénomène.

3.5.3.2 Performances simulées et mesurées

Avec une optimisation de tous les paramètres (longueur totale, distance entre les repliements, lieu du repliement, distance entre parasite et antenne), nous avons obtenu un couplage optimal des deux résonances, comme en témoigne la boucle sur l'abaque de Smith (figure 3.22). Les performances en bande passante doublent quasiment par rapport à la structure de référence sans parasite pour atteindre une valeur maximale de 129 MHz à −6 dB (5, 3 %).

Les performances peuvent encore être améliorées en augmentant légèrement les dimensions de la structure. En effet, en utilisant 0, 5 mm de plus selon l'axe y, il est possible de rallonger les méandres de l'antenne, de supprimer la longueur superflue en bout de structure, et d'élargir globalement le bras. Toutes ces modifications

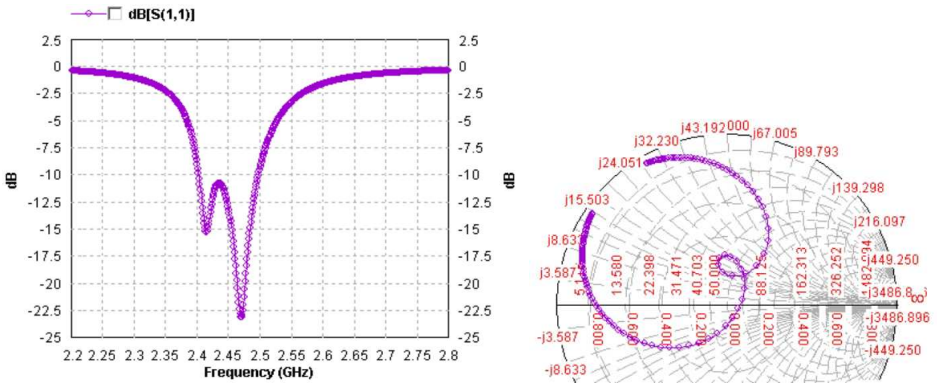


FIG. 3.22 – Couplage des deux fréquences de résonance (simulation HFSS)

permettent une meilleure maîtrise du couplage entre le bras parasite et l'antenne grâce au gain de surfaces métalliques en vis à vis. La figure 3.23 le prouve, avec une bande passante maximale de 140 MHz à -6 dB (5, 8 %). Avec de telles performances, cette structure pourrait convenir pour les applications opérant dans la bande ISM 2, 45 GHz, qui nécessitent environ 85 MHz de bande.

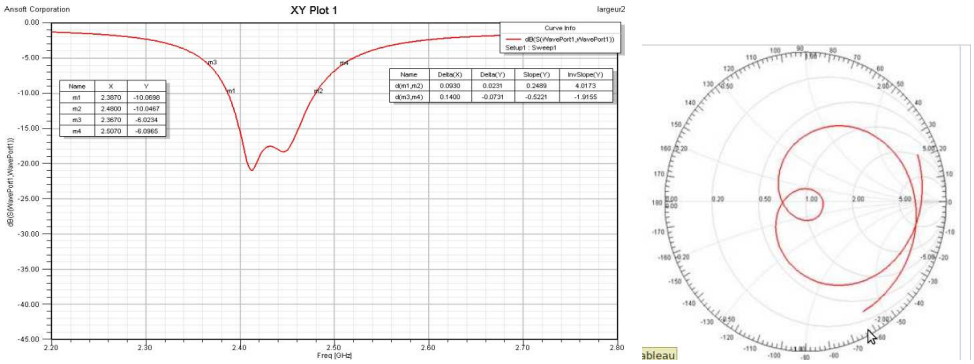


FIG. 3.23 – Amélioration de la bande passante par élargissement de la structure (simulation HFSS)

Résultats de mesure :

Afin de vérifier le fonctionnement de cette technique, un prototype a été fabriqué. Malheureusement, la mesure du S_{11} (figure 3.24) montre que les deux fréquences de résonance dues à l'antenne d'une part, et à l'élément parasite d'autre part sont trop éloignées pour se coupler. Il n'y a donc aucune augmentation de bande passante. Ce problème s'explique par l'extrême sensibilité du phénomène de couplage. En effet, la simulation montre qu'une seule variation de 50 μm de la distance entre l'antenne et le parasite suffit à décaler les fréquences de résonance et détruire l'effet recherché. Or ce type de décalage est difficilement maîtrisable lors de la phase de fabrication.

L'abaque de Smith (figure 3.25) révèle les niveaux de couplage :
– simulation : couplage fort (boucle fine)
– simulation avec décalage de 50 μm : couplage très faible (boucle large)
– mesure sur prototype : absence de couplage (aucune boucle)

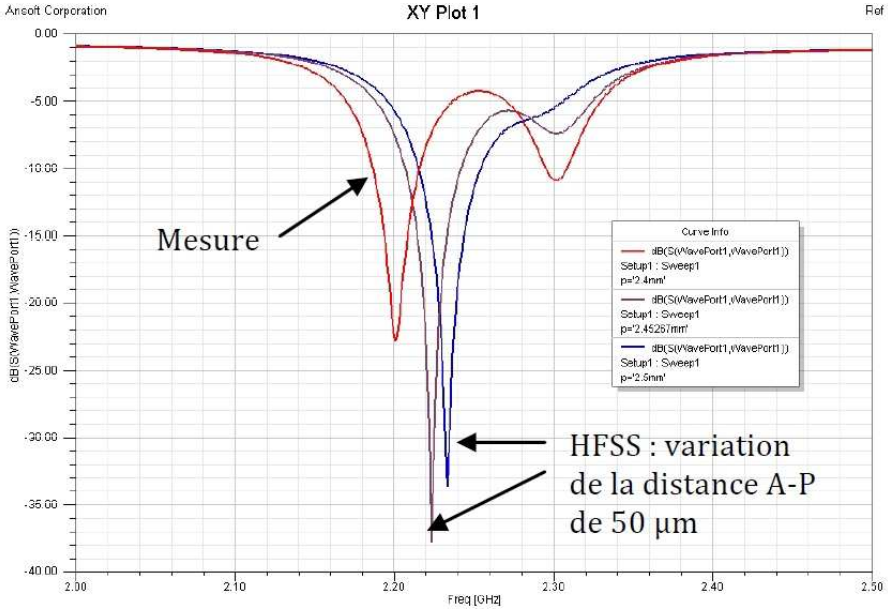


FIG. 3.24 – Simulation avec variation de 50 microns de la distance entre antenne et parasite et résultat de mesure sur prototype

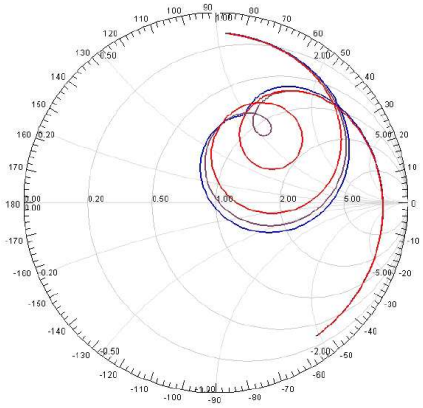


FIG. 3.25 – Observation des trois couplages différents

3.5.3.3 Problème de creux d'efficacité rayonnée

L'efficacité rayonnée pose également problème. En effet, l'adaptation de l'élément parasite semble être exclusivement due aux pertes. Ce phénomène est flagrant quelle que soit la taille globale de la structure (ici 8 x 3 mm^2). Afin de mettre en valeur

ce comportement, nous avons volontairement séparé les deux résonances. Celle de l'antenne se situe à 2, 51 GHz. Celle de l'élément parasite à 2, 38 GHz. La bande passante est bien améliorée et atteint 228 MHz. Par contre, la courbe d'efficacité rayonnée en fonction de la fréquence montre une valeur maximale de 40 % au niveau de la résonance de l'antenne, mais moins de 15 % au niveau de la résonance de l'élément parasite (figure 3.26).

Ce comportement s'explique par la présence du plan de masse directement sous le parasite. La chute d'efficacité rayonnée montre que le bras, par couplage avec le plan de masse, agit comme un filtre et perd l'énergie par effet Joule dans la cavité créée entre le parasite et le plan de masse, sans rayonnement. C'est la hauteur de cette cavité qui est particulièrement en cause dans cette structure. Elle est en effet trop faible (500 μm) par rapport à la longueur d'onde. La résonance qui s'y produit présente un fort coefficient de qualité, ce qui explique qu'elle soit très étroite et avec un bon coefficient de réflexion. L'importante quantité d'énergie stockée est donc dissipée dans les éléments métalliques conducteurs (essentiellement le plan de masse). Plusieurs publications ([Ollikainen 2002] et [Ollikainen 2004]) parlent de ce problème et arrivent aux mêmes conclusions. L'amélioration par élément parasite ne fonctionne donc pas dans la forme actuelle. De plus, l'épaisseur du module est limitée. Il n'est donc pas possible d'augmenter la hauteur de la cavité en remontant le bras parasite.

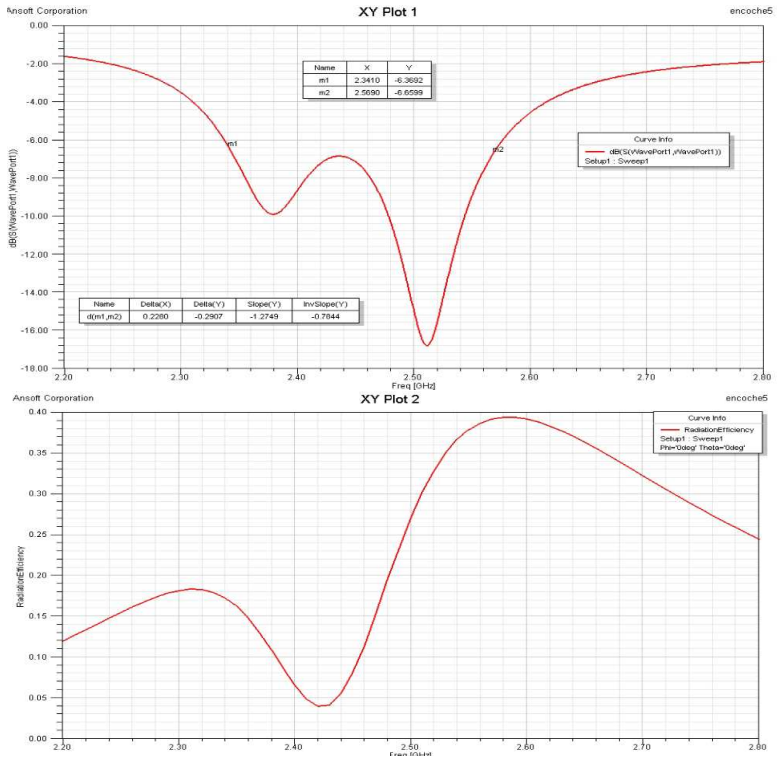


FIG. 3.26 – S_{11} et efficacité rayonnée simulés. Creux d'efficacité rayonnée sur la première résonance.

Retrait du plan de masse sous le parasite :

L'objectif ici est de retirer ce plan de masse pour libérer l'élément parasite et d'en observer l'impact sur les performances de l'antenne. La structure utilisée est exactement la même que précédemment. On constate nettement sur la figure 3.27 l'effet de décalage des fréquences. Le bras parasite ne créant désormais plus une cavité avec le plan de masse, il présente une fréquence de résonance plus basse, trop éloignée de la fréquence d'adaptation de l'antenne principale. Il n'y a plus de couplage. Quant à l'efficacité rayonnée, elle est encore plus déséquilibrée que précédemment, avec une résonance très peu efficace (moins de 10 %) et une autre encore plus efficace (58 %).

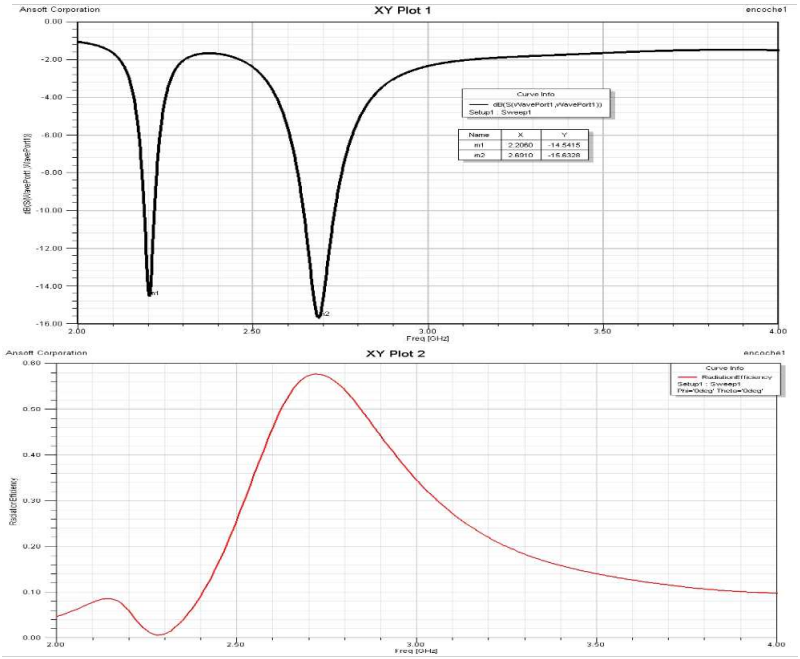


FIG. 3.27 – S_{11} et efficacité rayonnée simulés de la structure sans plan de masse sous l'élément parasite. Découplage des résonances et creux d'efficacité rayonnée.

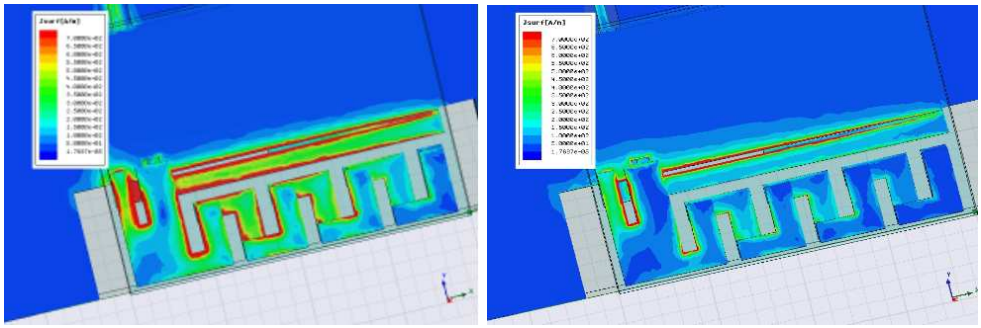


FIG. 3.28 – Distribution des courants à 2, 27 GHz (a) et 2, 81 GHz (b)

On remarque sur la figure 3.28 que dans cette configuration, l'intensité des courants est plus forte dans le parasite que dans l'antenne, ce qui explique les pertes et la faible efficacité rayonnée obtenue. Le retrait du plan de masse sous l'élément parasite a donc visiblement changé son mode de fonctionnement. Il n'est plus possible d'obtenir de couplage satisfaisant en agissant sur la longueur des bras ou leur distance.

Suppression du repliement sous le parasite :

Afin d'exploiter complètement l'idée de suppression des parties métalliques juxtaposées sur le parasite, le repliement du bras a lui aussi été éliminé. Le parasite est donc plus libre de rayonner dans toutes les directions. On remarque clairement l'amélioration au niveau de l'efficacité rayonnée (figure 3.29), avec une valeur de plus de 40 % pour les deux résonances. On peut en déduire que les deux éléments (antenne et parasite) participent efficacement au rayonnement. Le comportement du parasite est donc encore modifié, mais il n'est toujours pas possible de coupler les deux résonances. Celles-ci sont d'ailleurs remontées en fréquence d'environ 300 MHz, ce qui prouve la dépendance mutuelle entre le parasite et l'antenne et la complexité de leur fonctionnement.

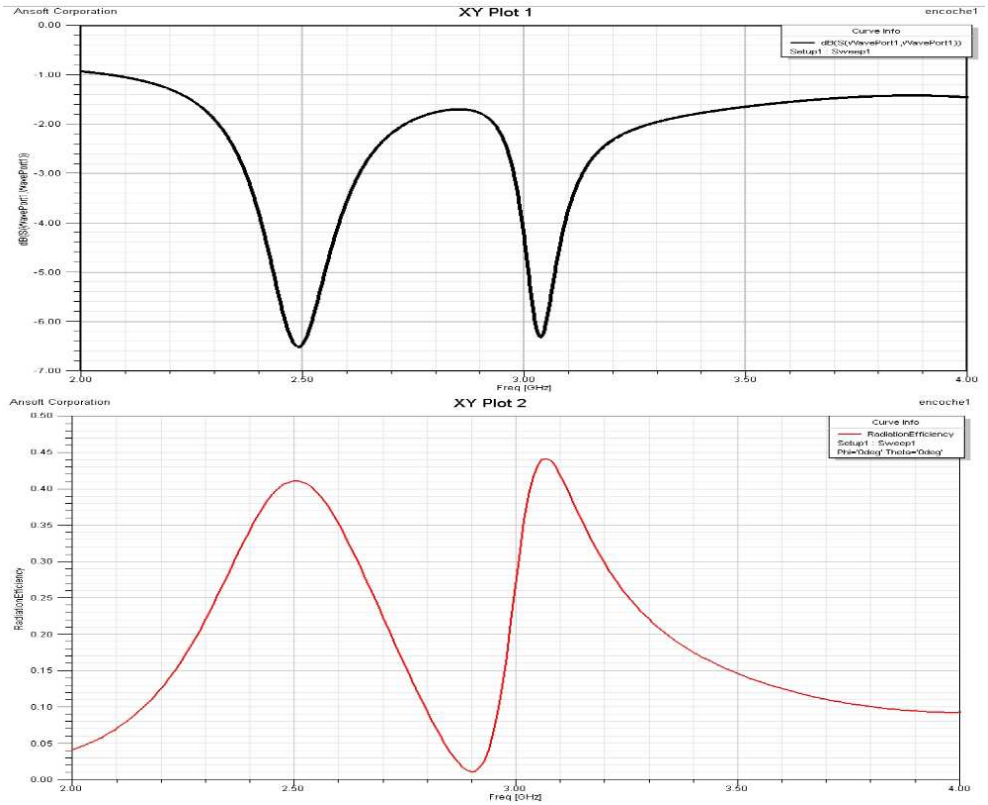


FIG. 3.29 – S_{11} et efficacité rayonnée simulés de la structure sans repliement sous l'élément parasite

3.5.3.4 Conclusion sur la technique de l'élément parasite

La technique d'élargissement de bande passante par l'ajout d'un élément parasite semble prometteuse en simulation. La juxtaposition d'un bras à proximité de l'antenne et court-circuité non loin de son alimentation permet la création d'une seconde résonance qui peut se coupler à celle de l'antenne pour doubler la bande passante. Les résultats ont cependant mis en évidence deux problèmes. La technique souffre d'une part de l'extrême sensibilité aux variations de fabrication et d'autre part d'un phénomène de perte d'efficacité rayonnée dans la cavité créée entre le parasite et le plan de masse.

Le premier enseignement à en tirer est que la forte miniaturisation de l'antenne laisse très peu de place aux techniques classiques d'amélioration de bande passante. Les espaces très réduits favorisent les pertes par effet Joule et les courants de retour dans le plan de masse. Il est donc nécessaire de se tourner vers d'autres méthodes afin d'élargir la bande passante.

3.6 Modélisation par circuits équivalents

Les différentes tentatives d'amélioration de bande passante testées précédemment, exclusivement par modifications géométriques de la structure antennaire, ne sont pas suffisamment concluantes pour satisfaire aux exigences du cahier des charges. Nous avons donc décidé d'étudier la méthode dite "du circuit d'adaptation" qui consiste à ajouter des composants passifs afin d'adapter au mieux l'antenne au circuit électronique. Pour cette étude, il est préférable de modéliser entièrement l'antenne afin de faciliter les simulations de type circuit ([Lee 2009]). Le modèle utilisé est le modèle PIFA de Boyle ([Balanis 1997], [Aberle 2008], [Ollikainen 2002]). Il est le plus approprié pour une antenne de type quart d'onde composée d'un bras rayonnant et d'un retour à la masse. Composé de plusieurs éléments passifs, il permet de modéliser fidèlement notre structure à méandres. La résistance $R1$ représente la somme de la résistance de pertes (pertes par effet Joule) et de la résistance de rayonnement de l'antenne (figure 3.30).

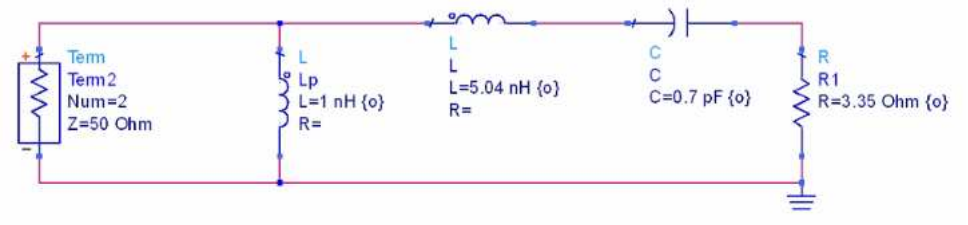


FIG. 3.30 – Modélisation de l'antenne méandres 3D par circuit équivalent

Valeurs de composants utilisées :
- $Lp = 1\,\text{mH}$
- $L = 5,041\,\text{nH}$

- $C = 0,7\,\text{pF}$
- $R1 = 3,35\,\Omega$

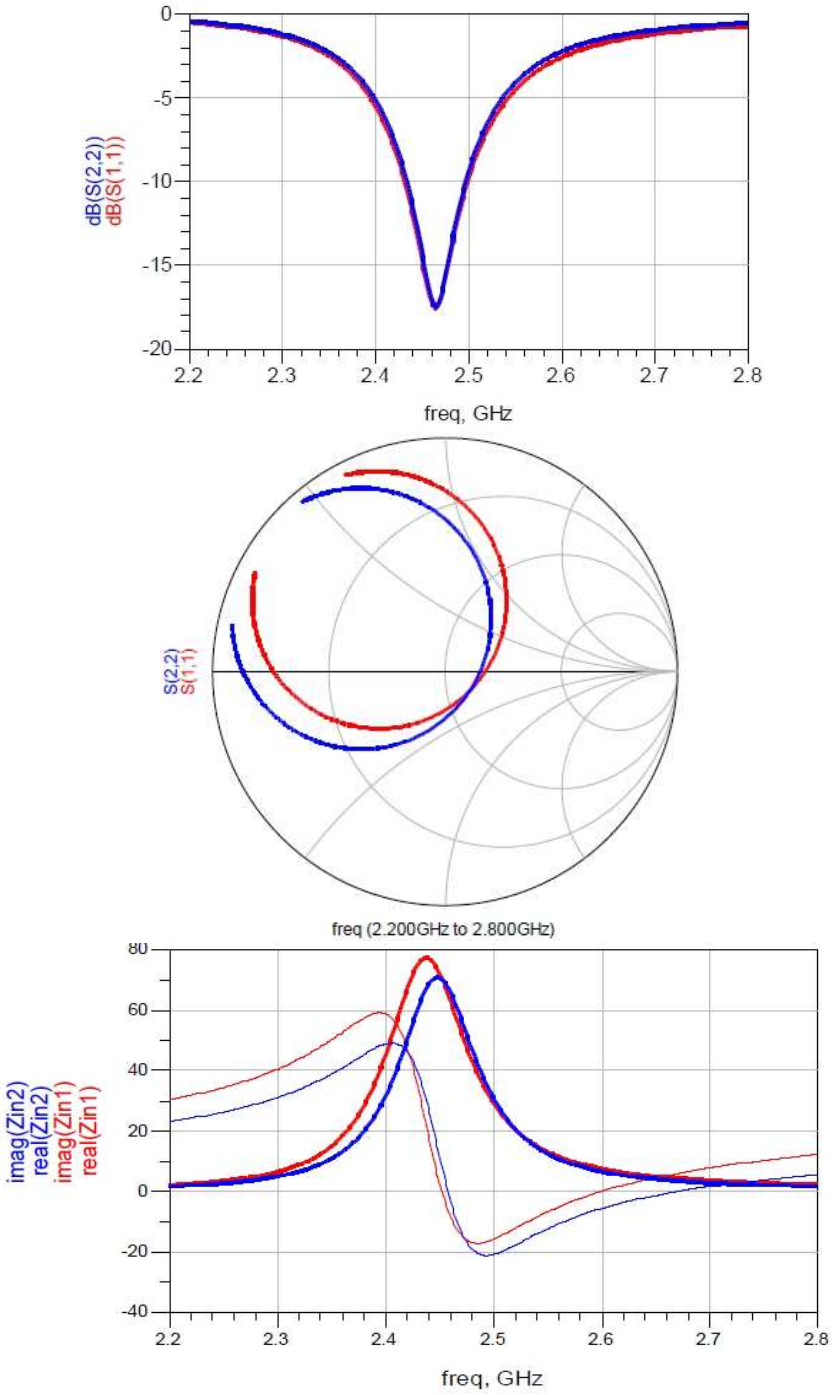


FIG. 3.31 – Comparaison simulation HFSS (courbes rouges) / cuircuit équivalent (courbes bleues) de l'antenne méandres 3D

Le modèle de Boyle utilisé ici permet d'obtenir une bonne concordance avec les simulations HFSS (figure 3.31). On constate que ce modèle reste valable pour toutes les configurations d'antennes que nous avons utilisées. D'une manière générale, il est applicable à la plupart des structures IFA et PIFA. Les légères différences, notamment en phase, entre le modèle circuit et la simulation HFSS pourraient être compensées par une modélisation plus fidèle en ajoutant quelques composants au circuit. Cependant, la concordance étant suffisamment bonne, il n'est pas indispensable de rendre la structure plus complexe.

3.7 Amélioration par circuit d'adaptation

L'objectif de cette étude est de démontrer la faisabilité de l'amélioration de la bande passante par circuit d'adaptation, en s'inspirant des publications traitant ce sujet ([Pues 1989]). Les critères de miniaturisation du circuit et d'efficacité rayonnée de l'antenne seront particulièrement observés. Le modèle circuit défini précédemment permet d'établir un ensemble d'équations (travaux de Y. Li : [Li 2007b] et [Li 2007c]). Ce système propose de calculer les valeurs théoriques limites atteignables BPmax et $S_{11}min$ pour l'antenne modélisée. L'application numérique sur notre modèle donne une bande passante maximale atteignable de 400 MHz pour une adaptation à au moins −6 dB.

$$ln(S_{11}) = -\frac{nRC\omega\pi}{n-1} \tag{3.4}$$

$$n = \frac{ln(S_{11})}{ln(S_{11}) + RC\omega\pi} \tag{3.5}$$

$$f_{max} = n.f_{min} \tag{3.6}$$

$$BP_{max} = f_{max} - f_{min} \tag{3.7}$$

Y. Li a démontré que ces limites peuvent être atteintes par l'ajout d'un certain nombre de cellules d'adaptation (LC ou CL par exemple) positionnées en amont de l'antenne.

3.7.1 Ajout d'un circuit d'adaptation LC (2 cellules)

Dans un premier temps, nous ajoutons deux cellules LC (figure 3.32). Les valeurs de ces quatre composants passifs sont optimisées sur ADS afin de proposer la bande passante la plus large possible (tableau 3.7).

Ces résultats mettent effectivement en valeur l'augmentation de bande passante apportée par le circuit d'adaptation. Dans cet exemple (figure 3.33), elle atteint 250 MHz au lieu des 120 MHz de l'antenne seule. En optimisant la valeur des composants, il est possible d'ajuster finement le couplage et de trouver un compromis entre largeur de bande passante et niveau d'adaptation sur cette bande.

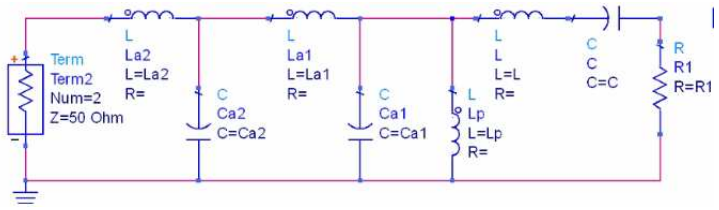


FIG. 3.32 – Modèle équivalent précédé de deux cellules d'adaptation LC

La2 (nH)	6,7	7,5	8	11,25	10
Ca2 (pF)	1,15	1,1	1	0,8	0,9
La1 (nH)	5,5	5,5	6,5	8	7
Ca1 (pF)	0,7	0,5	0,5	0,15	0,4
Fréquence de résonance (GHz)	2,465	2,475	2,465	2,475	2,470
S_{11} minimum (dB)	-7	-6,5	-8	-7	-6
Bande passante absolue à -6 dB (MHz)	**190**	**210**	**210**	**250**	**260**
Bande passante relative à -6 dB (%)	7,7	8,4	8,5	10,1	10,5

TAB. 3.7 – Variation de bande passante en fontion des composants utilisés dans un circuit LC 2 cellules

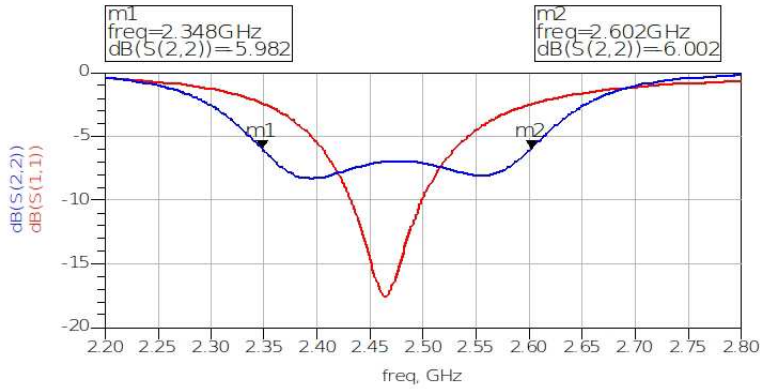


FIG. 3.33 – Comparaison avec (courbe bleue) et sans (courbe rouge) cellules d'adaptation LC (exemple pour $La2 = 11,25\,\text{nH}$; $Ca2 = 0,8\,\text{pF}$; $La1 = 8\,\text{nH}$; $Ca1 = 0,15\,\text{pF}$)

3.7.2 Ajout d'un circuit d'adaptation LC (4 cellules)

Afin de constater l'impact de l'ajout de cellules, nous testons un circuit d'adaptation à quatre circuits LC consécutifs (figure 3.34 et tableau 3.8). La technique d'ajout de circuit d'adaptation remplit à nouveau son rôle. Dans cet exemple (figure 3.35), la bande passante atteint 220 MHz et assure une adaptation d'au moins -8 dB sur toute la bande. Ainsi, dans tous les cas il est possible après quelques optimisations d'améliorer de manière importante la bande passante à -6 dB (jusqu'à $+100\,\%$), et ce même avec peu de cellules (deux séries de deux composants).

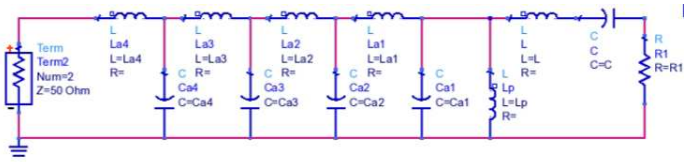


FIG. 3.34 – Modèle équivalent précédé de quatre cellules d'adaptation LC

La4 (nH)	0,31	1,26	0,8	1,13	0,19
Ca4 (pF)	2,14	2,5	2,72	2,95	3,88
La3 (nH)	2,94	2,39	1,94	1,97	1,72
Ca3 (pF)	5,37	6,05	7,04	5,96	5,98
La2 (nH)	4,7	5,83	4,93	6,68	9,45
Ca2 (pF)	1,53	1,2	1,38	1,07	0,86
La1 (nH)	9,97	9,95	8,9	9,9	9,99
Ca1 (pF)	0,3	0,2	0,5	0,38	0,59
Fréquence de résonance (GHz)	2,460	2,465	2,450	2,450	2,450
S_{11} minimum (dB)	-15	-9,5	-8	-8	-6,9
Bande passante absolue à -6 dB (MHz)	**160**	**205**	**220**	**225**	**285**
Bande passante relative à -6 dB (%)	6,5	8,3	9,0	9,2	11,6

TAB. 3.8 – Variation de bande passante en fontion des composants utilisés dans un circuit LC 4 cellules

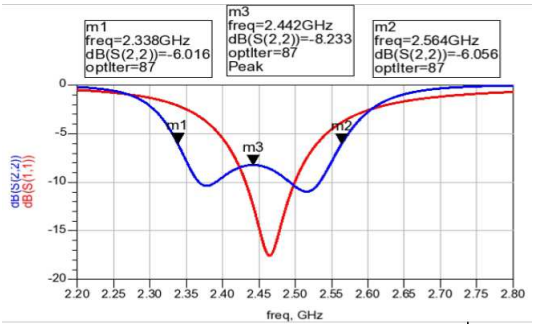


FIG. 3.35 – Comparaison avec (courbe bleue) et sans (courbe rouge) cellules d'adaptation LC

Nous avons poursuivi cette investigation avec un circuit composé de 10 cellules LC. La bande passante optimale atteint alors 364 MHz. On se rapproche bien des limites théoriques calculées précédemment. Toutefois, notre objectif principal reste la miniaturisation et l'intégration en module. Il est donc primordial de trouver un compromis entre nombre de cellules et performances. Dans cette optique, les résultats obtenus avec deux cellules sont prometteurs.

L'étape suivante consiste à remplacer le modèle équivalent par les paramètres S de l'antenne réelle, et les composants d'adaptation parfaits utilisés jusqu'à présent (L et C) par les modèles CMS (Composants Montés en Surface, ou SMT : Surface

Mount Technology) réels d'un fabricant (Murata). Il s'agit d'une étape intermédiaire pour démontrer la faisabilité réaliser des tests sur prototypes avant l'intégration finale des composants directement dans le module, en technologie LTCC.

3.7.3 Circuit d'adaptation CL (2 cellules) avec composants réels

Nous utilisons ici la modélisation ADS des composants réels Murata 0402 à la place des composants parfaits utilisés précédemment (figure 3.36). On constate qu'il est toujours possible d'améliorer largement la bande passante (tableau 3.9 et figure 3.37) pour atteindre 220 MHz dans cet exemple. La technique de circuit d'adaptation semble donc utilisable sur notre structure.

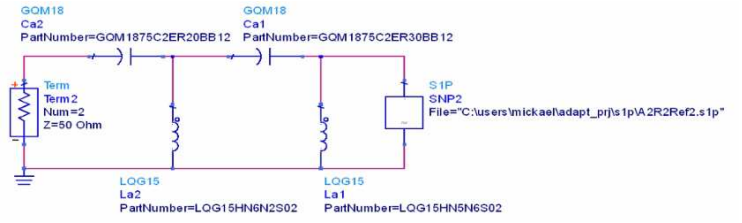


FIG. 3.36 – Paramètres S de l'antenne précédés de deux cellules d'adaptation CL

La2 (nH)	6,8	6,2	3,6	3,6	3,3
Ca2 (pF)	0,2	0,2	0,4	0,4	0,4
La1 (nH)	3,3	5,6	3,3	5,1	3,6
Ca1 (pF)	0,2	0,3	0,5	0,5	0,6
Fréquence de résonance (GHz)	2,430	2,480	2,490	2,480	2,475
$\mathbf{S_{11}}$ **minimum** (dB)	-8	-9,5	-8	-6	-6
Bande passante absolue à -6 dB (MHz)	**200**	**220**	**240**	**260**	**290**
Bande passante relative à -6 dB (%)	8,2	8,9	9,6	10,5	11,7

TAB. 3.9 – Variation de bande passante en fontion des composants réels utilisés dans un circuit CL 2 cellules

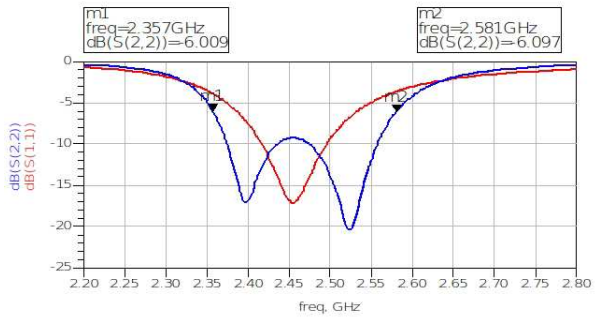


FIG. 3.37 – Exemple de résultat obtenu. Comparaison avec (courbe bleue) et sans (courbe rouge) cellules d'adaptation CL.

3.7.4 Calcul des pertes apportées par les composants

Les composants réels ne sont pas parfaits et engendrent des pertes. Il est donc indispensable dans un premier temps de mesurer ces pertes, puis de trouver quels paramètres permettent de les réduire afin de choisir les composants en conséquence.

Pour cela, nous avons suivi la procédure suivante. Nous avons placé un port Term en sortie du circuit d'adaptation (figure 3.38). Ce port présente l'impédance de l'antenne pour chaque fréquence simulée.

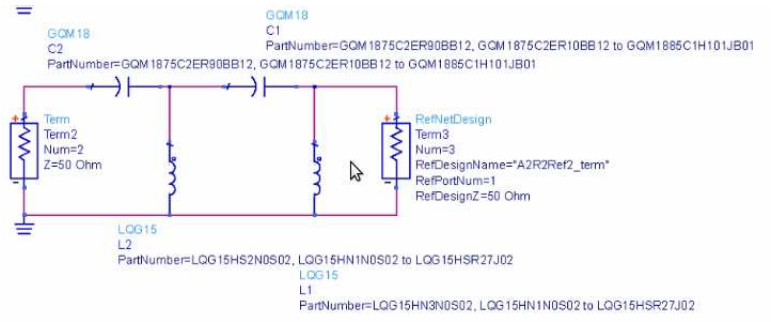


FIG. 3.38 – Circuit d'adaptation deux cellules et port spécial présentant l'impédance de l'antenne

Coefficients de réflexion S_{11} : Après optimisation en jouant sur la valeur des composants, le circuit d'adaptation sélectionné pour cette étude fait passer la bande passante à $-6\,\text{dB}$ de $148\,\text{MHz}$ à $317\,\text{MHz}$ (figure 3.39).

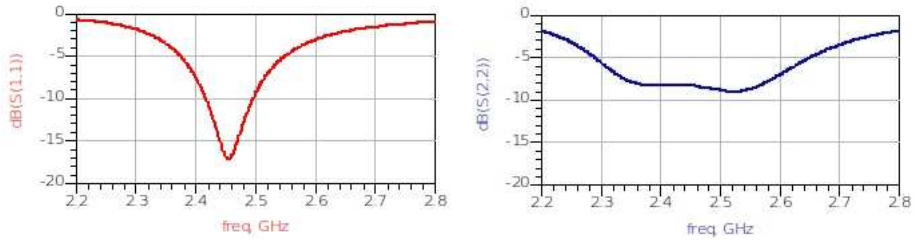


FIG. 3.39 – Antenne seule (courbe rouge) et avec circuit d'adaptation (courbe bleue)

Pertes de désadaptation : Elles correspondent à la désadaptation de l'antenne et sont calculées selon la formule 3.8 (figure 3.40). On constate que l'antenne seule ne présente pas de pertes à $2,45\,\text{GHz}$, ce qui correspond bien à la fréquence de la meilleure adapation (coefficient de réflexion de $-17\,\text{dB}$ à $2,45\,\text{GHz}$). Avec le circuit d'adaptation, les pertes restent toujours inférieures à $1\,\text{dB}$ sur la bande passante.

$$P_{adapt} = 1 - |S_{11}|^2 \tag{3.8}$$

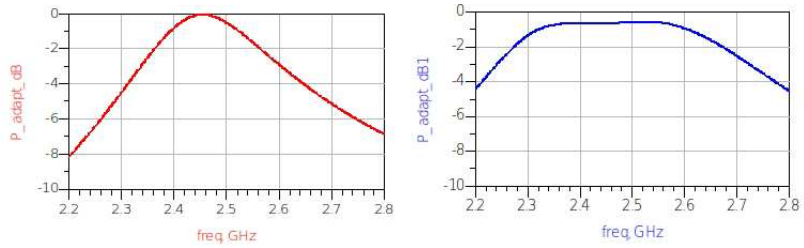


FIG. 3.40 – Antenne seule (courbe rouge) et avec circuit d'adaptation (courbe bleue)

Efficacité rayonnée de l'antenne : L'efficacité rayonnée est issue de la simulation électromagnétique sous HFSS. Intrinsèque à l'antenne elle-même, elle est uniquement définie par la structure géométrique. Elle ne dépend donc pas du circuit d'adaptation (figure 3.41). On remarque que les pertes dues à ce facteur sont également d'environ 1 dB sur la bande passante de l'antenne.



FIG. 3.41 – Efficacité rayonnée de l'antenne

Pertes des composants du circuit : Elles correspondent au coefficient de transmission entre le port d'entrée et le port de sortie du circuit (formule 3.9 et figure 3.42). Ces pertes représentent la dissipation d'énergie dans les quatre composants passifs (L et C) avant d'arriver à l'antenne. Elles illustrent donc directement l'impact négatif de la technique d'amélioration de bande passante par circuit d'adaptation sur l'efficacité de l'ensemble. On relève ici une perte de plus d'1 dB sur la bande passante.

$$P_{comp} = S_{21} \tag{3.9}$$

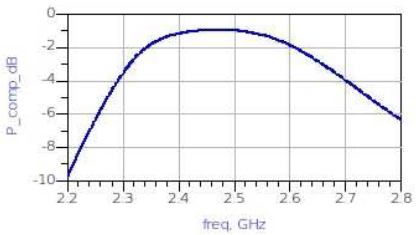


FIG. 3.42 – Pertes des composants du circuit

Efficacité totale : Elle prend en compte l'efficacité rayonnée, les pertes de désadaptation et les pertes des composants du circuit (formule 3.10, avec tous les termes en dB).

$$E_{tot} = P_{adapt} + E_{ray} + P_{comp} \tag{3.10}$$

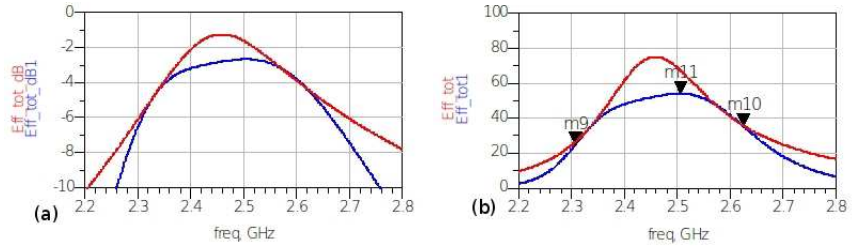


FIG. 3.43 – Efficacité totale, en dB (a) et en pourcentage (b). Comparaison avec (courbes bleues) et sans (courbes rouges) circuit d'adaptation.

Sur la bande passante élargie grâce au circuit d'adaptation (317 MHz), l'efficacité totale est toujours supérieure à 30 %. Or elle était au moins de 60 % sur la bande passante de l'antenne d'origine (148 MHz) (figure 3.43). Ainsi, bien que la bande passante soit effectivement améliorée, l'efficacité totale est très affaiblie, à fortiori aux extrêmités de bande, là où elle a été élargie. Cette chute d'efficacité est uniquement due au circuit d'adaptation. En effet, les autres composantes de l'efficacité totale (pertes de désadaptation et efficacité rayonnée) sont fixées par la structure antennaire. Les pertes apportées par ces composants sont donc trop importantes et pénalisent largement l'efficacité totale.

3.7.5 Utilisation de composants à haut coefficient Q

Afin de continuer à utiliser cette technique pour améliorer la bande passante, il faut intervenir sur la seule partie modifiable : le circuit d'adaptation. Dans le but d'augmenter l'efficacité totale, il est donc nécessaire de réduire les pertes apportées par ce circuit. L'idée principale est d'utiliser des composants de meilleure qualité (composants Haute Qualité ou HQ, avec un coefficient de qualité supérieur à 100) (figure 3.44).

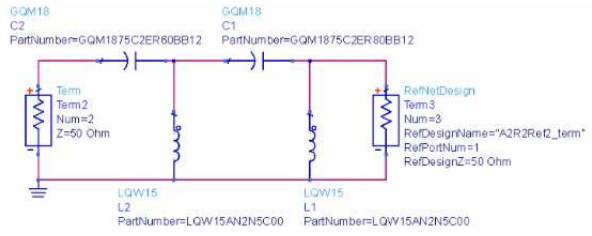


FIG. 3.44 – Circuit d'adaptation deux cellules avec composants Murata HQ 0402, série LQW15, Q>100

Coefficients de réflexion S_{11} : Le circuit d'adaptation avec ces nouveaux composants fait passer la bande passante à $-6\,\mathrm{dB}$ de $148\,\mathrm{MHz}$ à $311\,\mathrm{MHz}$ (figure 3.45).

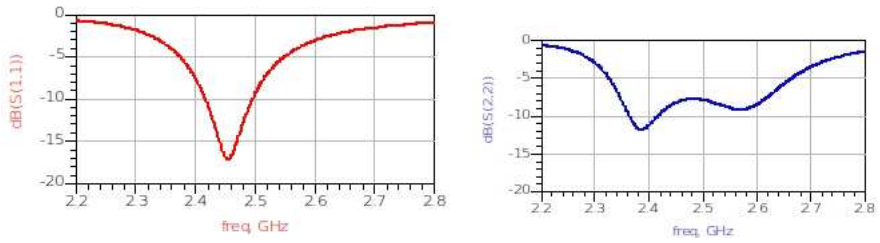


FIG. 3.45 – Antenne seule (courbe rouge) et avec circuit d'adaptation (courbe bleue)

Pertes des composants du circuit : Comme prévu, les composants HQ provoquent moins de pertes (figure 3.46). Elles sont inférieures à $-1\,\mathrm{dB}$ sur toute la bande élargie, y compris aux extrêmités.



FIG. 3.46 – Pertes des composants HQ du circuit

Efficacité totale : Logiquement, les composants HQ donnent de meilleurs résultats (figure 3.47). L'efficacité totale est supérieure à 40 % sur plus de 300 MHz. L'élargissement de bande est donc bien fonctionnel.



FIG. 3.47 – Efficacité totale en pourcentage avec (courbe bleue) et sans (courbe rouge) les composants HQ

Cette étude montre clairement que les composants standards apportent trop de pertes (plus de $2,5\,\mathrm{dB}$ dans tous les cas). Le circuit d'adaptation perd donc tout son intérêt. La solution proposée consiste à utiliser des composants à fort coefficient de qualité (Q>100). Les pertes sont largement réduites. L'efficacité totale maximale est plus faible que celle d'origine sans circuit d'adaptation, mais reste acceptable. Elle est de plus quasiment constante sur toute la bande passante.

Une autre solution d'amélioration pourrait être intéressante dans ce type d'application : le changement de topologie du circuit d'adaptation. En effet, bien que la topologie LC (ou CL) permette de calculer des valeurs théoriques limites, elle n'est pas forcément la seule optimale pour un réseau d'adaptation. De nombreuses autres configurations sont envisageables. On pense notamment aux circuits en PI ou encore aux circuits en T contenant trois composants.

3.8 Conclusion

Suite à une étude complète de l'état de l'art des structures d'antennes, la forme IFA a été retenue. Ses caractéristiques et ses qualités en font une candidate intéressante pour répondre aux besoins de miniaturisation et d'intégration en module SiP. Elle est en effet aisément adaptable par de simples modifications géométriques telles que la distance entre l'alimentation et le retour à la masse, ou encore la longueur totale de la structure. Elle dispose surtout d'un bras rayonnant dont la forme peut être modifiée afin de réduire l'encombrement global. Nous avons sélectionné une disposition en méandres en trois dimensions qui exploite les surfaces offertes par les empilements de couches du substrat pour optimiser la miniaturisation.

Plusieurs simulations et études paramétriques ont permis de maîtriser cette antenne et de la réduire aux dimensions fixées par le cahier des charges. Les premiers résultats de mesure ont confirmé les espoirs, avec des prototypes capables de remplacer des antennes beaucoup plus grandes pour opérer dans la bande $2,4\,\mathrm{GHz}$.

Toutefois, ces résultats ont été obtenus dans des conditions spécifiques, sur un support de tests aux dimensions fixes. Or ces antennes intégrées en modules sont destinées à équiper de multiples appareils aux dimensions variées, aux plans de masse différents, dans des conditions changeantes. De plus, elles seront produites de façon industrielle et doivent tenir compte des tolérances de fabrication. Toutes ces conditions impliquent des variations sur les paramètres sensibles que sont notamment la bande passante et l'efficacité des antennes. Afin d'assurer le respect du cahier des charges dans toutes les conditions, il est indispensable de prévoir des marges importantes sur ces paramètres.

Plusieurs techniques connues d'amélioration des performances ont été appliquées sur la structure antennaire. Les deux premières, qui consistent à utiliser des fentes ou une alimentation capacitive se révèlent difficilement applicables du fait de la très faible épaisseur de la structure en module. La troisième investigation a montré des résultats de simulation encourageants. L'idée est d'utiliser un élément parasite formé par une structure métallique proche de l'antenne pour créer une seconde résonance

proche des 2, 4 GHz. En couplant les deux résonances, la bande passante globale est doublée. Cependant, les mesures sur protoype ont mis en évidence un phénomène de creux d'efficacité dû à la faible hauteur de la cavité créée entre le parasite et le plan de masse. Malgré plusieurs études paramétriques, ce phénomène n'a pas pu être maîtrisé dans un espace aussi confiné. Les solutions d'amélioration par ajouts d'éléments sur la structure de l'antenne n'ont donc pas permis de répondre au besoin d'amélioration des performances.

Nous avons ensuite étudié la structure par une approche circuit. Après avoir affiné une modélisation de Boyle, plusieurs circuits basés sur des composants passifs de type capacités et inductances ont été placés en amont du modèle. L'objectif est d'améliorer la bande passante grâce à l'utilisation d'un circuit d'adaptation. Les résultats ont mis en valeur une importante augmentation de la bande passante, mais des pertes trop importantes d'efficacité à certaines fréquences. Seule l'utilisation de composants à haut coefficient de qualité permet de limiter ces pertes et de proposer une solution convaincante. Cette technique est donc intéressante et remplit bien son objectif. Toutefois, elle n'est pas la plus appropriée dans l'optique d'une production industrielle, de la maîtrise des coûts et de la miniaturisation.

Pour répondre à ces problématiques d'amélioration des performances, d'autres solutions doivent donc être proposées.

Chapitre 4

Améliorations et nouvelles structures

Sommaire

4.1 Influence des dimensions de l'antenne 72
4.1.1 Nouveau cahier des charges 72
4.1.2 Élargissement de l'antenne 73
4.1.3 Panel de structures de référence 77
4.2 Description de nouvelles géométries 78
4.2.1 Forme 1 : méandres progressifs 78
4.2.2 Forme 2 : élargissement progressif du bras rayonnant 79
4.2.3 Etude paramétrique sur l'évolution de la largeur du bras . . . 80
4.2.4 Forme 3 : éloignement progressif du bras rayonnant 81
4.3 Modification structurelle de l'antenne IFA 82
4.3.1 Nouvelles structures tirant parti de cette technique 82
4.3.2 Bilan des nouvelles structures antennaires 86
4.4 Analyse des paramètres des antennes 87
4.4.1 Influence de la taille du plan de masse 87
4.4.2 Impact des tolérances de fabrication 90
4.4.3 Influence de l'environnement de l'extrémité d'antenne 91
4.4.4 Étude comportementale selon l'orientation des méandres . . . 91
4.5 Résultats de mesures 92
4.5.1 Coefficient de réflexion et bande passante 94
4.5.2 Gain et rayonnement 96
4.5.3 Efficacité rayonnée 97
4.6 Conclusion 99

Grâce à la fabrication d'une première série de prototypes AiP sur LTCC, la faisabilité technologique et industrielle du projet d'intégration d'une antenne dans un module SiP a pu être démontrée. Toutefois, la campagne complète de mesures sur les prototypes a permis de cerner plusieurs problèmes au niveau des performances en bande passante et efficacité rayonnée. Bien que les valeurs actuelles permettent de répondre au cahier des charges, l'absence de marges ne donne pas le droit à l'erreur lors de la conception et la fabrication du module. De plus, un module AiP est susceptible d'être utilisé dans des situations et sur des supports potentiellement variés. Ces variations de paramètres peuvent influencer les performances de l'antenne. Il est donc primordial de prévoir des marges pour contenir ces variations.

Les premières tentatives d'amélioration de la bande passante et de l'efficacité rayonnée par utilisation de techniques connues et classiques ne sont pas suffisamment efficaces dans notre cas. Bien que l'ajout d'éléments parasites soit possible et prometteur au vu des premières simulations, nous nous sommes heurtés à un problème de creux d'efficacité rayonnée et au délicat phénomène de couplage avec l'antenne. L'ajout d'éléments d'adaptation offre une alternative intéressante avec dans la plupart des cas une nette amélioration de bande passante, mais pose le problème des pertes dans le circuit, ce qui influe directement sur l'efficacité totale. Ces solutions ne semblent donc ni suffisantes ni adaptées à l'industrialisation.

Le champ d'investigation que nous étudierons dans ce chapitre se recentre sur la structure antennaire rayonnante principale, toujours dans le but d'améliorer la bande passante et l'efficacité rayonnée. Il s'agira dans un premier temps d'étudier l'influence des dimensions de l'antenne, sans se fixer de limites strictes comme précédemment. Nous modifierons ensuite la forme de la structure afin d'offrir plusieurs alternatives, que ce soit au niveau du bras rayonnant ou de la technique de retour à la masse. Dans l'optique d'une utilisation en conditions réelles, nous chercherons à caractériser et quantifier l'impact de paramètres tels que la taille du plan de masse de l'objet communicant ([Lin 2005], [Guterman 2008]), ou les tolérances de fabrication ([Baras 2008], [Napijalo 2008]). Enfin, la fabrication d'une seconde série de prototypes permettra de valider ces résultats.

4.1 Influence des dimensions de l'antenne

Comme évoqué dans le chapitre 3, la taille de la surface de métallisation de l'antenne a un impact direct sur les performances. Il a été démontré que l'élargissement des pistes métalliques améliore l'efficacité de rayonnement ainsi que la bande passante. Afin d'approfondir cette étude et de la confirmer définitivement, nous avons décidé de réduire la contrainte constituée par les dimensions de la structure.

4.1.1 Nouveau cahier des charges

- dimensions du module AiP sur substrat LTCC : {8 à 12} x 8 mm^2
- espace réservé à l'antenne sur substrat LTCC : {8 à 12} x {1,5 à 4} mm^2
- bande passante minimale : bande ISM de 2,4 à 2, 484 GHz (84 MHz soit 3, 4 %)

– bande passante à couvrir avec marges : 6 %
– adaptation : au minimum −6 dB sur la bande passante
– efficacité rayonnée : > 40 %

4.1.2 Élargissement de l'antenne

Configuration 1 :

Dans cette configuration (figure 4.1), les dimensions totales du module AiP ne sont pas modifiées (8 x 8 mm^2). Seule la zone réservée à l'antenne est agrandie, passant de 2 mm à 3 mm selon l'axe y. Les bras sont donc plus longs sur cet axe, ce qui rallonge le trajet des courants. La simulation confirme l'hypothèse de réduction de la fréquence de résonance (figure 4.2). Il est donc possible de supprimer complètement le dernier méandre de l'antenne pour remonter à 2, 5 GHz. La place laissée vacante est comblée par l'élargissement des pistes métalliques de la structure, dans le but d'améliorer l'efficacité rayonnée. Celle-ci passe de 21 % à 40 %. La bande passante est également légèrement améliorée. Elle atteint 84 MHz au lieu de 80 MHz (tableau 4.1).

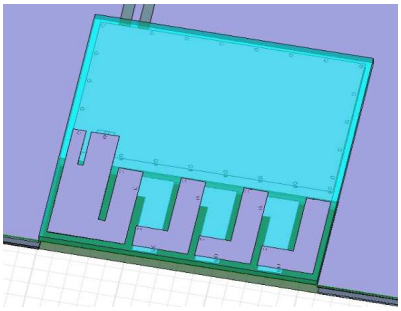


FIG. 4.1 – Configuration 1 - Allongement de l'antenne selon l'axe y

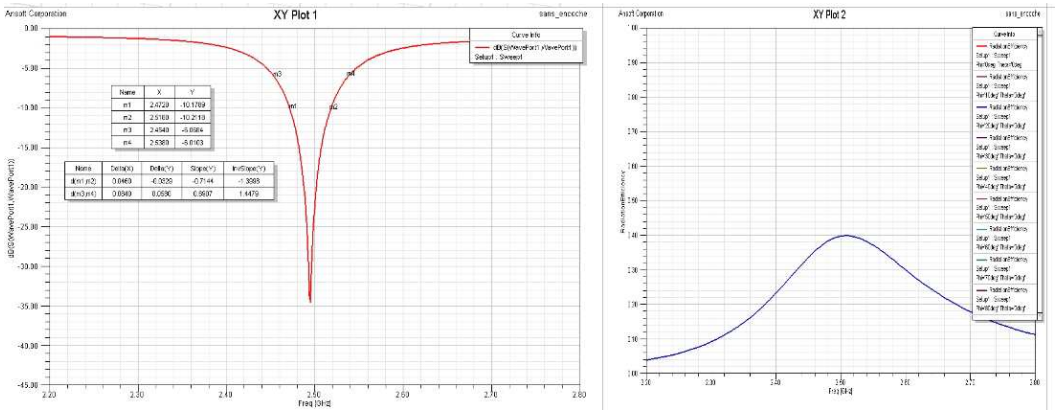


FIG. 4.2 – Résultats de simulation HFSS de la configuration 1

Encombrement de l'antenne (mm^2)	8 x 3
Fréquence de résonance (GHz)	2,49
S_{11} minimum (dB)	-34
Bande passante absolue (MHz)	84
Bande passante relative (%)	3,4
Efficacité rayonnée (%)	40

Tab. 4.1 – Résultats de simulation HFSS de la configuration 1

Configuration 2 :

Suite aux bons résultats obtenus en agrandissant l'antenne, une étude paramétrique a été réalisée pour trouver la taille maximale de l'antenne selon l'axe y. Sur cette configuration (figure 4.3), nous étudions également l'effet de l'agrandissement de l'encoche des plans de masse du PCB. Ces éléments n'étant pas infinis, ils participent au rayonnement, et peuvent perturber l'antenne du fait de leur proximité en certains points. Les résultats confirment les observations précédentes (figure 4.4). L'agrandissement global de l'antenne permet d'améliorer son efficacité rayonnée et sa bande passante. L'encoche élargie participe à l'amélioration de l'efficacité rayonnée (tableau 4.2). Nous avons atteint ici les limites de la structure avec cette taille de module (8 x 8 mm^2). En agrandissant encore la taille de l'antenne selon l'axe y sans toucher à l'axe x et sans augmenter la taille totale du module, les performances se dégradent rapidement. Ce phénomène peut s'expliquer par la réduction trop importante du plan de masse, notamment lorsque sa dimension selon l'axe y devient inférieure à 4 mm.

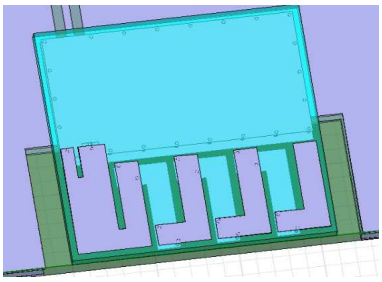


Fig. 4.3 – Configuration 2 - Allongement maximum de l'antenne selon l'axe y

Encombrement de l'antenne (mm^2)	8 x 3,5
Fréquence de résonance (GHz)	2,51
S_{11} minimum (dB)	-27
Bande passante absolue (MHz)	93
Bande passante relative (%)	3,7
Efficacité rayonnée (%)	49

Tab. 4.2 – Résultats de simulation HFSS de la configuration 2

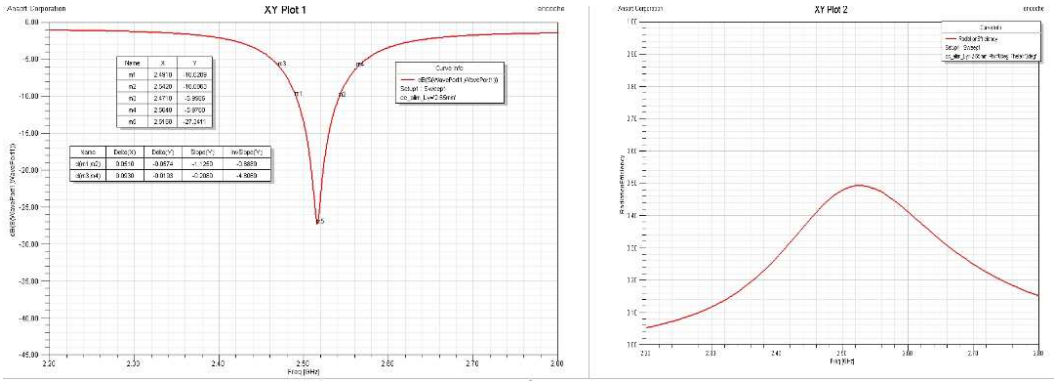


FIG. 4.4 – Résultats de simulation HFSS de la configuration 2

Configuration 3 :

Une autre façon d'agrandir l'antenne est de modifier les dimensions totales du module selon l'axe x uniquement (figure 4.5). Avec un AiP de 10 x 8 mm^2, l'antenne peut s'étendre sur 2 mm de plus selon l'axe x. Il suffit alors d'utiliser les méthodes décrites dans la configuration 1 pour régler la fréquence et élargir au maximum les pistes métalliques. L'élargissement de l'encoche du PCB est conservé puisqu'il améliore les résultats. Là encore, la bande passante est élargie et l'efficacité rayonnée améliorée (figure 4.6). La technique d'agrandissement de l'antenne est donc efficace (tableau 4.3). Elle permet par ailleurs de réduire la sensibilité aux variations de fabrication (les pistes plus larges sont moins sensibles à des variations typiques de quelques microns). Le principal inconvénient est la réduction de l'espace disponible pour les composants internes dans le module.

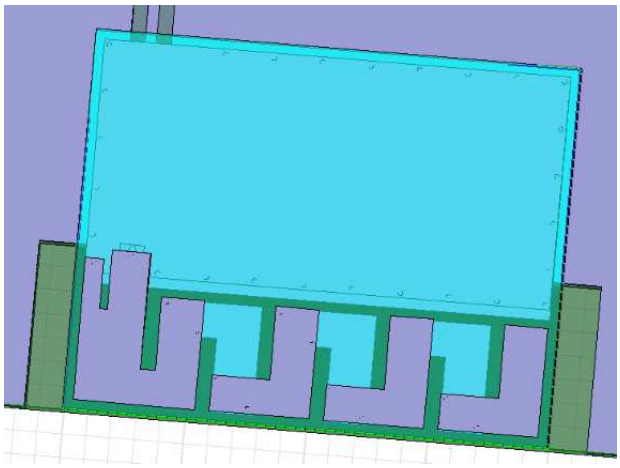


FIG. 4.5 – Configuration 3 - Allongement de l'antenne selon l'axe x

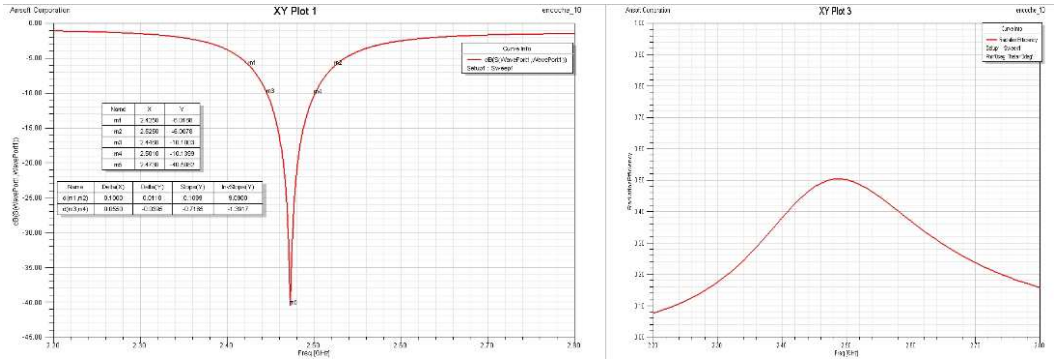


FIG. 4.6 – Résultats de simulation HFSS de la configuration 3

Encombrement de l'antenne (mm^2)	10 x 2,7
Fréquence de résonance (GHz)	2,47
S_{11} minimum (dB)	-40
Bande passante absolue (MHz)	100
Bande passante relative (%)	4,0
Efficacité rayonnée (%)	50

TAB. 4.3 – Résultats de simulation HFSS de la configuration 3

Configuration 4 :

En augmentant encore les dimensions selon l'axe x (figure 4.7), on constate bien que la règle d'amélioration des performances par augmentation des dimensions est là encore confirmée, avec une bande passante élargie et une efficacité rayonnée supérieure à 50 % sur toute la bande (figure 4.8 et tableau 4.4).

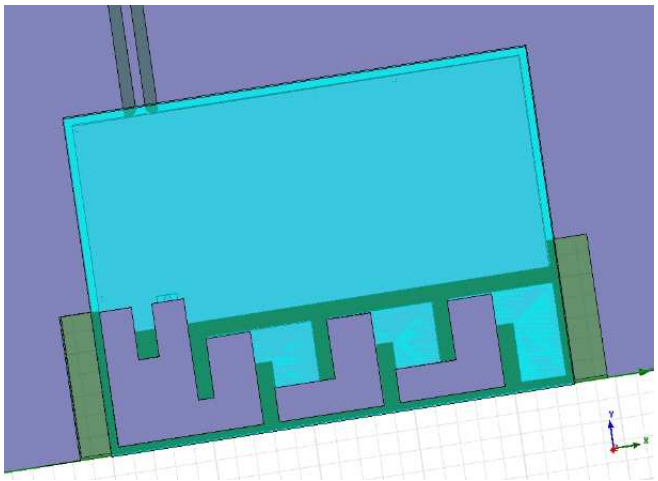


FIG. 4.7 – Configuration 4

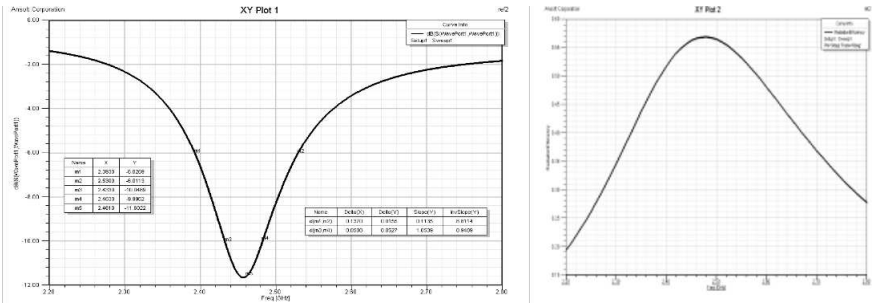


FIG. 4.8 – Résultats de simulation HFSS de la configuration 4

Encombrement de l'antenne (mm^2)	11,5 x 2,2
Fréquence de résonance (GHz)	2,46
S_{11} minimum (dB)	-12
Bande passante absolue (MHz)	137
Bande passante relative (%)	5,6
Efficacité rayonnée (%)	57

TAB. 4.4 – Résultats de simulation HFSS de la configuration 4

4.1.3 Panel de structures de référence

Afin de proposer un panel de structures de référence, cette étude paramétrique a été poursuivie en utilisant des dimensions variées. Chaque structure est optimisée pour présenter la meilleure bande passante possible à -6 dB. Le tableau 4.5 permet de mettre en valeur les performances optimales atteignables avec la structure de référence, pour une dimension donnée.

Longueur (mm)	8	8	8	10	10	11,5	11,5
Largeur (mm)	2,2	3	3,4	2,7	3,5	2,2	2,4
Surface (mm^2)	17,6	24	27,2	27	35	25,3	27,6
Fréquence de résonance (GHz)	2,50	2,49	2,51	2,47	2,45	2,46	2,49
Bande passante absolue (MHz)	79	84	93	100	145	137	148
Bande passante relative (%)	3,2	3,4	3,7	4,0	5,9	5,6	5,9
Efficacité rayonnée (%)	20	40	49	50	63	57	58

TAB. 4.5 – Panel de structures de référence

Toujours dans l'optique de réduire les pertes par effet Joule, il est possible d'ajouter des vias de connexion grâce à l'agrandissement des surfaces métalliques en vis à vis. En effet, la distance minimale entre deux vias est imposée par le processus de fabrication. Avec des largeurs de pistes de l'ordre de $0,4$ mm, seuls deux vias peuvent être placés côte à côte. En agrandissant les surfaces à connecter, par exemple avec $0,6$ mm de côté, il devient possible de placer quatre vias à chaque changement de couche du méandre. Cette méthode a été testée sur les structures précédentes et montre dans tous les cas une légère amélioration d'efficacité rayonnée. Le phénomène est tout de même nettement moins flagrant que lors de l'élargissement des

pistes métalliques. Cette différence peut s'expliquer par la faible distance parcourue par les courants dans les vias par rapport à la distance totale.

D'une manière générale, nous avons bien prouvé que l'augmentation des dimensions, de la largeur des pistes et l'ajout de vias ont un impact positif sur les performances en bande passante et efficacité rayonnée de l'antenne, comme prévu par la théorie. Toutefois, ces techniques montrent rapidement leurs limites dans notre projet où chaque millimètre carré est important. Elles ne vont pas dans le sens de la miniaturisation. Il est donc nécessaire de trouver d'autres solutions pour améliorer les performances.

4.2 Description de nouvelles géométries

La structure de référence, constituée d'une antenne IFA avec bras rayonnant replié en méandres rectangulaires en trois dimensions est désormais suffisamment caractérisée. Toutes les études menées précédemment ont permis de l'optimiser au maximum et d'exploiter tout son potentiel. L'idée suivante est donc naturellement de chercher à modifier la structure géométrique de cette antenne, tout en conservant le principe quart d'onde avec une alimentation et un court-circuit. Le degré de liberté sera donc situé principalement au niveau du bras rayonnant (forme, sens, repliements, nombre de couches, largeur). Il s'agit d'un paramètre critique puisque sa modification entraîne un changement du trajet des courants, et donc des caractéristiques de l'antenne.

4.2.1 Forme 1 : méandres progressifs

L'objectif de cette forme (figure 4.9) est d'allonger le trajet des courants tout en gardant une largeur de pistes maximale afin d'augmenter l'efficacité rayonnée. Les résultats de simulation HFSS montrent que cet objectif est atteint, mais sans amélioration de la bande passante (figure 4.10 et tableau 4.6).

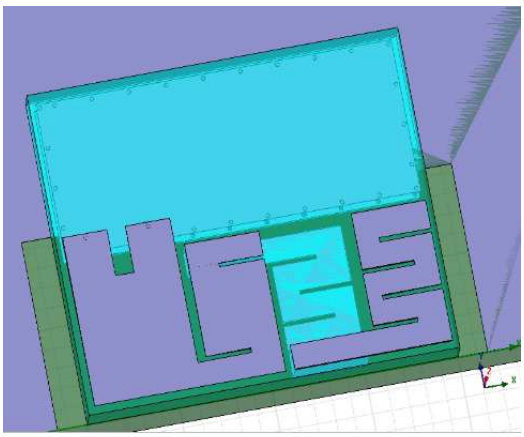


Fig. 4.9 – Forme 1

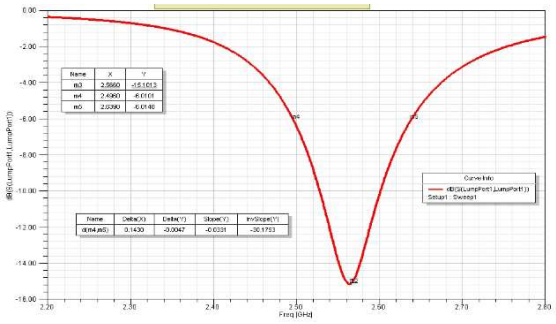


FIG. 4.10 – Résultats de simulation HFSS de la forme 1

Encombrement de l'antenne (mm^2)	10 x 3,5
Fréquence de résonance (GHz)	2,56
S_{11} minimum (dB)	-15
Bande passante absolue (MHz)	143
Bande passante relative (%)	5,6
Efficacité rayonnée (%)	68

TAB. 4.6 – Résultats de simulation HFSS de la forme 1

4.2.2 Forme 2 : élargissement progressif du bras rayonnant

L'idée ici (figure 4.11) est d'élargir les méandres au fur et à mesure afin d'offrir un dernier bras très large tout en réduisant les dimensions globales de la structure. On constate que les performances sont améliorées, tant en bande passante qu'en efficacité rayonnée par rapport à la structure de référence de taille identique (figure 4.12 et tableau 4.7).

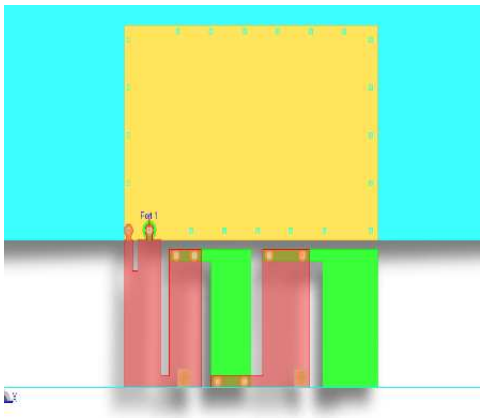


FIG. 4.11 – Forme 2

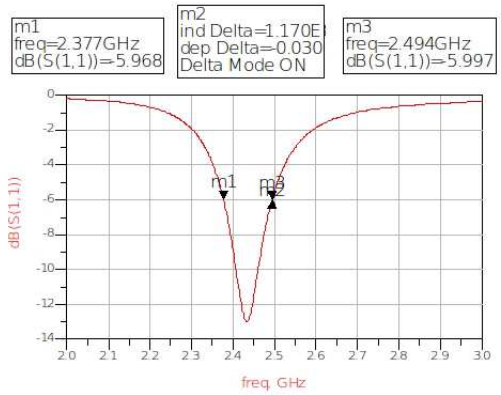


FIG. 4.12 – Résultats de simulation ADS de la forme 2

Encombrement de l'antenne (mm^2)	8 x 3,3
Fréquence de résonance (GHz)	2,44
S_{11} minimum (dB)	-13
Bande passante absolue (MHz)	117
Bande passante relative (%)	4,8
Efficacité rayonnée (%)	50

TAB. 4.7 – Résultats de simulation HFSS de la forme 2

4.2.3 Etude paramétrique sur l'évolution de la largeur du bras

D'après les simulations précédentes, la modification de la largeur du bras au fur et à mesure de sa longueur a un impact sur les performances dans certains cas. L'étude paramétrique suivante a pour but de préciser ce comportement pour le comprendre et l'exploiter au mieux. Cinq cas ont été étudiés, d'une forme extrême à l'autre (tableau 4.8). L'encombrement global de la structure est fixé à 8 x 3, 5 mm^2 pour ne pas influencer les résultats. Chaque structure a été optimisée pour résonner à 2, 45 GHz en jouant sur la longueur totale du bras.

Structure	1	2	3	4	5
Largeur en début de bras (mm)	1,8	1,4	1,1	0,9	**0,6**
Largeur en fin de bras (mm)	0,6	0,9	1,1	1,4	**1,8**
S_{11} minimum (dB)	-19	-18	-27	-14	**-21**
Bande passante absolue (MHz)	87	96	104	116	**125**
Bande passante relative (%)	3,6	3,9	4,2	4,7	**5,1**
Efficacité rayonnée (%)	46	48	50	53	**54**

TAB. 4.8 – Étude de l'impact de l'évolution de la largeur du bras rayonnant de l'antenne

Cette étude paramétrique met clairement en valeur l'amélioration des performances en bande passante et en efficacité rayonnée lorsque l'antenne se termine par un bras large. Ce comportement s'explique par analogie avec la méthode de la ca-

vité ([Ciais 2004]). Une cavité simple formée par un patch demi-onde comporte deux bords rayonnants. L'augmentation de la taille de ces bords rayonnants, en jouant notamment sur la largeur du patch, améliore les performances globales de l'antenne.

Dans le cas de notre antenne IFA de type quart d'onde, un seul bord est rayonnant. Il s'agit du côté circuit ouvert (*open ended*) du bras principal de la structure. L'autre côté de l'antenne est court-circuité. Ainsi, en augmentant la largeur du bras rayonnant côté circuit ouvert (en bout d'antenne), on agrandit le bord rayonnant, ce qui améliore les performances en bande passante et efficacité rayonnée.

4.2.4 Forme 3 : éloignement progressif du bras rayonnant

La présence du plan de masse interne est indispensable pour le fonctionnement des composants du module AiP, mais aussi pour l'antenne elle-même (court-circuit). Pourtant, sa présence à proximité directe de l'antenne (seulement $0,2\,\text{mm}$) perturbe son comportement, notamment en offrant un circuit direct pour les courants de retour en bout de bras rayonnant. L'objectif de cette forme (figure 4.13) est donc d'éloigner progressivement le bras rayonnant du plan de masse afin de limiter le phénomène. L'amélioration des performances constatée (figure 4.14 et tableau 4.9), essentiellement au niveau de la bande passante, témoigne du changement de comportement des courants. Pour une taille globale de structure antennaire identique, l'amélioration de bande passante atteint $30\,\%$.

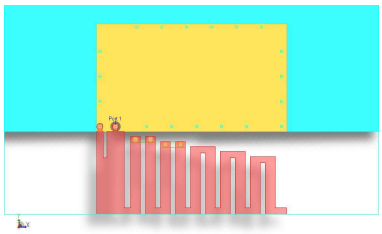


FIG. 4.13 – Forme 3

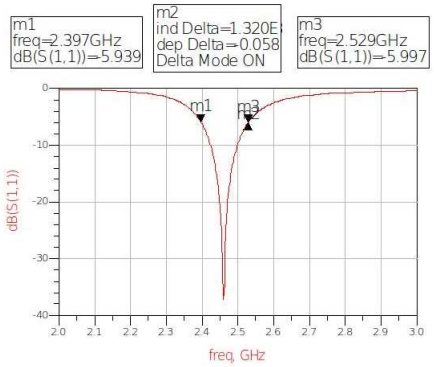


FIG. 4.14 – Coefficient de réflexion simulé de la forme 3 (simulation ADS)

Encombrement de l'antenne (mm^2)	8 x 3,5
Fréquence de résonance (GHz)	2,46
S_{11} minimum (dB)	-37
Bande passante absolue (MHz)	132
Bande passante relative (%)	5,4
Efficacité rayonnée (%)	49

TAB. 4.9 – Résultats de simulation ADS de la forme 3

Les nouvelles formes étudiées permettent effectivement d'améliorer les performances pour un encombrement donné. Cette étude confirme que l'augmentation des surfaces métalliques de l'antenne améliore l'efficacité rayonnée de la structure. Il a également été démontré que l'élargissement progressif du bras rayonnant permet de réaliser un bon compromis entre miniaturisation (premiers méandres fins, donc trajet des courants allongé) et efficacité rayonnée (dernier méandres larges). Enfin, nous avons vu que l'éloignement de l'extrémité de l'antenne par rapport au plan de masse empêche un retour direct des courants, ce qui améliore le comportement de la structure et ses performances en bande passante.

4.3 Modification structurelle de l'antenne IFA

Une technique innovante exploitant un brevet de la société a été appliquée sur ces structures. Elle améliore à la fois la miniaturisation et les performances en bande passante de toutes les antennes étudiées depuis le début. Pour des raisons de confidentialité, les structures géométriques ne seront pas montrées. Seuls les résultats seront exposés.

4.3.1 Nouvelles structures tirant parti de cette technique

Forme 4 : déploiement du bras rayonnant sur une unique couche

Afin de démontrer le gain de miniaturisation apporté par cette innovation, le bras rayonnant a été disposé sur une seule et unique couche. La réduction de longeur du bras selon l'axe z est ici compensée par l'ajout d'un méandre complet en bout d'antenne. L'espace occupé est donc le même, mais les performances devraient augmenter du fait de la suppression des éléments résistifs constitués par les vias de connexion.

Encombrement de l'antenne (mm^2)	8 x 4
Fréquence de résonance (GHz)	2,38
S_{11} minimum (dB)	-13
Bande passante absolue (MHz)	143
Bande passante relative (%)	6,0
Efficacité rayonnée (%)	43,5

TAB. 4.10 – Résultats de simulation ADS de la forme 4

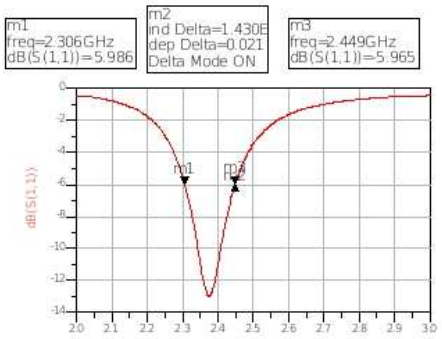


FIG. 4.15 – Coefficient de réflexion simulé de la forme 4 (simulation ADS)

Les résultats (figure 4.15 et tableau 4.10) valident la nouvelle technique puisque les performances en bande passante n'en souffent pas, et sont même améliorées pour un encombrement total identique. Cependant, l'efficacité rayonnée n'est pas améliorée dans cette configuration. Ce phénomène montre que le repliement sur une ou plusieurs couches du bras rayonnant n'a pas d'impact majeur sur ce paramètre.

Forme 5 : méandres repliés en trois dimensions

Cette structure est constituée du bras rayonnant replié en trois dimensions de la forme d'origine, à laquelle on applique la nouvelle technique innovante. La longueur électrique ajoutée au bras principal par les vias de connexion permet de réduire l'encombrement selon l'axe y d'1 mm par rapport à la forme 4.

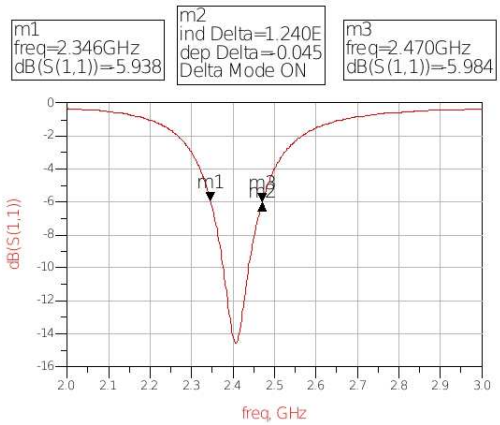


FIG. 4.16 – Coefficient de réflexion simulé de la forme 5 (simulation ADS)

La figure 4.16 et le tableau 4.11 mettent en valeur le gain de performances. Avec une bande passante de $5,1\,\%$ et une efficacité rayonnée correcte de $46\,\%$, cette structure antennaire est meilleure que toutes les formes étudiées précédemment pour un encombrement équivalent.

Encombrement de l'antenne (mm^2)	8 x 3
Fréquence de résonance (GHz)	2,41
S_{11} minimum (dB)	-14
Bande passante absolue (MHz)	124
Bande passante relative (%)	5,1
Efficacité rayonnée (%)	46

TAB. 4.11 – Résultats de simulation ADS de la forme 5

Forme 6 : repliement horizontal des méandres

Le nouveau degré de liberté offert par la technique innovante permet de replier le bras rayonnant selon l'axe x au lieu de y précédemment. Afin de simplifier les premières simulations, le bras principal se déplie uniquement sur la couche supérieure.

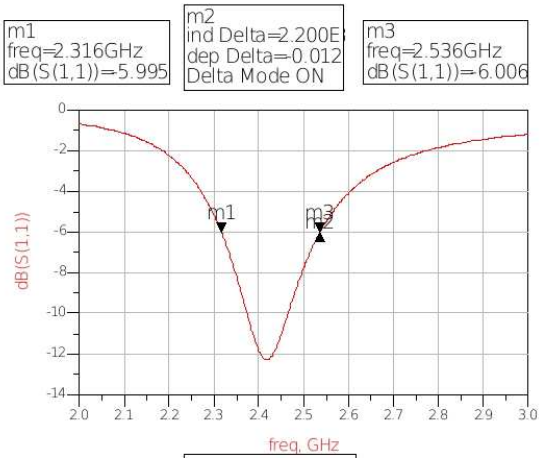


FIG. 4.17 – Coefficient de réflexion simulé de la forme 6 (simulation ADS)

Encombrement de l'antenne (mm^2)	8 x 3,5
Fréquence de résonance (GHz)	2,43
S_{11} minimum (dB)	-12
Bande passante absolue (MHz)	220
Bande passante relative (%)	9,0
Efficacité rayonnée (%)	50

TAB. 4.12 – Résultats de simulation ADS de la forme 6

Les résultats de simulation (figure 4.17 et tableau 4.12) sont révélateurs d'une nette amélioration de la bande passante de l'antenne, sans dégrader l'efficacité de rayonnement. Ces bonnes performances s'expliquent par l'éloignement maximal de l'extrémité du bras rayonnant (côté *open ended*) par rapport au plan de masse. Par analogie avec la méthode de la cavité ([Ciais 2004]), cette structure éloigne au maximum le bord rayonnant du plan de masse, ce qui provoque l'amélioration des performances. Par ailleurs, cet aspect est renforcé par les repliements intermédiaires qui "isolent" encore plus l'extrémité d'antenne du plan de masse. Cette forme

géométrique est la plus optimale pour exploiter au mieux ces phénomènes électromagnétiques. Elle est donc particulièrement adaptée pour notre objectif. La bande passante nécessaire pour les applications de type Bluetooth ou WiFi est d'ailleurs largement couverte sur cet exemple.

Forme 7 : miniaturisation de la forme 6

La structure a méandres horizontaux et nouvelle technique innovante offre les meilleurs résultats pour un encombrement de 8 x 3,5 mm^2. Afin de valider ce comportement pour des dimensions inférieures, l'antenne a été réduite proportionnellement pour occuper un espace de 8 x 2 mm^2. Le bras rayonnant est plus fin et les méandres plus rapprochés. Les performances pourront ainsi être comparées à l'antenne d'origine étudiée dans le chapitre précédent.

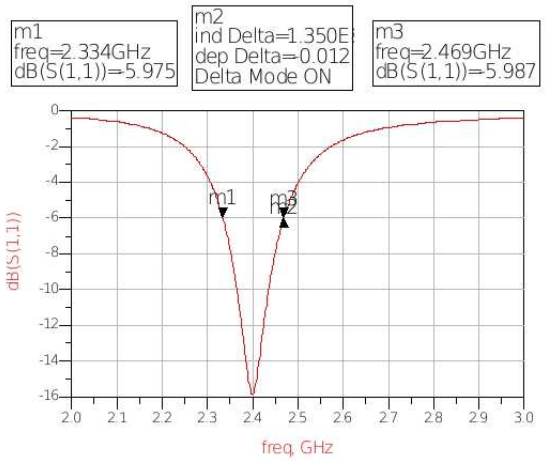


FIG. 4.18 – Coefficient de réflexion simulé de la forme 7 (simulation ADS)

Encombrement de l'antenne (mm^2)	8 x 2
Fréquence de résonance (GHz)	2,4
S_{11} minimum (dB)	-16
Bande passante absolue (MHz)	135
Bande passante relative (%)	5,6
Efficacité rayonnée (%)	40

TAB. 4.13 – Résultats de simulation ADS de la forme 7

Avec 135 MHz centrés à 2,4 GHz, la bande passante relative atteint 5,6 % (figure 4.18 et tableau 4.13). Cette valeur est quasiment doublée par rapport à l'antenne d'origine (bande passante relative de 3 %). La bande ISM est entièrement couverte avec des marges confortables de part et d'autre. Le niveau de performances atteint pour un faible encombrement de 8 x 2 mm^2 est très intéressant pour répondre aux besoins d'intégration en module.

4.3.2 Bilan des nouvelles structures antennaires

Grâce à la diversification opérée sur les formes géométriques des antennes et l'utilisation d'une technique originale, plusieurs nouvelles structures ont été entièrement caractérisées. Cette gamme aux performances et caractéristiques variées est un atout pour l'intégration en module de type SiP. Elle permet de disposer d'un panel de solutions à disposition du concepteur du module, qui pourra choisir la plus adaptée en fonction du cahier des charges.

Les figures 4.19 et 4.20 montrent les performances maximales en termes de bande passante relative et efficacité de rayonnement obtenues en fonction de l'espace occupé dans le module. Pour chaque cas, c'est la structure antennaire la plus performante qui a été retenue.

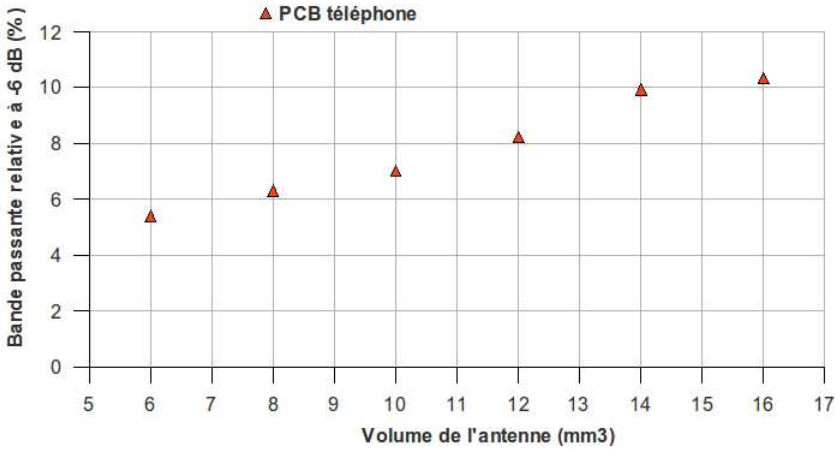


FIG. 4.19 – Bande passante relative obtenue dans le meilleur des cas en fonction de l'encombrement de l'antenne

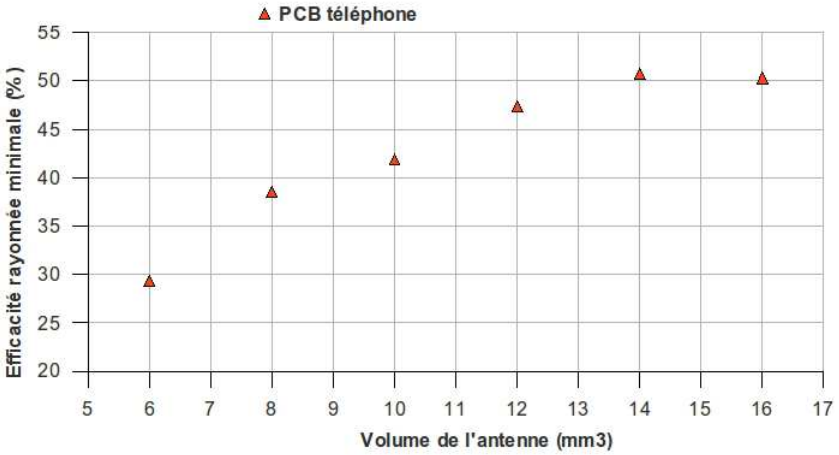


FIG. 4.20 – Efficacité rayonnée minimum dans la bande passante obtenue dans le meilleur des cas en fonction de l'encombrement de l'antenne

Ces résultats confirment clairement la règle observée depuis le début des travaux. Plus l'antenne est miniaturisée, plus ses performances se réduisent. Ces graphiques permettent d'établir une loi afin de connaître rapidement les performances atteignables en fonction du volume accordé à l'antenne.

4.4 Analyse des paramètres des antennes

Les travaux réalisés jusqu'à présent étaient basés sur un protocole fixe (PCB de taille fixe, support de test avec ligne d'alimentation, dimensions précises). Or les conditions réelles d'utilisation de ces modules seront très variées. Les antennes doivent fonctionner dans tous les cas de figure. Nous étudierons donc l'influence des différentes variations de paramètres possibles afin de les maîtriser et de proposer des solutions viables. Nous chercherons ensuite à expliquer les différences observées sur les nouvelles structures (orientation des méandres et forme de l'extrémité d'antenne) par rapport à l'antenne initiale. Ces paramètres sont essentiels et semblent jouer un rôle important dans l'amélioration des performances.

4.4.1 Influence de la taille du plan de masse

Le plan de masse joue un rôle primordial dans le domaine des antennes miniatures, comme en témoignent les nombreux travaux utilisant des tailles réduites de PCB ([Su 2007], [Rotaru 2008], [Yu 2009]), ou plus importantes, de type ordinateur portable ([Roach 2007]). Dans notre cas d'antennes de type IFA, il doit mesurer plusieurs fois la longueur d'onde afin de simuler un plan de masse idéalement infini. Cette contrainte indispensable est pourtant impossible à satisfaire dans des modules de type SiP qui mesurent typiquement quelques millimètres carrés. La solution utilisée consiste à tirer parti du plan de masse global de l'appareil sur lequel est soudé le module AiP. En effet, un System In Package n'est jamais utilisé seul. Il fait toujours partie d'un système plus vaste qui constitue la fonction électronique recherchée. On trouve notamment ce type de SiP dans des clés usb, des téléphones portables, des cartes de communication pour ordinateurs, des montres, etc. Naturellement, ces appareils ont des dimensions et des formes très variées, Les variations de taille de plan de masse qui en découlent peuvent donc influencer fortement le comportement de l'antenne. Afin de couvrir le maximum d'applications possibles, nous étudierons dans cette partie les résultats obtenus pour deux cas extrêmes de plans de masse : du plus petit, un format de clé usb standard, au plus encombrant, un format de téléphone portable (figures 4.21 et 4.22).

Toutes les structures d'antennes ont été simulées sur ces deux formats de plans de masse. Les figures 4.23 et 4.24 et le tableau 4.14 montrent les résultats de simulation ADS obtenus pour la forme 4 et la forme 6 réduite.

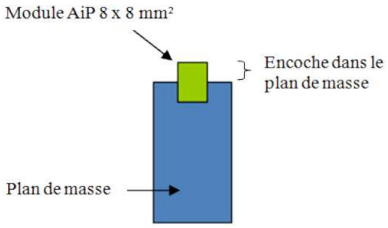


FIG. 4.21 – Module AiP sur PCB de format clé usb standard (15 x 28 mm^2)

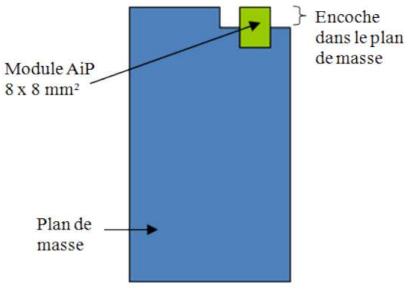


FIG. 4.22 – Module AiP sur PCB de format téléphone portable (40 x 80 mm^2)

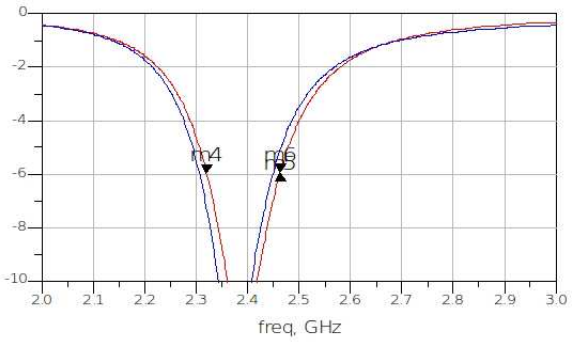


FIG. 4.23 – Coefficient de réflexion de la forme 4 sur plan de masse de type clé usb (en bleu) et téléphone portable (en rouge) (simulation ADS)

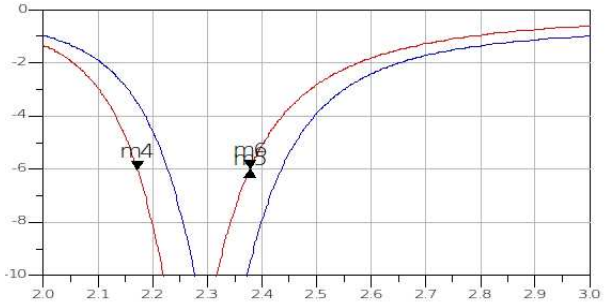


FIG. 4.24 – Coefficient de réflexion de la forme 6 réduite sur plan de masse de type clé usb (en bleu) et téléphone portable (en rouge) (simulation ADS)

	Forme 4		Forme 6 réduite	
	Clé usb	Téléphone	Clé usb	Téléphone
Fréquence de résonance (GHz)	2,38	2,37	2,27	2,33
S_{11} minimum (dB)	-13	-15	-16	-17
Bande passante absolue (MHz)	143	142	206	208
Bande passante relative (%)	6,0	5,9	9,0	8,9
Efficacité rayonnée (%)	43,5	44	41	42

TAB. 4.14 – Résultats de simulation ADS des formes 4 et 6 réduite sur différents types de plans de masse

On constate que la variation de taille du plan de masse a peu d'impact sur la forme d'antenne originale (forme 4). La bande passante varie de moins de 1 %. Par contre, l'antenne de forme 6, avec ses méandres repliés horizontalement, est plus perturbée. La variation de bande passante est également très faible, mais la fréquence de résonance subit un décalage plus important ($+2,6\,\%$). Cette différence de comportement peut être handicapante si la bande ISM n'est plus intégralement couverte.

Toutes les structures antennaires mises au point lors de nos recherches ont été simulées sur les deux types de plans de masse. Les résultats rassemblés sur les figures 4.25 et 4.26 confirment les premières observations. Le changement de taille de plan de masse a un impact sur la bande passante et l'efficacité rayonnée des antennes.

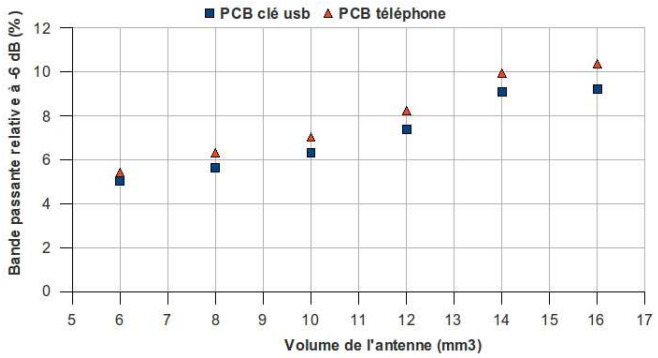


FIG. 4.25 – Bande passante relative obtenue dans le meilleur des cas en fonction de l'encombrement de l'antenne pour deux tailles de plans de masse

Afin de s'affranchir de ces effets et assurer le fonctionnement dans tous les cas de figure, il est donc indispensable de choisir des structures offrant une bande passante plus large que la bande requise par l'application. Dans le cas de la bande ISM, nous avons établi que la bande passante relative minimale à atteindre est de $5,5\,\%$ au lieu des $3,4\,\%$ requis (84 MHz à 2,44 GHz). On remarque qu'à partir d'un volume de $8\,\text{mm}^3$, toutes les structures satisfont ce critère. Les antennes plus petites peuvent toujours être utilisées pour des applications nécessitant une partie seulement de la bande ISM.

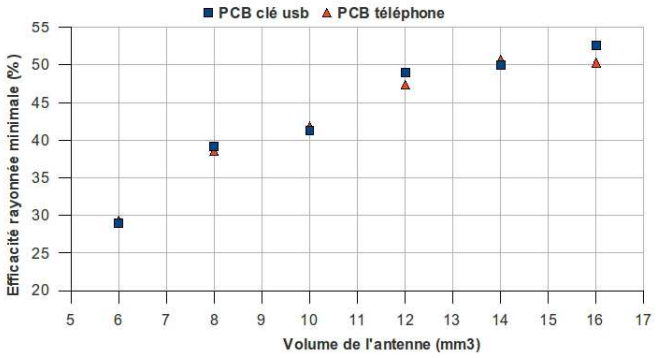


FIG. 4.26 – Efficacité rayonnée minimum dans la bande passante obtenue dans le meilleur des cas en fonction de l'encombrement de l'antenne pour deux tailles de plans de masse

4.4.2 Impact des tolérances de fabrication

Dans une moindre mesure que les variations de taille du plan de masse, les tolérances de fabrication du module AiP en lui-même peuvent avoir un impact sur les performances des antennes. A ce niveau de miniaturisation, chaque millimètre de la structure est important. Une variation entre deux modèles supposés identiques peut modifier les caractéristiques du module.

Typiquement, les fabricants qui exploitent la technologie LTCC donnent des tolérances de fabrication à +/-5 % au niveau des largeurs de pistes métalliques, de l'épaisseur des couches et de la distance entre les pistes. Afin de prendre en compte ces valeurs et de vérifier leur impact sur les performances des structures, plusieurs études paramétriques ont été réalisées. Par exemple, toutes les longueurs ont été augmentées de 5 %, ce qui rallonge le trajet des courants et diminue la fréquence de résonance tout en augmentant l'efficacité rayonnée de l'antenne. Ensuite, le cas inverse (-5 %), puis des combinaisons de variations ont été étudiées. Les cas extrêmes ont été isolés. Les résultats pour deux structures sont rassemblés dans le tableau 4.15.

	Forme 5			**Forme 6**		
Variations de fabrication	-5 %	**0**	+5 %	-5 %	**0**	+5 %
Fréquence de résonance (GHz)	2,43	**2,41**	2,40	2,46	**2,43**	2,41
S_{11} minimum (dB)	-15	**-14**	-14	-15	**-12**	-14
Bande passante absolue (MHz)	123	**124**	127	216	**220**	221
Bande passante relative (%)	5,1	**5,1**	5,3	8,8	**9,0**	9,2
Efficacité rayonnée (%)	43	**46**	47	48	**50**	51

TAB. 4.15 – Résultats de simulation ADS des formes 5 et 6 pour les cas extrêmes de tolérances de fabrication

D'après cette étude, les tolérances de fabrication ne sont pas très pénalisantes pour les performances des modules. Dans les cas extrêmes, la bande passante relative varie au pire de +/-0,2 points. L'effet est donc très faible par rapport aux variations

de taille de plan de masse relevées précédemment. Ce critère sera à prendre en compte uniquement dans le cas d'antennes très miniaturisées offrant une faible marge par rapport à la bande passante requise par l'application.

Quant à la variation de la permittivité du matériau céramique, elle est très faible (+/-4 %) et n'a pas d'influence sur les résultats.

4.4.3 Influence de l'environnement de l'extrémité d'antenne

La caractérisation des différentes structures étudiées a mis en valeur une forte sensibilité de l'extrémité de l'antenne. La modification de son orientation influence nettement les caractéristiques des antennes. Le tableau 4.16 compare les résultats de simulation d'antennes uniquement différenciées par l'orientation de leur dernier méandre et sa distance par rapport au plan de masse.

	Forme 1			**Forme 3**		
Distance extrémité - PDM (mm)	1,5	3	**0,2**	**3,2**	2	1
Fréquence de résonance (GHz)	2,72	2,64	**2,56**	**2,46**	2,4	2,36
S_{11} minimum (dB)	-17	-18	**-15**	**-37**	-28	-30
Bande passante absolue (MHz)	158	150	**143**	**132**	125	119
Bande passante relative (%)	5,8	5,7	**5,6**	**5,4**	5,2	5,0
Efficacité rayonnée (%)	71	70	**68**	**49**	46	44

TAB. 4.16 – Résultats de simulation ADS de structures différenciées par la distance plan de masse - dernier méandre

Les meilleures performances pour une forme donnée sont toujours obtenues lorsque le bras rayonnant se termine vers l'extérieur du module au lieu de l'intérieur (côté plan de masse). La zone d'extrémité d'antenne est manifestement la plus importante pour le rayonnement, la bande passante et l'efficacité rayonnée de la structure. Ce côté circuit ouvert est le principal point de rayonnement des courants. Le fait de l'éloigner au maximum du plan de masse permet de limiter les courants de retour et les pertes. La même étude étendue aux autres structures antennaires confirme ces résultats.

4.4.4 Étude comportementale selon l'orientation des méandres

La recherche de nouvelles structures antennaires plus performantes que la forme originale nous a amenés dans certains cas à replier les méandres de manière horizontale (côté long selon l'axe x) au lieu de la manière verticale (côté long selon l'axe y) étudiée dans le chapitre 3. Les résultats ont montré que cette technique améliore parfois assez nettement les performances en bande passante.

La distribution des courants permet d'expliquer ce phénomène. En effet, les courants de retour sur le plan de masse sont plus nombreux sur la structure à méandres verticaux. La forme géométrique veut que l'antenne soit en proximité directe du plan de masse (moins d'1 mm) à plusieurs reprises du début à la fin du bras rayonnant (6 fois dans l'exemple de l'antenne de référence). A chaque fois,

cette proximité provoque des pertes. Sur la forme à méandres horizontaux (repliés selon l'axe x), le bras rayonnant est en vis-à-vis du plan de masse sur ses premiers millimètres seulement ($7,6$ mm pour l'antenne modélisée précédemment). Tout le reste de la structure rayonnante est éloigné du plan de masse. Les courants de retour y sont donc moins forts, ce qui réduit considérablement les pertes.

Comme nous l'avons évoqué en traitant de l'importance du positionnement de l'extrémité d'antenne, la partie la plus importante pour le rayonnement et la bande passante se situe au bout de l'antenne. Logiquement, c'est donc bien la forme à méandres horizontaux qui permet d'isoler au maximum cette zone du plan de masse. Le maximum d'énergie est alors rayonnée. Tous les résultats confirment cette théorie et expliquent les différences de comportement entre les deux familles d'antennes.

4.5 Résultats de mesures

Afin de valider les résultats de simulation, toutes les structures améliorées, ainsi que les nouvelles formes et techniques ont été fabriquées. L'objectif étant de proposer une large gamme d'antennes adaptables à tout type de module AiP, de nombreuses dimensions différentes ont été produites (figures 4.27 et 4.28). La technologie LTCC utilisée pour la première série de prototypes a été conservée : substrat 7 couches, interconnexion par vias traversant. Les modules réalisés ont été soudés sur des PCB de type clé usb et téléphone portable grâce aux pads de soudure présents sur la dernière couche, tout autour du plan de masse (figures 4.29 et 4.30).

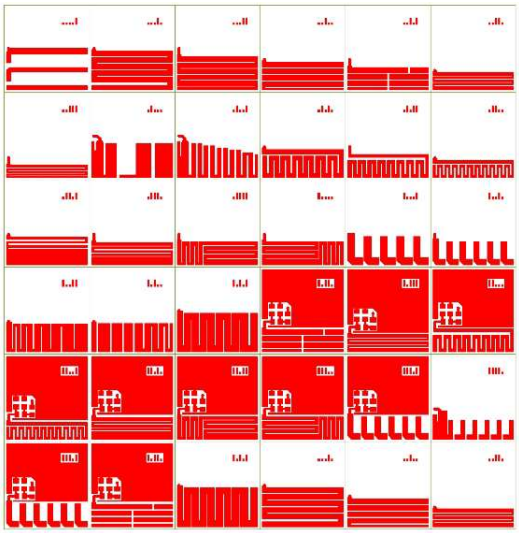


FIG. 4.27 – Panel de prototypes fabriqués - Vue de dessus

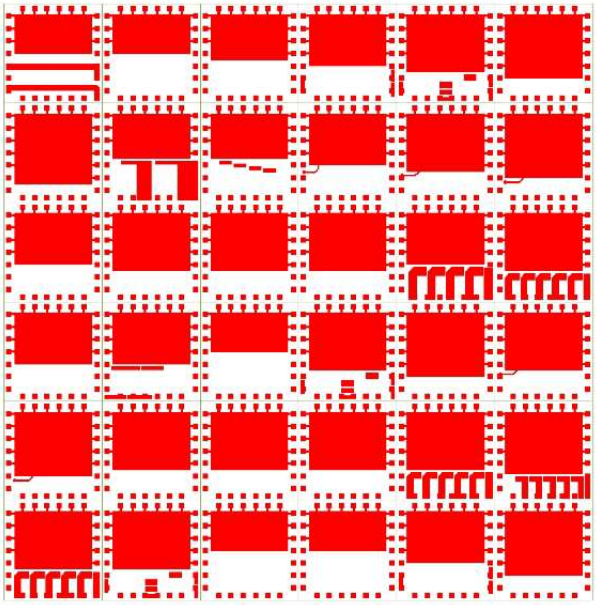


FIG. 4.28 – Panel de prototypes fabriqués - Vue de dessous

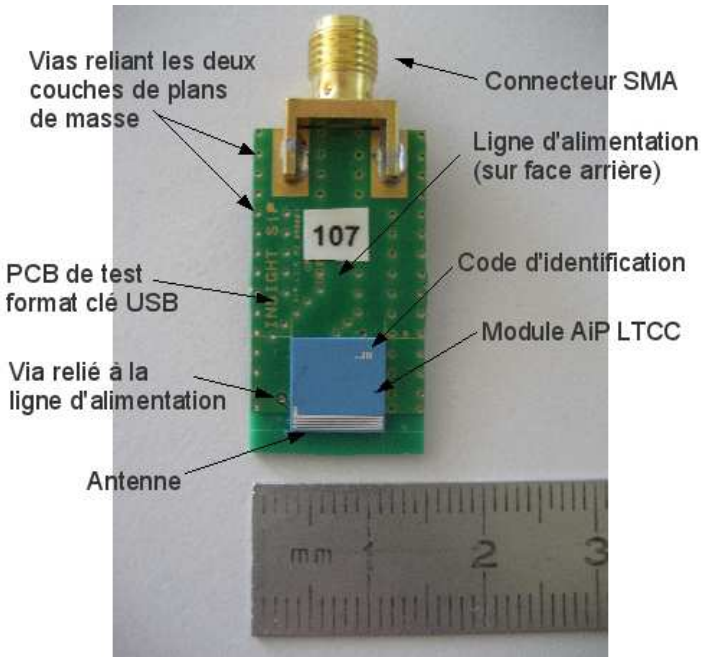


FIG. 4.29 – Photographie d'un prototype soudé sur un PCB de type clé USB



FIG. 4.30 – Photographie de plusieurs prototypes soudés sur deux types de PCB

4.5.1 Coefficient de réflexion et bande passante

La figure 4.31 rassemble quelques résultats de mesure du coefficient de réflexion à l'analyseur de réseaux pour des modules sur PCB de type clé usb.

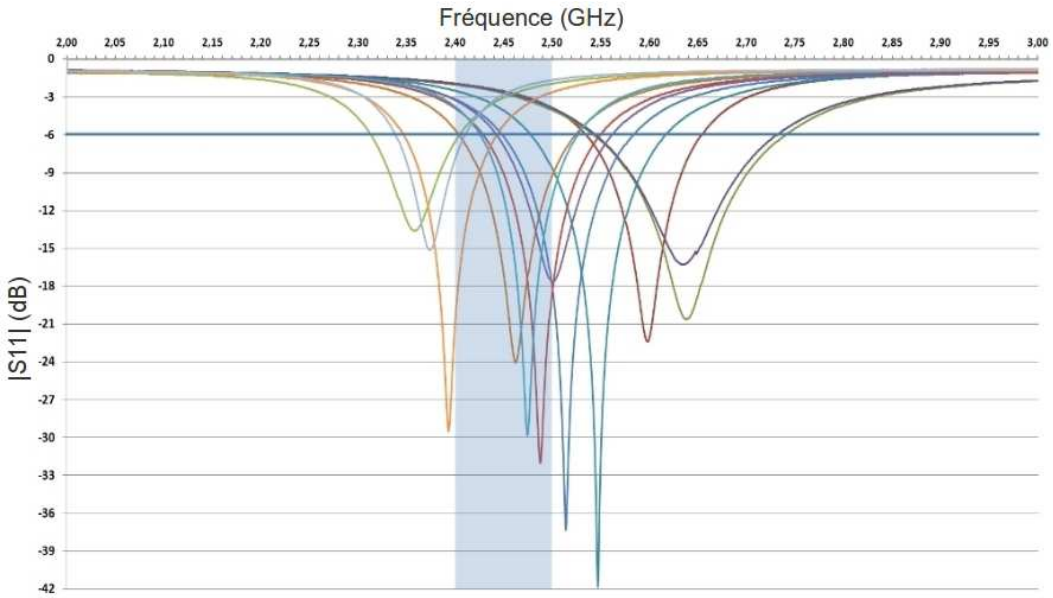


FIG. 4.31 – Coefficients de réflexion mesurés sur les prototypes

On constate sur ce graphique que la fréquence de résonance des antennes est très sensible et subit largement les effets de décalage induits par la fabrication et l'imperfection des modèles simulés. Alors que toutes les structures étaient optimisées pour une fréquence de 2, 4 GHz, on retrouve en mesure des résultats allant de 2, 35 GHz à 2, 65 GHz. Les différences de comportement s'expliquent par les différences fondamentales de structures (bras horizontaux, verticaux, nouvelle technique innovante) et confirment les phénomènes mis en valeur précédemment.

Antenne num.	**2**		**4**		**6**		**7**		**9**	
Taille (mm^2)	**8 x 4**		**8 x 3**		**8 x 2**		**8 x 1,5**		**8 x 3,5**	
Format de pcb	**usb**	**tél**	**usb**	**tél**	**usb**	**tél**	**usb**	**tél**	**usb**	**tél**
Fr (GHz)	2,64	2,59	2,55	2,53	2,51	2,49	2,49	2,49	2,5	2,47
S_{11} min (dB)	-20	-14	-42	-15	-37	-18	-32	-20	-18	-12
BP abs (MHz)	197	257	138	194	134	181	121	170	119	145
BP rel (%)	7,5	9,9	5,4	7,7	5,3	7,3	4,8	6,8	4,7	5,9

TAB. 4.17 – Coefficients de réflexion mesurés sur les prototypes sur deux tailles de pcb (format clé usb et téléphone portable)

Le tableau 4.17 compare les résultats obtenus pour certaines antennes sur les deux formats de PCB. On remarque que les phénomènes de décalage en fréquence en fonction de la taille du PCB mis en évidence lors des simulations se confirment. La variation de bande passante relative reste toutefois assez contenue (-2,4 points dans le cas le plus défavorable). La figure 4.32 illustre parfaitement ce phénomène. La fréquence de résonance varie clairement, mais la bande passante relative reste comparable. Elle est suffisamment large ici pour couvrir dans les deux cas une bande minimale de 6, 6 %. Cette antenne pourrait donc convenir aux applications exploitant la bande ISM. Il suffirait d'affiner l'optimisation de sa fréquence de résonance pour la rapprocher de 2, 45 GHz.

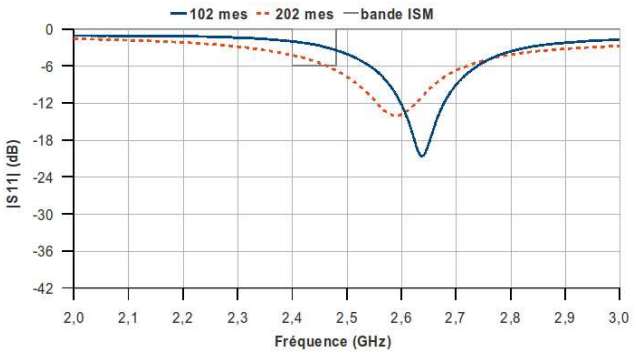


FIG. 4.32 – Coefficients de réflexion mesurés sur deux types de PCB pour l'antenne 2

D'une manière générale, tous les prototypes testés atteignent une bande passante relative d'au moins 4 %. Ils pourraient donc tous être utilisés pour des applications en bande ISM de type WiFi ou Bluetooth sous réserve que la structure antennaire puisse être optimisée pour avoir une fréquence centrale à 2, 45 GHz.

4.5.2 Gain et rayonnement

Bien entendu, la bande passante ne suffit pas à elle seule à garantir le bon fonctionnement d'antennes intégrées en modules SiP. Comme nous l'avons vu précédemment, ce type de solution extrêmement miniaturisée est essentiellement destiné à être embarqué dans un appareil mobile. Il est donc évident que l'antenne ne sera pas toujours positionnée de la même manière vis-à-vis de l'émetteur et du récepteur. Comme le module doit fonctionner dans n'importe quelle position dans l'espace, le diagramme de rayonnement est un paramètre important à caractériser. Les figures 4.33, 4.34 et 4.35 représentent le gain total de quelques antennes mesurées en chambre anéchoïde.

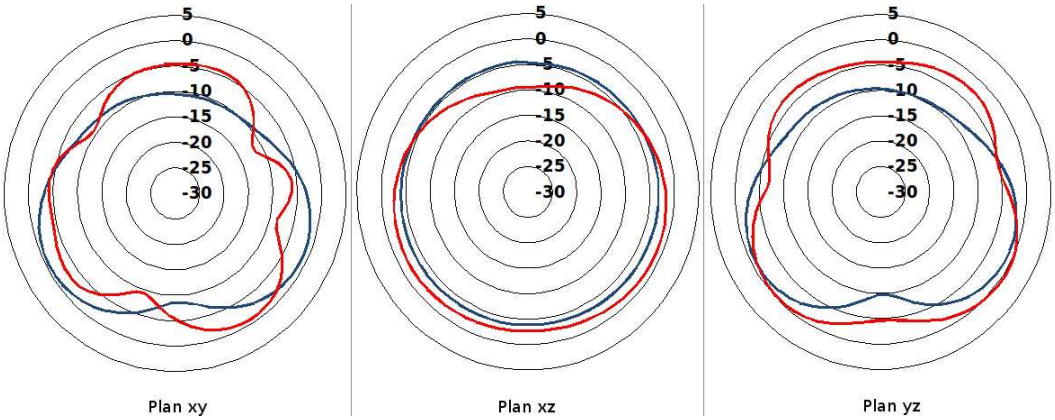


FIG. 4.33 – Gain total (dBi) mesuré sur deux types de PCB (en bleu : clé usb, en rouge : téléphone) pour l'antenne 2

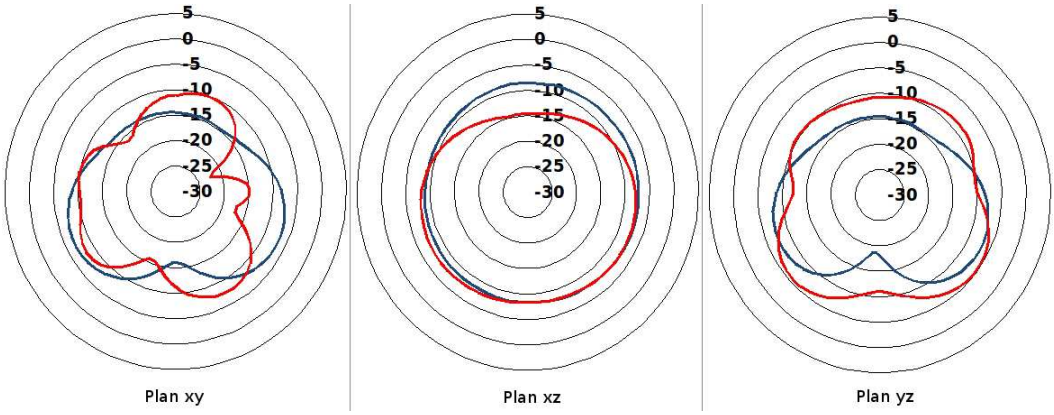


FIG. 4.34 – Gain total (dBi) mesuré sur deux types de PCB (en bleu : clé usb, en rouge : téléphone) pour l'antenne 7

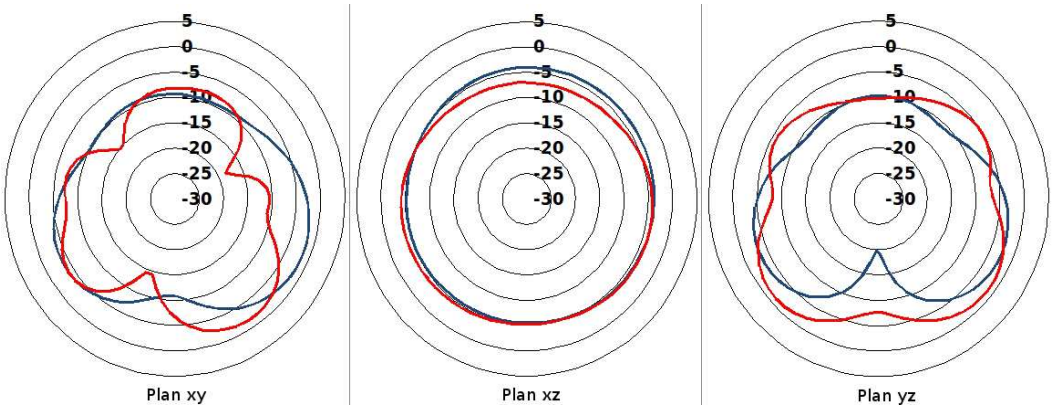


FIG. 4.35 – Gain total (dBi) mesuré sur deux types de PCB (en bleu : clé usb, en rouge : téléphone) pour l'antenne 9

D'après l'ensemble des mesures sur les prototypes, plusieurs constatations peuvent être faites. La réduction de la taille de l'antenne dégrade le diagramme de rayonnement et réduit le gain. Ces deux paramètres varient également en fonction de la forme de la structure antennaire. Enfin, le plan de masse de type téléphone portable déforme le diagramme de rayonnement en creusant certains angles pour former un solénoïde. Cette combinaison antenne et grand plan de masse semble donc agir comme un dipôle, le premier brin étant constitué par l'antenne et le second par le plan de masse. On ne retrouve pas ce phénomène sur le pcb de type clé usb. Globalement, les diagrammes de rayonnement restent quasi-omnidirectionnels, ce qui convient bien au cahier des charges de ces modules.

4.5.3 Efficacité rayonnée

De la même manière que la bande passante et le diagramme de rayonnement, l'efficacité rayonnée est un paramètre crucial pour ce type d'application. En effet, la majorité des appareils mobiles dans lesquels les modules AiP opéreront tirent leur énergie d'une batterie. Il est donc vital de préserver au maximum cette source d'énergie à tous les étages du système. Au niveau de l'antenne, une bonne efficacité de rayonnement en plus d'une bonne adaptation garantissent une réduction maximale de la dissipation d'énergie par pertes (effet Joule). L'efficacité totale (qui prend en compte les pertes par désadaptation) a été mesurée à l'aide du matériel Starlab de Satimo (figure 4.36). Le rayonnement est mesuré sur toute la sphère en trois dimensions. Les résultats sont ensuite intégrés pour déduire une multitude de paramètres.

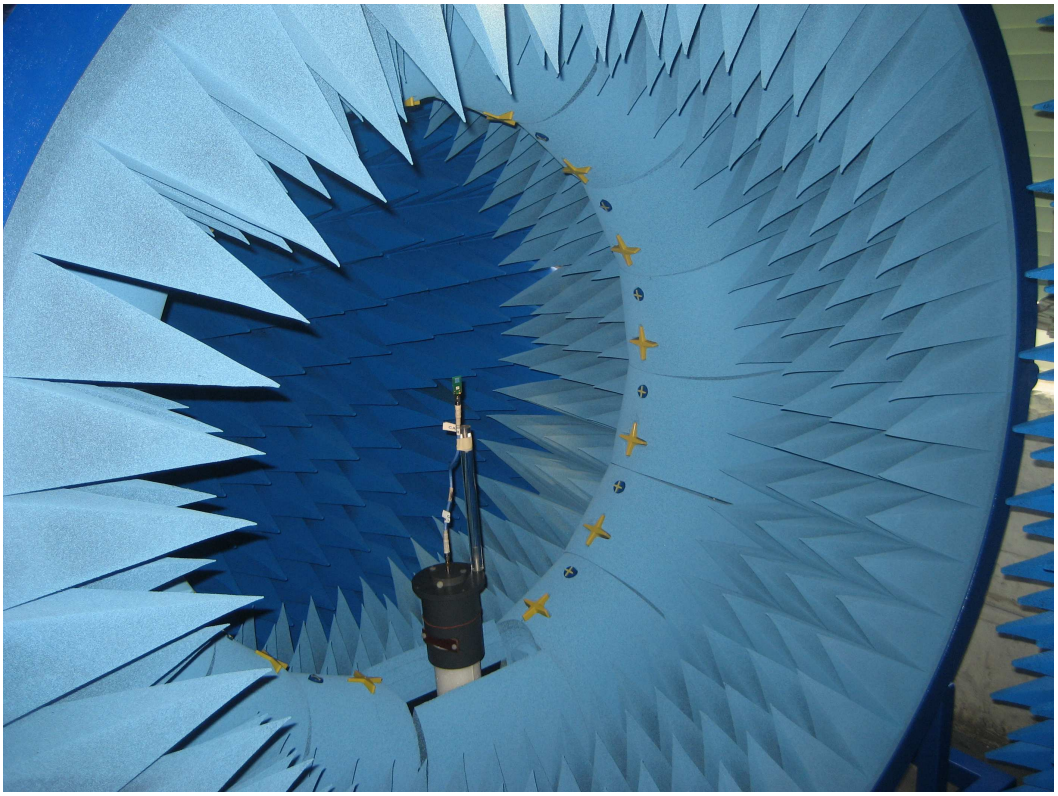


FIG. 4.36 – Antenne sur pcb de type clé usb en mesure dans la Starlab

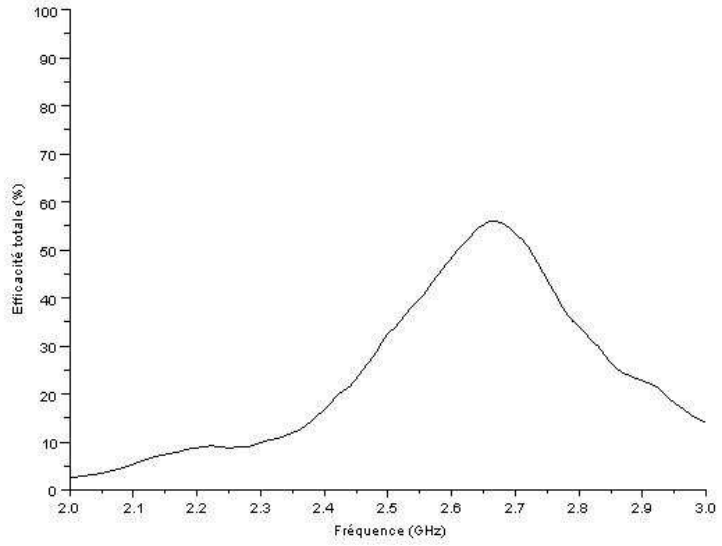


FIG. 4.37 – Efficacité totale mesurée pour l'antenne 2

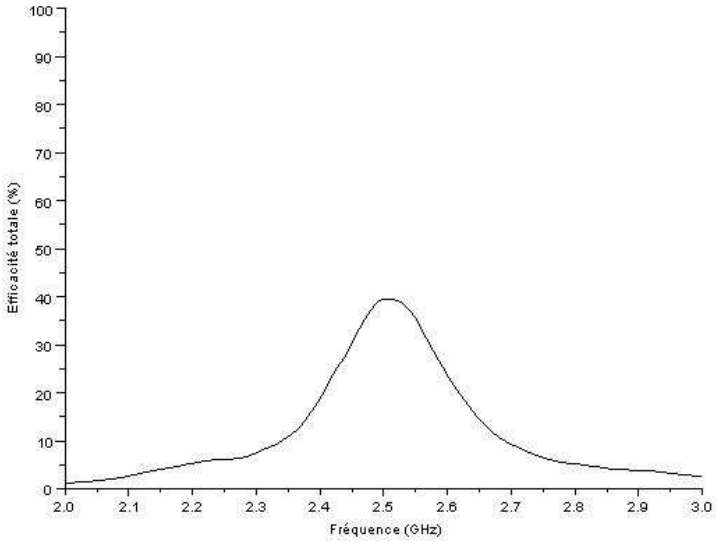


FIG. 4.38 – Efficacité totale mesurée pour l'antenne 9

Antenne num.	**2**		**4**		**6**		**7**		**9**	
Taille (mm^2)	**8 x 4**		**8 x 3**		**8 x 2**		**8 x 1,5**		**8 x 3,5**	
Format de pcb	**usb**	**tél**	**usb**	**tél**	**usb**	**tél**	**usb**	**tél**	**usb**	**tél**
Eff totale min (%)	50	47	42	40	38	36	32	30	35	34

TAB. 4.18 – Efficacité totale minimum mesurée dans la bande passante sur les prototypes sur deux tailles de pcb (format clé usb et téléphone portable)

On constate sur les résultats de mesure (figures 4.37 et 4.38, et tableau 4.18) que l'efficacité totale minimale dans la bande passante se situe pour la plupart des modules à plus de 35 %. Comme nous l'avons évoqué précédemment, ce paramètre est difficilement maîtrisable. Sa valeur découle à la fois de la structure de l'antenne et de la surface de métallisation. Pour l'améliorer, il faut généralement agrandir l'antenne. Dans notre optique de miniaturisation et d'intégration, nous estimons que la valeur relevée ici de 35 % est un bon compromis entre performance énergétique et encombrement. Cette valeur est sensiblement identique à la majorité des solutions d'antennes intégrées actuelles.

4.6 Conclusion

Afin d'améliorer les performances en bande passante et en efficacité du prototype AiP, plusieurs études focalisées sur l'antenne elle-même ont été réalisées dans ce chapitre. L'objectif est de proposer des solutions de structures antennaires adaptables à la plus grande variété possible d'objets communicants.

Le premier champ d'investigation a porté sur les dimensions de l'antenne. En relevant les valeurs limitant l'encombrement, nous avons démontré l'impact impor-

tant de la surface de métallisation sur la bande passante et l'efficacité rayonnée. Les résultats des études paramétriques ont permis de constituer une gamme complète d'antennes aux dimensions et performances variées. Afin de compléter cette gamme, diverses modifications géométriques ont été étudiées. Grâce à des structures avec un bras rayonnant à la largeur variable, un repliement en méandres selon un autre axe, ou encore une modification innovante, notre gamme d'antennes offre de multiples alternatives destinées aux concepteurs de modules.

Ces travaux ont également permis de mettre en valeur des phénomènes importants qui expliquent le comportement de ces antennes. Ainsi, l'extrêmité du bras rayonnant de l'antenne (côté circuit ouvert de la structure) est très sensible. Pour obtenir des performances maximales, il doit être le plus large possible et suffisamment éloigné du plan de masse. C'est donc la structure avec méandres repliés selon l'axe x qui offre les meilleurs résultats.

Par ailleurs, l'impact des tolérances et fabrication, et surtout de la taille du plan de masse de l'application finale a été quantifié. Grâce à ces recherches, les performances minimales à atteindre pour une application donnée ont été fixées de manière plus précise.

Enfin, une seconde série de prototypes a été frabriquée. Constituée de l'ensemble de la gamme optimisée, elle montre une grande variété de performances et confirme les phénomènes mis en valeur dans ce chapitre. On relève plusieurs structures possédant des caractéristiques en bande passante et efficacité suffisantes pour répondre au cahier des charges AiP. Elles sont donc prêtes pour une intégration en module SiP complet.

Chapitre 5

Intégration en module SiP complet

Sommaire

5.1 Description du module et des composants 102
5.1.1 Choix du substrat et cahier des charges 102
5.1.2 Architecture et schéma du module 103
5.2 Étude paramétrique et performances simulées 104
5.2.1 Coefficient de réflexion et bande passante 104
5.2.2 Distribution des courants et diagramme de rayonnement . . . 105
5.3 Tests sur prototypes 106
5.3.1 Description des prototypes 106
5.3.2 Caractérisation de l'antenne 108
5.3.2.1 Coefficient de réflexion 108
5.3.2.2 Diagramme de rayonnement 109
5.3.3 Mesure d'EiRP 112
5.3.4 Performances du système 115
5.4 Conclusion 116

Afin de répondre au besoin exprimé par ses clients sur la miniaturisation d'antenne, la société Insight SiP a mené plusieurs travaux de recherche et développement sur les modules AiP utilisant un substrat laminé de type FR4. L'expérience accumulée dans ce domaine a permis non seulement de proposer à ses clients des solutions d'antennes intégrées aux modules, mais aussi de mettre sur le marché plusieurs modules communicants dans la bande ISM utilisant le concept AIP ([Ciais 2010]).

L'étude de différents types d'antennes LTCC a permis d'aboutir à des performances améliorées. Comme expliqué dans le chapitre 4, certaines structures présentent des caractéristiques intéressantes pour être candidates à une application de modules communicants sur substrat LTCC.

Faute de temps, et en raison du coût très élevé des prototypes LTCC, l'aspect applicatif a été abordé en suivant de près le développement d'un module AIP sur laminé. Le but était de comprendre la méthodologie appliquée par l'équipe R&D d'Insight SiP dans les différentes phases de réalisation des produits AIP, afin d'être capable d'appliquer cette méthodologie aux antennes LTCC. Ainsi nous allons présenter en détail un exemple de miniaturisation et d'intégration d'une solution $2,4\,\text{GHz}$ d'un fabricant de chip (Nordic semiconductor).

5.1 Description du module et des composants

5.1.1 Choix du substrat et cahier des charges

Pour des raisons de besoin du marché au moment du développement du module complet, le substrat sélectionné est un multicouches laminé FR4. Cette technologie offre l'avantage d'une production de prototypes plus rapide et moins coûteuse qu'en technologie LTCC. Ce choix permettra également de montrer que les structures antennaires étudiées jusqu'à présent peuvent être adaptées à plusieurs supports en conservant leurs propriétés.

Le module complet devra répondre au cahier des charges suivant :
- dimensions : 12 x 8 x $0,2\,\text{mm}^3$
- espace réservé à l'antenne : 6 x 8 x $0,2\,\text{mm}^3$
- substrat : laminé FR4 ($\varepsilon_r = 4,9$, $tan\delta = 0,014$)
- bande passante minimale à couvrir : bande ISM de 2,4 à $2,484\,\text{GHz}$ ($3,4\,\%$)
- bande passante à couvrir avec marges : $6\,\%$
- adaptation : au minimum $-6\,\text{dB}$ sur la bande passante
- efficacité rayonnée : $> 40\,\%$

L'espace relativement important alloué à l'antenne par rapport aux solutions LTCC sera mis à contribution pour compenser le changement de substrat. En effet, du fait d'une permittivité plus faible du FR4 ($\varepsilon_r = 4,9$) par rapport au LTCC ($\varepsilon_r = 7,8$), les antennes doivent être proportionnellement agrandies pour obtenir la même fréquence de résonance.

Ce module remplacera une solution actuelle de référence fournie par la société Nordic Semiconductor et constituée d'une grande antenne imprimée sur un pcb et de composants séparés, le tout occupant un espace de 33 x 15 mm^2 (figure 5.1). Il doit atteindre au minimum les mêmes performances. Ce SiP est destiné à assurer la liaison RF entre des périphériques d'ordinateur en exploitant un protocole de communication propriétaire.

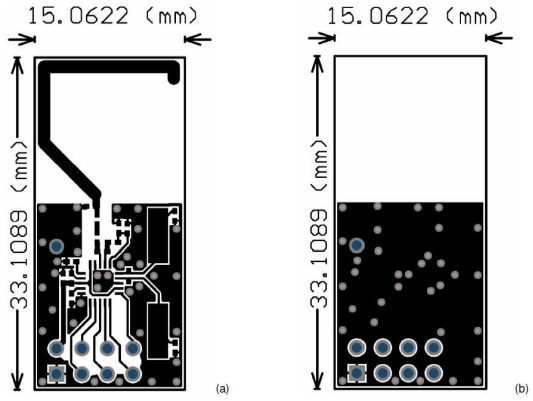


FIG. 5.1 – Solution de référence composée d'une grande antenne et d'un partie électronique. Vue de dessus (a) et vue de dessous (b).

5.1.2 Architecture et schéma du module

Grâce à l'expertise et au savoir faire d'Insight SiP, la partie électronique du module a été fortement miniaturisée pour occuper un espace de 6 x 8 mm^2. Elle comprend notamment un transceiver, un oscillateur et des composants montés en surface (CMS).

La partie antennaire a été optimisée pour répondre au cahier des charges. Elle s'inspire des antennes étudiées précédemment. Elle profite notamment de la technique innovante. Le bras principal est replié en méandres sur la couche supérieure. Sa largeur est maximisée afin d'optimiser l'efficacité rayonnée de l'antenne. Cette structure rayonnante est directement connectée à la partie électronique.

L'ensemble est encapsulé dans un module de type QFN (Quad Flat No-leads). Les pads de connexion se situent sur la couche inférieure du substrat, y compris sous l'antenne (figure 5.2). Ils permettent d'assurer l'équilibre mécanique du module après soudure. D'après les simulations, ils ne perturbent pas son fonctionnement. Enfin, les composants et l'antenne sont recouverts d'une résine de surmoulage permettant de protéger le système et lui donner un aspect final de module complet QFN d'épaisseur 1,45 mm. La permittivité de cette résine ($\varepsilon_r = 3$, $tan\delta = 0,02$) a été prise en compte dans toutes les simulations. Elle participe à la miniaturisation de l'antenne (d'après la formule 3.2) en augmentant la permittivité relative en contact avec la structure rayonnante.

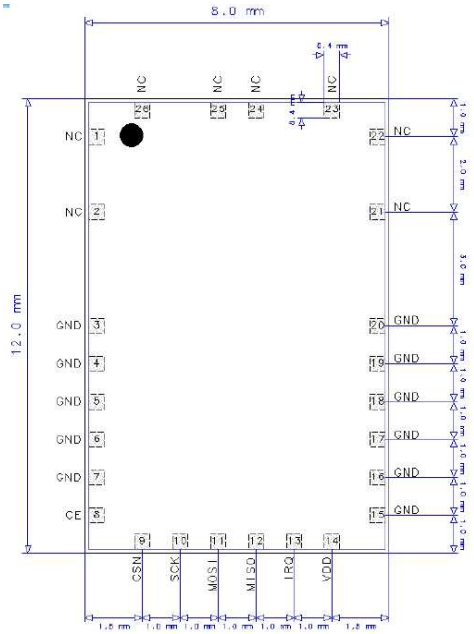


FIG. 5.2 – Pads de connexion du module QFN. Les pads 1, 2, 21, 22, 23, 24, 25 et 26 se situent sous l'antenne.

5.2 Étude paramétrique et performances simulées

5.2.1 Coefficient de réflexion et bande passante

Ce module étant destiné à plusieurs types d'appareils applicatifs, il est essentiel qu'il fonctionne sur plusieurs tailles de plan de masse. Comme pour les recherches sur les antennes LTCC, deux formats de PCB ont été retenus. De plus, une étude paramétrique a été réalisée pour déterminer l'impact de la position du module sur le grand plan de masse. L'objectif est de vérifier que le module peut être placé dans plusieurs positions différentes afin de ne pas donner trop de contraintes au concepteur de l'appareil.

Trois cas ont donc été étudiés pour cette antenne (figure 5.3) :
- PCB de type clé usb : 29 x 15 mm^2
- PCB de type téléphone portable config 1 : 100 x 40 mm^2, module sur bord court du plan de masse
- PCB de type téléphone portable config 2 : 100 x 40 mm^2, module sur bord long du plan de masse

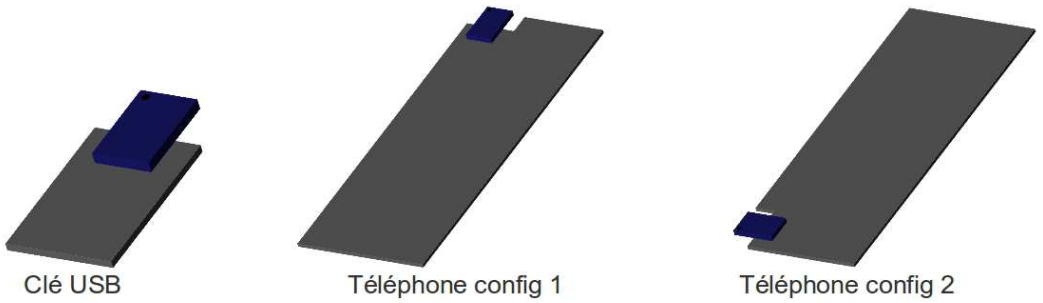


FIG. 5.3 – Trois configurations de PCB étudiées

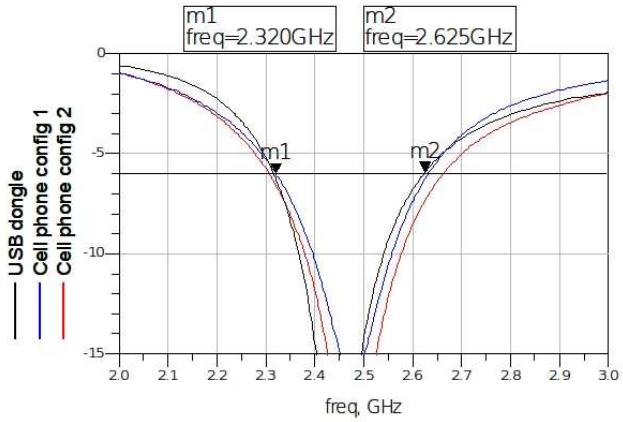


FIG. 5.4 – Coefficient de réflexion simulé en fonction des PCB utilisés

Les résultats de simulation montrent les décalages en fréquence et les différences de bande passante en fonction des PCB utilisés (figure 5.4). Comme pour les antennes sur LTCC, la taille de plan de masse influence ces paramètres. On constate toutefois que l'impact reste limité. La bande passante minimale couverte dans les trois cas de figure est de $12,3\,\%$ ($305\,\text{MHz}$ centrés à $2,47\,\text{GHz}$). La bande ISM est donc largement couverte dans tous les cas. La marge obtenue doit permettre de contenir les éventuelles variations de fabrication et erreurs de simulation.

5.2.2 Distribution des courants et diagramme de rayonnement

La figure 5.5 affiche le diagramme de rayonnement 3D pour l'antenne sur plan de masse de type clé USB à $2,5\,\text{GHz}$. Le comportement est sensiblement identique aux antennes similaires sur LTCC étudiées précédemment. Avec un rayonnement quasi-omnidirectionnel, le module sera capable de communiquer quelle que soit sa position dans l'espace par rapport à l'émetteur ou au récepteur. De plus, on remarque que les courants se concentrent bien dans l'antenne. L'éloignement du plan de masse est suffisant pour réduire au minimum les courants de retour et les pertes. Ces résultats

garantissent une bonne efficacité rayonnée. Le tableau 5.1 confirme cette hypothèse. L'efficacité de rayonnement est supérieure à 40 % dans plusieurs configurations.

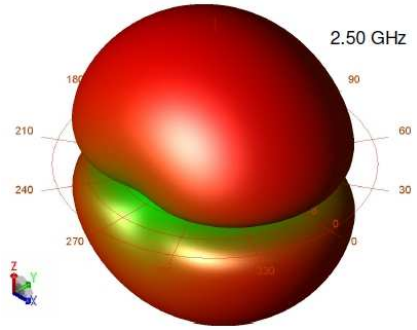


FIG. 5.5 – Diagramme de rayonnement 3D simulé de l'antenne intégrée dans le module

Format de pcb	**clé usb**	**tél config 1**	**tél config 2**
Efficacité rayonnée min dans la BP (%)	52	40	37
Gain total min dans la BP (dBi)	-0,1	-0,1	0

TAB. 5.1 – Efficacité totale minimum et gain total simulés dans la bande passante pour les trois formats de pcb

5.3 Tests sur prototypes

5.3.1 Description des prototypes

Afin de tester et caractériser totalement le module AiP, trois types de prototypes ont été fabriqués :

– **Module contenant uniquement la partie antennaire :** cette configuration (figures 5.6 et 5.7) permet de caractériser l'antenne en termes de bande passante, gain et efficacité de rayonnement. Une ligne microstrip adaptée à 50 Ω déporte l'alimentation du bras de l'antenne à un connecteur SMA sur le PCB. La connexion entre la couche supérieure du module et le PCB se fait par un via traversant et un des pads du package QFN.



FIG. 5.6 – Module contenant uniquement l'antenne, soudé sur un PCB de test de type clé USB

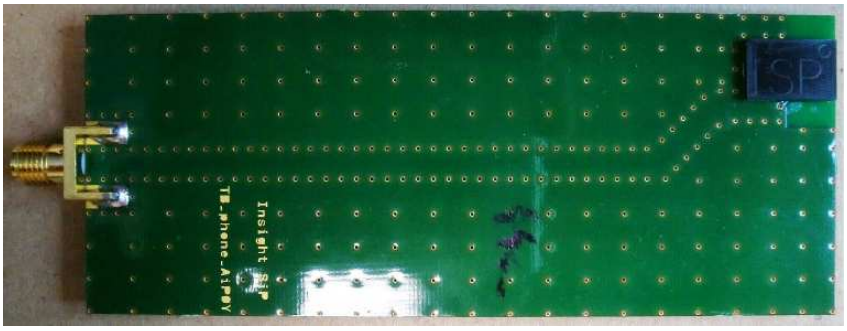


FIG. 5.7 – Module contenant uniquement l'antenne, soudé sur un PCB de test de type téléphone portable

– **Module contenant uniquement la partie électronique :** cette configuration (figure 5.8) est dotée de plusieurs points de tests afin de vérifier le fonctionnement de la partie électronique, les valeurs des composants CMS et les impédances d'entrée.

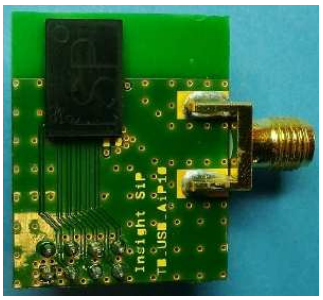


FIG. 5.8 – Module contenant uniquement la partie électronique, soudé sur un PCB de test

– **Module complet autonome (antenne et composants) :** il s'agit de l'objectif de notre projet de recherche (figure 5.9). Il nécessite uniquement une alimentation et un circuit de tests pour fonctionner de manière autonome. Il permettra de valider tous les résultats en montrant qu'une antenne très miniaturisée et directement intégrée dans un module peut atteindre des performances au moins identiques à un circuit éclaté et beaucoup plus grand.



FIG. 5.9 – Module complet, soudé sur un PCB de test de type clé USB

5.3.2 Caractérisation de l'antenne

5.3.2.1 Coefficient de réflexion

La première étape de test consiste à mesurer le coefficient de réflexion de l'antenne seule. Les résultats de mesure (figures 5.10 et 5.11) montrent une bande passante plus faible qu'en simulation, que ce soit sur le plan de masse de type clé USB ou téléphone portable. Avec $6,2\,\%$ dans le cas le plus défavorable, la bande passante exigée par le cahier des charges ($3,4\,\%$) de l'application ISM est toujours couverte avec suffisamment de marges.

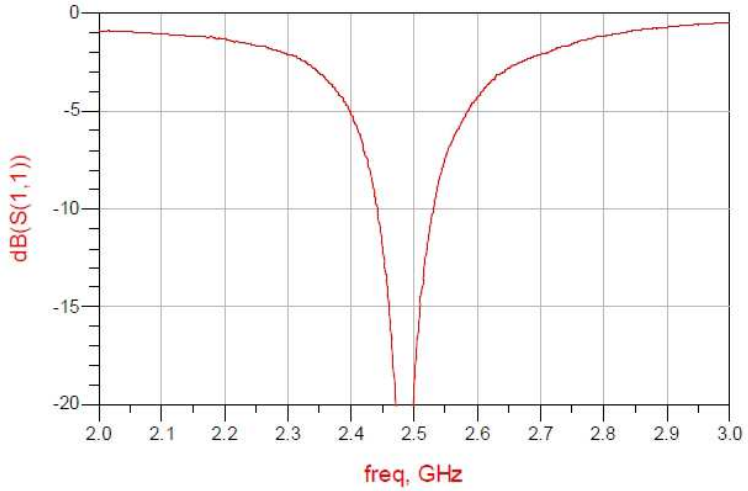


FIG. 5.10 – Coefficient de réflexion mesuré du module contenant uniquement l'antenne, soudé sur un PCB de test de type clé USB

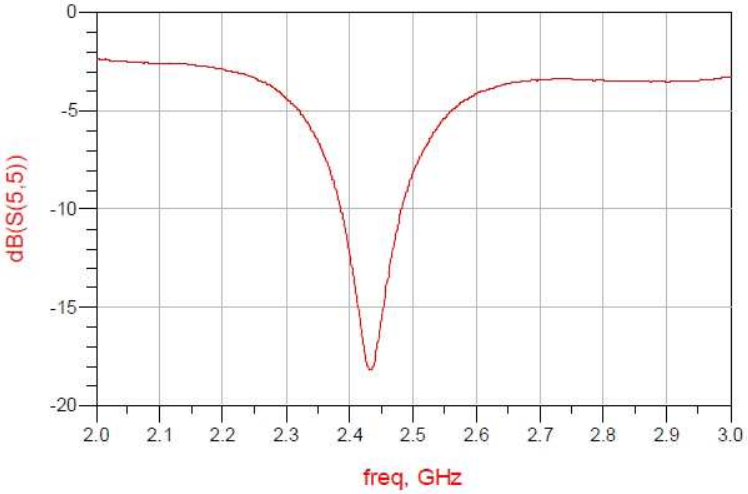


FIG. 5.11 – Coefficient de réflexion mesuré du module contenant uniquement l'antenne, soudé sur un PCB de test de type téléphone portable

On remarque toutefois que la fréquence centrale du prototype monté sur clé USB est trop décalée vers les hautes fréquences. La bande passante absolue à $-6\,\mathrm{dB}$ commence à $2,42\,\mathrm{GHz}$. Ce décalage s'explique, comme pour les prototypes LTCC, par l'imperfection du modèle simulé et les tolérances de fabrication. Ce problème peut facilement se corriger pour une future fabrication de prototype, par exemple en allongeant légèrement le bras rayonnant de l'antenne.

5.3.2.2 Diagramme de rayonnement

En ce qui concerne le gain total, on note également une certaine similitude de comportement par rapport aux antennes LTCC. L'antenne sur plan de masse de type téléphone portable (figures 5.15, 5.16 et 5.17) présente plus de déformations du diagramme de rayonnement que celle sur clé USB (figures 5.12, 5.13 et 5.14). Bien que le diagramme reste quasi omnidirectionnel, le gain total maximum est donc plus élevé avec le grand plan de masse. La valeur maximale, proche de $0\,\mathrm{dBi}$, est relevée dans le plan de l'antenne (plan XY).

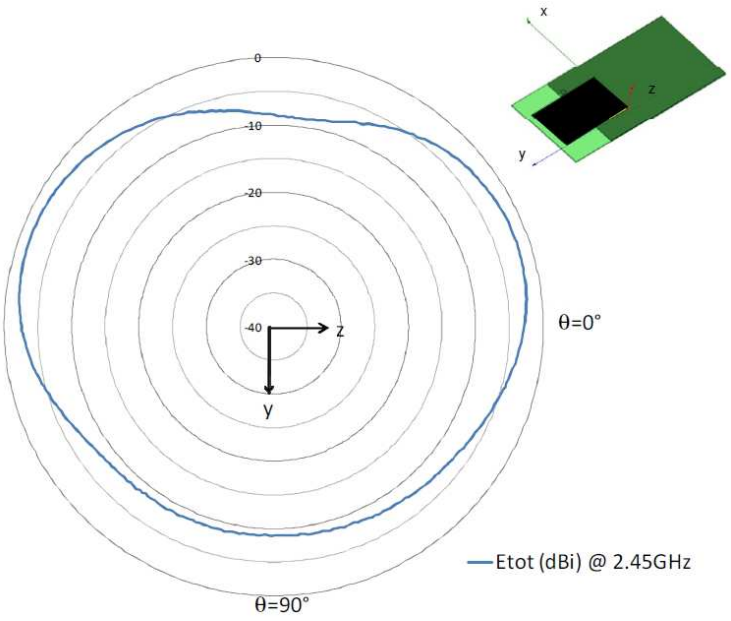


FIG. 5.12 – Gain total (dBi) dans le plan yz mesuré sur le PCB de type clé USB

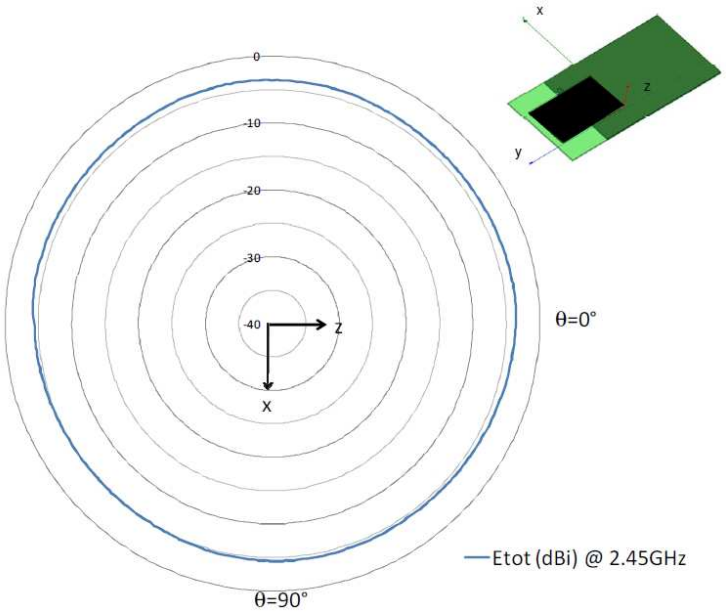


FIG. 5.13 – Gain total (dBi) dans le plan xz mesuré sur le PCB de type clé USB

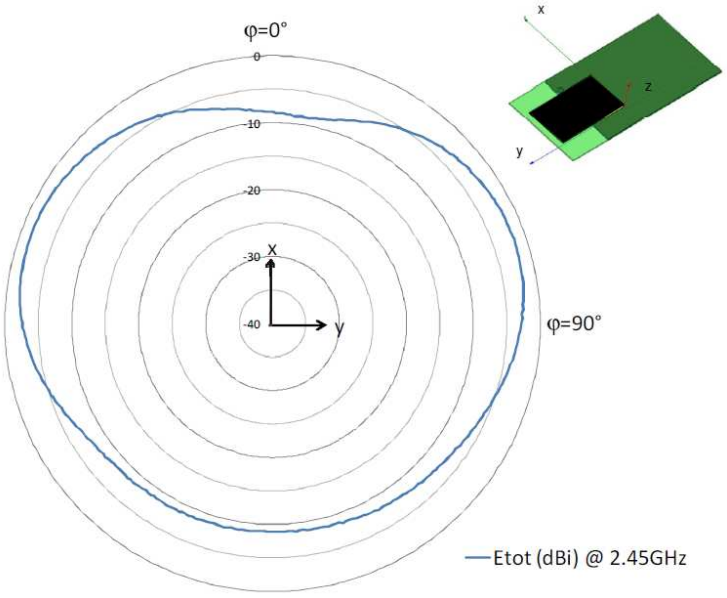


FIG. 5.14 – Gain total (dBi) dans le plan xy mesuré sur le PCB de type clé USB

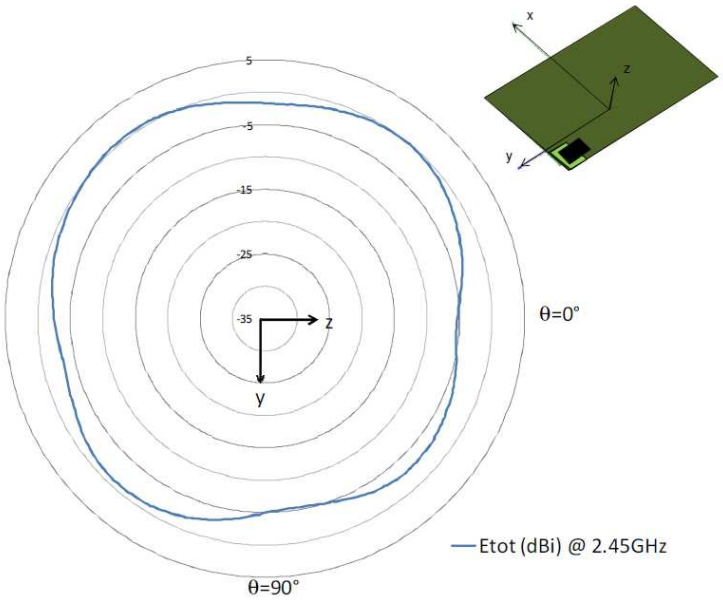


FIG. 5.15 – Gain total (dBi) dans le plan yz mesuré sur le PCB de type téléphone portable

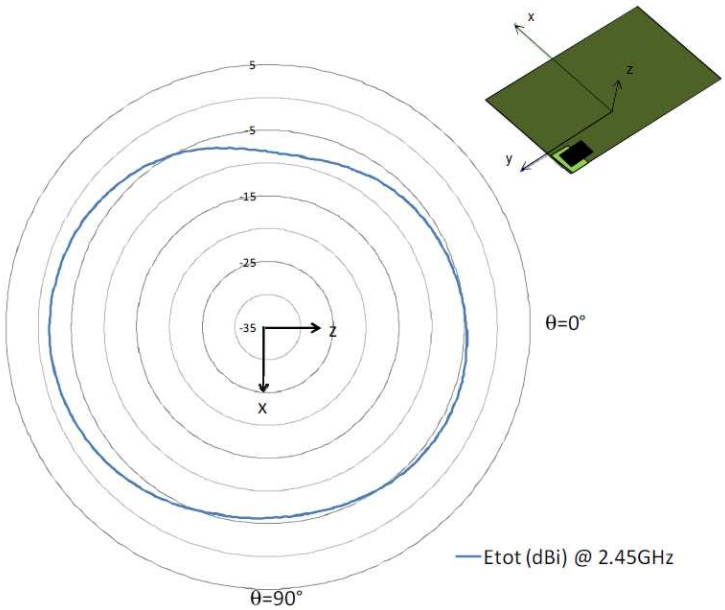


FIG. 5.16 – Gain total (dBi) dans le plan xz mesuré sur le PCB de type téléphone portable

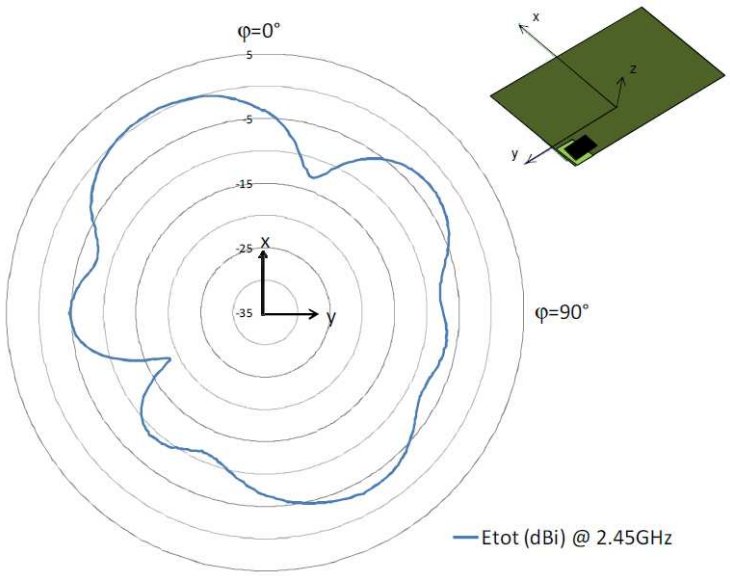


FIG. 5.17 – Gain total (dBi) dans le plan xy mesuré sur le PCB de type téléphone portable

5.3.3 Mesure d'EiRP

Les mesures sur les prototypes ne peuvent pas se limiter à la caractérisation de l'antenne seule. Il est indispensable de vérifier les performances et le comportement du module complet. Le paramètre le plus intéressant à mesurer pour répondre à ce besoin est l'EiRP du module (Effective Isotropic Radiated Power : puissance isotropique rayonnée effective, 5.1).

$$EiRP = P_t - L_c + G_a \tag{5.1}$$

Avec :
- P_t : puissance transmise à l'antenne d'émission (dBm)
- L_c : pertes dans les câbles (dB)
- G_a : gain de l'antenne (dBi)

Pour cela, nous avons mis au point un protocole de tests à base d'analyseur de spectre afin de relever la puissance reçue en chambre anéchoïde par une antenne calibrée. L'EiRP est ensuite calculée à partir de ces valeurs en utilisant la formule de Friis (5.2).

$$\frac{P_r}{P_t} = G_r G_t (\frac{\lambda}{4\pi R})^2 \tag{5.2}$$

Avec :
- P_r : puissance reçue par l'antenne de réception (W)
- P_t : puissance transmise à l'antenne d'émission (module AiP) (W)
- G_r : gain linéaire de l'antenne de réception
- G_t : gain linéaire de l'antenne d'émission (module AiP)
- R : distance entre les antennes (m)

Le module AiP est placé en phase d'émission continue à la fréquence de $2,45\,\text{GHz}$. Il est positionné sur un support multi-axes qui permet de lui faire réaliser une rotation complète de $360\,°$ pour caractériser les trois plans principaux. Toutes ces opérations (pilotage des axes mécaniques, mesure tous les $5\,°$, centrage et relevé du maximum de puissance à l'analyseur du spectre) ont été mises au point et automatisées. L'ensemble du processus est contrôlé par ordinateur à l'aide d'un programme Labview spécialement conçu.

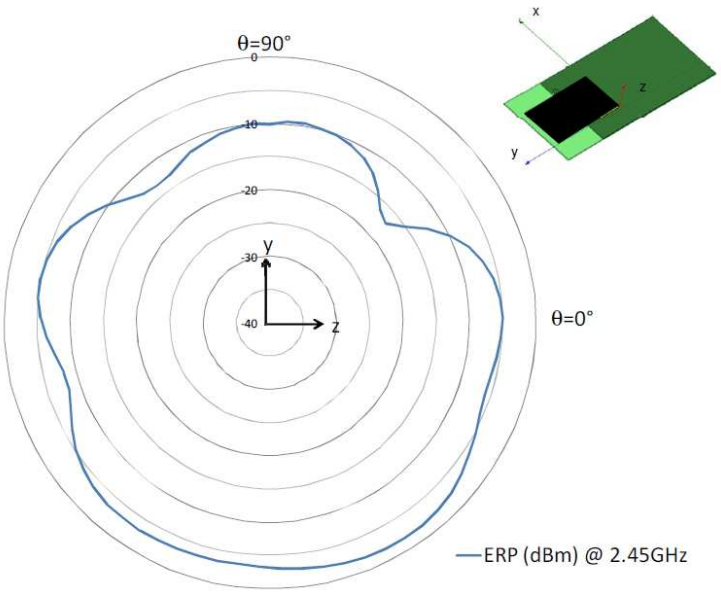


FIG. 5.18 – EiRP (dBm) dans le plan yz mesuré sur le PCB de type clé USB

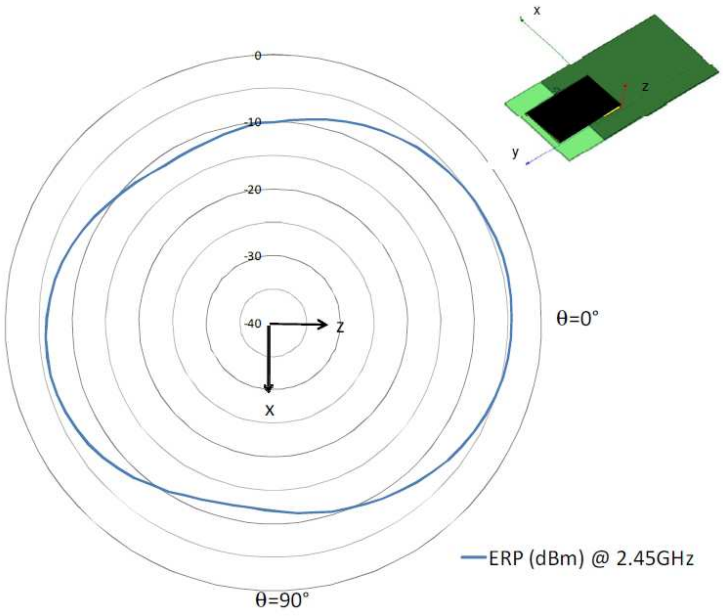


FIG. 5.19 – EiRP (dBm) dans le plan xz mesuré sur le PCB de type clé USB

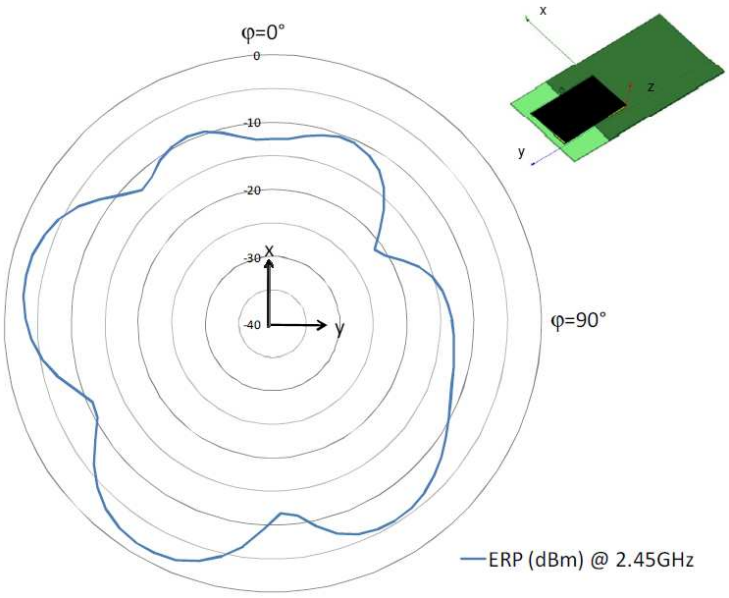


FIG. 5.20 – EiRP (dBm) dans le plan xy mesuré sur le PCB de type clé USB

Les résultats (figures 5.18, 5.19 et 5.20) montrent que l'EiRP maximum est supérieur à $-2\,\text{dBm}$. Les mêmes mesures ont été effectuées aux premières fréquences harmoniques du système afin de vérifier le niveau des éventuelles fuites de rayonnement. Elles doivent en effet être suffisamment atténuées pour ne pas perturber d'autres appareils. Les normes internationales fixent des limites à ne pas dépasser (ETSI : $-30\,\text{dBm}$, FCC : $-27\,\text{dBm}$). L'EiRP des fréquences suivantes a donc été mesurée :

- fréquence de travail du module : $2,45\,\text{GHz}$
- harmonique de rang 2 : $4,9\,\text{GHz}$ ($2,45\,\text{GHz}$ x 2)
- harmonique de rang 3 : $7,35\,\text{GHz}$ ($2,45\,\text{GHz}$ x 3)
- harmonique de rang 4 : $9,8\,\text{GHz}$ ($2,45\,\text{GHz}$ x 4)

Le cas le plus défavorable est relevé sur l'harmonique de rang 2 à $-44,4\,\text{dBm}$. Les normes sont donc respectées dans tous les cas. En outre, nous avons mesuré la fuite de l'oscillateur local, typiquement à la fréquence f_{LO} (5.3).

$$f_{LO} = \frac{8}{7}(2,45\,\text{GHz} + 2\,\text{MHz}) = 2,8\,\text{GHz} \tag{5.3}$$

L'EiRP maximum mesuré à cette fréquence s'élève à $-36,9\,\text{dBm}$. Elle est donc suffisamment filtrée pour éviter les perturbations.

5.3.4 Performances du système

Le tableau 5.2 rassemble les différents résultats de mesure réalisés sur les prototypes. Les mesures de gain, de bande passante et de coefficient de réflexion ont été réalisées sur le prototype contenant uniquement l'antenne. Les autres mesures concernent le module AiP complet. Toutes les caractéristiques sont meilleures que les exigences du cahier des charges. On note également que la portée (comprise entre 11 et 60 mètres) est plus importante que celle obtenue avec le circuit de référence (environ 10 mètres).

	Format de pcb	**Valeur mesurée**
Bande passante relative (%)	Clé USB	6,2
Bande passante relative (%)	Téléphone	8,2
Gain total max (dBi)	Clé USB	-0,3
Gain total max (dBi)	Téléphone	+0,6
EiRP (dBm)	Clé USB	-1,5
Harmonique de rang 2 (dBm)	Clé USB	-44,4
Harmonique de rang 3 (dBm)	Clé USB	-46,2
Harmonique de rang 4 (dBm)	Clé USB	-57,2
Fuite de l'oscillateur local (dBm)	Clé USB	-36,9
Portée en espace libre (m)	Clé USB	$11 < d < 60$

Tab. 5.2 – Récapitulatif des performances réelles mesurées sur le module AiP

5.4 Conclusion

Le module conçu et fabriqué (figure 5.21) valide les travaux de recherche menés sur la miniaturisation et l'intégration d'une antenne dans un module de type System in Package. Grâce à l'utilisation de plusieurs techniques innovantes et des études approfondies sur les structures d'antennes, la miniaturisation a pu être maîtrisée sans sacrifier les performances radioélectriques de l'antenne. Ce module atteint de meilleurs résultats que le circuit de référence qui est plus de quatre fois plus encombrant (figure 5.22).

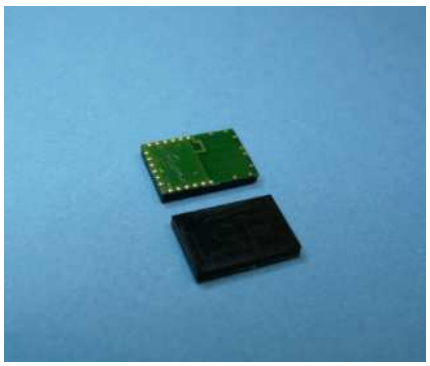


FIG. 5.21 – Prototypes fabriqués, vue de dessus et de dessous

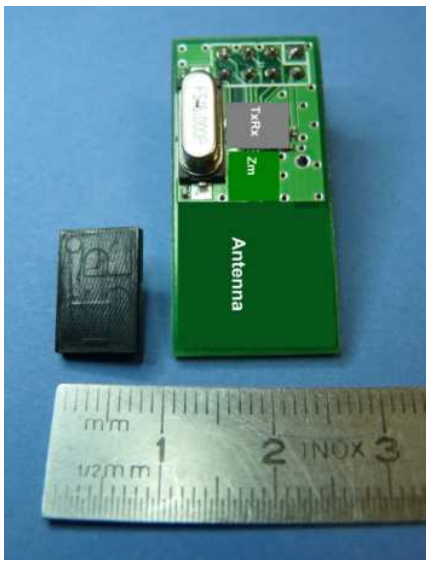


FIG. 5.22 – Module AiP et circuit de référence

Ce premier module complet et fonctionnel nécessite des techniques de fabrication exclusivement industrielles, parfaitement adaptées à la production de masse. L'antenne est imprimée sur les couches du substrat au cours du même processus que le reste des pistes du module. Aucune étape spécifique n'est nécessaire. Il remplit

donc parfaitement les objectifs fixés dans le cahier des charges et offre une solution tout-en-un particulièrement facile à exploiter par les concepteurs d'appareils électroniques pour apporter les fonctionnalités sans fil à leurs produits.

En travaillant avec l'équipe R&D d'Insight SiP sur un exemple de miniaturisation de solution RF avec antenne intégrée nous avons pu tirer plusieurs enseignements sur les facteurs primordiaux à prendre en compte dans la conception de solution complète à savoir :

- la modélisation de l'antenne et de son environnement réel
- une étude approfondie de l'interface entre l'antenne et la puce
- les contraintes de fabrication et les effets des tolérances
- les difficultés de réaliser des mesures sur des antennes miniatures et les modules

Ces connaissances sont parfaitement applicables au cas LTCC. La partie conception d'antennes a été largement adressée dans ce rapport, il reste à traiter les aspects interface, réalisation du *layout*, adaptation aux contraintes de fabrication, prototypage. Etant donné le coût de cette technologie, un tel développement nécessiterait un partenariat.

Conclusion

Le projet *Antenna in Package*, initié par la société Insight SiP en collaboration avec le Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications de Sophia Antipolis, a pour objectif d'étudier la possibilité d'intégrer une antenne dans un module de communications RF de type System in Package. La première phase a consisté à sélectionner l'antenne la plus apte à être miniaturisée en tenant compte des caractéristiques des modules SiP sur substrats multicouches. Une structure de type IFA a été retenue, puis réduite, adaptée et améliorée en exploitant la troisième dimension pour replier son bras rayonnant en méandres. Plusieurs études paramétriques ont permis d'isoler clairement certains paramètres conditionnant le comportement global de l'antenne. Deux prototypes sont venus couronner le travail accompli et ont permis de confirmer les espoirs placés dans ce projet grâce à des résultats de mesures très encourageants.

Pourtant, bien que la faisabilité technologique et industrielle du projet ait été démontrée, certaines limites de performances ont été mises en évidence. La phase suivante a porté sur l'amélioration de la bande passante par des techniques classiques. Malgré de bons résultats en simulation, la technique d'ajout d'un élément parasite a été écartée pour des problèmes de perte d'efficacité en raison de la faible taille de la structure. L'ajout d'un cicuit d'adaptation constitué de composants passifs a apporté de meilleurs résultats à condition d'utiliser des composants haute qualité.

Une autre manière d'agir sur les performances est de modifier directement la structure de l'antenne. La forme de référence a d'abord été modifiée en augmentant ses dimensions et la largeur de ses pistes. Les études paramétriques ont mis en évidence une amélioration de la bande passante et de l'efficacité rayonnée lorsque le bout du bras rayonnant est élargi. Ce comportement a été étudié plus précisément et expliqué par la méthode de la cavité. En outre, une modification structurelle inspirée d'un brevet de la société a permis d'améliorer à la fois la miniaturisation et les résultats. La combinaison de tous ces facteurs a permis de concevoir un panel complet de structures améliorées. La seconde série de prototypes a confirmé l'amélioration des performances. Ce critère est primordial pour des modules qui sont destinés à être utilisés sur tout type de support pour équiper des objets communicants de dimensions variées. Les marges obtenues au niveau de la bande passante par rapport aux exigences strictes des standards permettent d'assurer le fonctionnement du module malgré les décalages fréquentiels causés par ces variétés de conditions d'utilisation.

Enfin, le projet Antenna in Package a été concrétisé grâce à la conception et à la fabrication d'un premier prototype complet et fonctionnel. Ce module comprend l'antenne et tous les composants nécessaires pour assurer une liaison sans-fil.

L'ensemble des résultats obtenus au cours de ces travaux constituent une avancée intéressante dans le domaine de l'intégration d'antennes en module SiP. Les meilleures structures offrent suffisamment de performances pour garantir leur utilisation dans une grande majorité des objets communicants opérant dans la bande ISM 2, 4 GHz. L'explication des phénomènes radioélectriques caractérisant leur comportement devrait permettre d'adapter facilement ces structures à d'autres fréquences pour élargir le champ des applications potentielles. Nous avons également démontré que cette solution peut être utilisée sur les deux principaux types de modules SiP, à savoir LTCC et laminé FR4.

Nous avons également veillé tout au long du projet à respecter les contraintes techniques afin de disposer d'une solution viable industriellement. Nos structures antennaires, les pistes et les composants enfouis du module sont réalisés en une seule phase. Aucune étape supplémentaire n'est requise, ce qui réduit considérablement les coûts et délais de fabrication. Ainsi, il est prouvé que l'intégration d'une antenne dans un module RF complet, aussi difficile soit-elle, est possible non seulement scientifiquement, mais aussi et surtout au niveau industriel en production de masse.

Un brevet a été déposé au niveau européen afin de protéger le concept et les structures antennaires tridimensionnelles fortement miniaturisées (European Patent Application 09305581.2).

Perspectives

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées pour poursuivre le projet AiP et améliorer le concept d'antenne intégrée en module.

Fabrication d'un module complet sur LTCC

La première série de prototypes LTCC a mis en évidence plusieurs problèmes de simulation (décalage fréquentiel, efficacité sur-évaluée, ...). Grâce aux rétro-simulations, nous avons émis des hypothèses qui expliquent ces problèmes. Pour les contourner, nous avons réalisé de nombreuses optimisations efficaces en simulation. Ces travaux ont été validés par une seconde série de prototypes offrant une diversité des dimensions des antennes (de la taille originale aux agrandissements étudiés précédemment), ainsi que leur forme (des antennes aux largeurs de pistes non uniformes, ou des antennes utilisant plus ou moins de couches) et leur structure. Ces prototypes ont permis de valider un panel, que nous voulions le plus large possible, de structures aux performances variées, susceptibles de répondre à divers cahiers des charges pour différentes applications. Plusieurs de ces concepts ont été utilisés dans la conception de modules complets incluant antenne et composants sur substrat laminé FR4. Il serait intéressant de réaliser le même travail sur substrat LTCC afin d'améliorer la miniaturisation en profitant de la permittivité plus élevée et surtout de l'intégration des composants passifs dans les couches internes.

Adaptation du concept à d'autres fréquences

Pour des raisons de temps et de choix d'axes de recherche, tous ces travaux ont été réalisés pour des fréquences de l'ordre de $2,4\,\mathrm{GHz}$. L'objectif était avant tout d'observer, comprendre, et exploiter les phénomènes physiques mis en jeu par la miniaturisation et l'intégration en module. La suite logique serait maintenant d'étendre ces recherches à d'autres fréquences afin de vérifier la validité des observations. L'objectif final est d'appliquer le concept d'intégration d'antenne à tout type d'objet communicant et d'application sans-fil.

Systèmes multi-antennes

Les résultats obtenus sur le projet AiP montrent d'une manière générale que l'amélioration des performances (bande passante, efficacité, rayonnement) passe par l'agrandissement des dimensions ou l'utilisation de modifications structurelles de l'antenne. Même si, dans le cas de l'élément parasite, les pistes de l'antenne ne sont pas forcément élargies, c'est le parasite lui-même qui augmente l'encombrement global. Partant de ce constat, nous pourrions raisonnablement envisager un léger

compromis sur les dimensions, et placer deux réelles antennes (actives toutes les deux) dans le module. Avec des fréquences légèrement décalées, elles pourraient se coupler pour obtenir un comportement large bande. Comme pour l'élément parasite, il faudra maîtriser les phénomènes de couplage et les techniques d'alimentation, ainsi que les circuits d'adaptation. Les travaux d'A. Diallo (deux antennes proches à fréquences séparées : [Diallo 2007]) et K. Ryu (deux antennes proches à résonances couplées : [Ryu 2008]) pourraient donner un bon point de départ à ces investigations.

Systèmes multi-bandes

Afin de couvrir l'ensemble des besoins des systèmes sans-fil, il serait intéressant de disposer de solutins AiP multi-bandes. Pour parvenir à cet objectif, plusieurs axes de recherche sont envisageables, tels que l'utilisation d'une seconde antenne active, l'utilisation d'un élément parasite ou encore l'ajout de bras rayonnants à l'antenne.

Annexe A

Présentation des logiciels de simulation utilisés

IE3D

IE3D, développé par Zeland Software, est un logiciel de simulation électromagnétique de type 2,5D. Il permet de modéliser des circuits haute fréquence et utilise la superposition de couches pour simuler la troisième dimension. Particulièrement utilisé pour la simulation des antennes, composants RFID, MMIC et Circuits Intégrés, il utilise la méthode des moments (MoM).

Ce logiciel a été utilisé au début des travaux pour simuler la première structure de référence et concevoir le premier prototype. Pour des raisons de disponibilité de licences, nous avons ensuite transféré toutes les structures vers les deux autres logiciels.

Aujourd'hui, IE3D est vendu par Mentor Graphics et a connu une évolution majeure avec l'introduction d'une version de simulation 3D.

ADS

ADS (Advanced Design System) est un logiciel complet de simulation circuits proposé par Agilent. Il a particulièrement été utilisé dans nos travaux pour optimiser les circuits d'adaptation des antennes. ADS posssède également une composante de simulation électromagnétique de type 2,5D appelée Momentum. La plupart de nos structures ont été conçues et optimisées sur ce logiciel du fait de la rapidité de calcul des résultats.

Toutefois, il reste limité pour la simulation d'antennes en modules du fait de l'utilisation de substrats infinis. Nous l'avons utilisé pour effectuer les études paramétriques et les nombreux tests de nouvelles structures.

HFSS

Développé par la société Ansoft, HFSS est un logiciel de simulation électromagnétique de type 3D. Basé sur la méthode des éléments finis (FEM), il est particulièrement adapté à la simulation d'antennes en modules.

Nous l'avons utilisé pour la dernière étape avant la fabrication des prototypes. Grâce à une modélisation très fidèle des structures et de leur environnement, il nous permettait de valider le comportement observé sur les simulations ADS.

Bibliographie

[Aberle 2008] J. T. Aberle. *Two-Port Representation of an Antenna With Application to Non-Foster Matching Networks*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 5, pages 1218–1222, Mai 2008. 58

[Ali 2002] M. Ali et G. J. Hayes. *Small printed integrated inverted-F antenna for Bluetooth application*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 33, no. 5, pages 347–349, Juin 2002. 38

[Balanis 1997] C. A. Balanis. Antenna Theory - Analysis and Design. Second Edition. John Wiley & Sons, Inc, 1997. 36, 58

[Baras 2008] T. Baras et A. F. Jacob. *Manufacturing Reliability of LTCC Millimeter-Wave Passive Components*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 11, pages 2574–2581, Novembre 2008. 50, 72

[Brebels 2004] S. Brebels, J. Ryckaert, B. Come, S. Donnay, W. De Raedt, E. Beyne et R. P. Mertens. *SOP Integration and Codesign of Antennas*. IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 27, no. 2, pages 341–351, Mai 2004. 30

[Chang 2008] C.-H. Chang, K.-L. Wong et J.-S. Row. *Multiband surface mount chip antenna integrated with the speaker in the mobile phone*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, no. 4, pages 1126–1132, Avril 2008. 29

[Chebihi 2006] A. Chebihi. Conception d'antennes pour solutions RF SiP. Rapport de Master, Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications - Université de Nice Sophia Antipolis, Juin 2006. 36, 40

[Choi 2001] W. Choi, S. Kwon et B. Lee. *Ceramic chip antenna using meander conductor lines*. Electronics Letters, vol. 37, no. 15, pages 933–934, Juillet 2001. 40

[Chow 2008] E. Y. Chow, C.-L. Yang, A. Chlebowski, S. Moon, W. J. Chappell et P. P. Irazoqui. *Implantable Wireless Telemetry Boards for In Vivo Transocular Transmission*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 12, pages 3200–3208, Décembre 2008. 30

[Ciais 2004] P. Ciais. *Antennes multistandards pour communications mobiles*. PhD thesis, LEAT - Université de Nice Sophia Antipolis, Décembre 2004. 38, 50, 81, 84

[Ciais 2010] P. Ciais, C. El Hassani et J. Molon. *Ultra Low Power System-in-Package Module for Bluetooth Low Energy Applications*. In SAME Forum 2010, Octobre 2010. 102

[Diallo 2007] A. Diallo. *Systèmes multi-antennes pour diversité et MiMo*. PhD thesis, LEAT - Université de Nice Sophia Antipolis, Novembre 2007. 25, 122

[Fano 1948] R. M. Fano. *Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances*. Rapport technique 41, MIT, Janvier 1948. 36

[Flint 2003] J. A. Flint et J. C. Vardaxoglou. *Installed performance of printed IFAs at 2.45 GHz for Bluetooth and 802.11b*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 39, no. 6, pages 497–499, Décembre 2003. 38

[Floc'h 2006] J.-M. Floc'h et H. Rmili. *Design of multiband printed dipole antennas using parasitic elements*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 8, pages 1639–1645, Août 2006. 37

[Guterman 2008] J. S. Guterman. *Microstrip antennas for laptop terminals*. PhD thesis, Technical University of Lisbon, Juillet 2008. 50, 72

[Ha 2009] J. U. Ha, K. Chang et Y. J. Yoon. *An integrated packaging antenna-diplexer module for cellular/SDMB bands with LTCC technology*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 51, no. 4, pages 1039–1043, Avril 2009. 44

[Huang 2005] C.-F. Huang et H.-M. Li. *Design Optimization of Chip Antennas Using the GA-FDTD Approach*. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 15, no. 1, pages 116–127, Janvier 2005. 40

[Kim 2002] Hy. J. Kim, S. Kwon, S. H. Sim, Y. J. Yoon, Hu. J. Kim, S. J. Yoon et C.-Y. Kang. *Dual-frequency small-chip meander antenna*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 35, no. 4, pages 274–277, Novembre 2002. 40

[Kim 2005a] Y.D. Kim, H.-Y. Kim et H. M. Lee. *Dual band LTCC chip antenna design using stacked meander patch for mobile handsets*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 45, no. 4, pages 271–273, Mai 2005. 29

[Kim 2005b] Y.D. Kim et H. M. Lee. *Compact dual band LTCC meander chip antenna with gap stub for mobile handsets*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 46, no. 5, pages 431–433, Septembre 2005. 29

[Kim 2006] Y.D. Kim et H. M. Lee. *Design of compact triple band meander chip antenna using LTCC technology for mobile handsets*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 1, pages 160–162, Janvier 2006. 40

[Kulke 2003] R. Kulke, V. Wahle, D. Sollbach, P. Uhlig, M. Rittweger, S.-P. Schmitz et P. Waldow. *High level of integration for Bluetooth modules on LTCC*. In 14th European Microelectronics and Packaging Conference & Exhibition, Juin 2003. 44

[Lee 2002] J.-P. Lee et S.-O. Park. *The meander line antenna for Bluetooth*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 34, no. 2, pages 149–151, Juillet 2002. 40

[Lee 2003a] G.-Y. Lee, H.-T. Chen et K.-L. Wong. *A low cost surface mount monopole antenna for GSM/DCS operation*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 37, no. 1, pages 2–4, Avril 2003. 28

[Lee 2003b] G.-Y. Lee, W.-S. Chen et K.-L. Wong. *A dual frequency triangular chip antenna for WLAN operation*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 38, no. 3, pages 244–247, Août 2003. 29

[Lee 2007] C.-T. Lee, M.-S. Lin et C.-N. Chiu. *A compact dual band chip antenna using a nonuniform meander line to suppress spurious emissions*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, no. 4, pages 773–776, Avril 2007. 29

[Lee 2009] W.-H. Lee, C.-Y. Su et Y.-S. Chen. *A Study on Bandwidth Enhancement of 900/1800 Dual Band LTCC Chip Antenna by Using Equivalent Circuit Analysis*. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 19, no. 1, pages 120–127, Janvier 2009. 58

[Li 2007a] W.-Y. Li et K.-L. Wong. *Surface mount loop antenna for AMPS/GSM/DCS/PCS operation in the PDA phone*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, no. 9, pages 2250–2254, Septembre 2007. 28

[Li 2007b] Y. Li, B. Derat, D. Pasquet et J.-C. Bolomey. *Matching Limits for a Dual-Band Mobile Phone Antenna*. In Microwave, Antenna, Propagation and EMC technologies for wireless communications, Chine, 2007. 60

[Li 2007c] Y. Li, B. Derat, D. Pasquet et J.-C. Bolomey. *Matching Limits for Single-Band Mobile Phone Antennas*. In International Symposium on Antennas and Propagation, Japon, 2007. 60

[Lin 2005] C.-C. Lin, S.-W. Kuo et H.-R. Chuang. *A 2.4-GHz Printed Meander-Line Antenna for USB WLAN With Notebook-PC Housing*. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 9, pages 546–548, Septembre 2005. 40, 50, 72

[Liu 2007] H. Liu, S. Ishikawa, A. An, S. Kurachi et T. Yoshimasu. *Miniaturized microstrip meander-line antenna with very high permittivity substrate for sensor applications*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, no. 10, pages 2438–2440, Octobre 2007. 28

[Manteuffel 2009] D. Manteuffel, M. Arnold, Y. Makris et Z.-N. Chen. Concepts for Future Multistandard and Ultra Wideband Mobile Terminal Antennas using Multilayer LTCC Technology. Mars 2009. 44

[Marrocco 2003] G. Marrocco. *Gain-Optimized Self-Resonant Meander Line Antennas for RFID Applications*. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, pages 302–305, 2003. 40

[Moon 2003a] J.-I. Moon et S.-O. Park. *Small Chip Antenna for 2.4/5.8-GHz Dual ISM-Band Applications*. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, pages 313–315, 2003. 29, 40

[Moon 2003b] J.-I. Moon et S.-O. Park. *Small chip dielectric antenna for Bluetooth application*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 39, no. 5, pages 366–368, Décembre 2003. 40

[Napijalo 2008] V. Napijalo et B. Kearns. *Multilayer 180 degrees Coupled Line Hybrid Coupler*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 11, pages 2525–2535, Novembre 2008. 72

[Noguchi 2003] K. Noguchi, S.-I. Betsudan, T. Katagi et M. Mizusawa. *A Compact Broad-Band Helical Antenna With Two-Wire Helix*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 9, pages 2176–2181, Septembre 2003. 38

[Ollikainen 2002] J. Ollikainen et P. Vainikainen. *Design and bandwidth optimization of dual resonant patch antennas*. Rapport technique, Helsinki University of Technology Radio Laboratory, Espoo, Mars 2002. 55, 58

[Ollikainen 2004] J. Ollikainen. *Design and implementation techniques of wideband mobile communications antennas*. PhD thesis, Helsinki University, Espoo, Novembre 2004. 55

[Pues 1989] H. F. Pues et A. R. Van de Capelle. *An Impedance-Matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antennas*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 37, no. 11, pages 1345–1354, Novembre 1989. 60

[Rautio 2005] J. C. Rautio. *Deembedding the Effect of a Local Ground Plane in Electromagnetic Analysis*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 2, pages 770–776, Février 2005. 50

[Roach 2007] T. L. Roach, G. H. Huff et J. T. Bernhard. *A comparative study of diversity gain and spatial coverage : fixed versus reconfigurable antennas for portable devices*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, no. 3, pages 535–539, Mars 2007. 87

[Rotaru 2008] M. Rotaru, L. Y. Ying, H. Kuruveettil, Y. Rui, A. P. Popov et C. Chee-Parng. *Implementation of Packaged Integrated Antenna with Embedded Front End for Bluetooth Applications*. IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 31, no. 3, pages 558–567, Août 2008. 87

[Ryu 2008] K. Ryu, S. Jeon, J. Kim et J. Choi. *Compact Dipole Antenna for Terrestrial Digital Multimedia Broadcasting Service*. ETRI Journal, vol. 30, no. 3, pages 489–491, Juin 2008. 37, 122

[Seo 2008] D. Seo, S. Jeon, N. Kang, J. Ryu et J.-H. Choi. *Design of a novel compact antenna for a Bluetooth LTCC module*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, no. 1, pages 180–183, Janvier 2008. 30

[Sim 2002] S. H. Sim, C. Y. Kang, S. J. Yoon, Y. J. Yoon et H. J. Kim. *Broadband multilayer ceramic chip antenna for handsets*. Electronics Letters, vol. 38, no. 5, pages 205–207, Février 2002. 29

[Su 2006a] S.-W. Su et K.-L. Wong. *Wideband antenna integrated in a system in package for WLAN/WiMAX operation in a mobile device*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 10, pages 2048–2053, Octobre 2006. 29

[Su 2006b] S.-W. Su, K.-L. Wong, C.-L. Tang et S.-H. Yeh. *Wideband Monopole Antenna Integrated Within the Front-End Module Package*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 6, pages 1888–1891, Juin 2006. 29

[Su 2006c] W.-C. Su et K.-L. Wong. *Internal PIFAs for UMTS/WLAN/WiMAX multi-network operation for a USB dongle*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 11, pages 2249–2253, Novembre 2006. 38

[Su 2007] S.-W. Su, A. Chen et Y.-T. Liu. *Wideband omnidirectional L-shaped monopole antenna for a wireless USB dongle*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, no. 3, pages 625–628, Mars 2007. 87

[Tong 2006] M. S. Tong, M. Yang, Q. Cao, H. S. Kim, Y. Lu, Y. Chen et T. G. Chang. *Design and Analysis of Integrated-Circuit Package Antenna (ICPA) for Dual-Band Wireless Transceivers*. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 16, no. 3, pages 250–258, Mai 2006. 30

[Wang 2003] C.-J. Wang. *Small helical antenna for the applications of the dual ISM bands*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 37, no. 2, pages 140–142, Avril 2003. 38

[Warnagiris 1998] T. J. Warnagiris et T. J. Minardo. *Performance of a Meandered Line as an Electrically Small Transmitting Antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 12, pages 1797–1801, Décembre 1998. 40

[Wi 2007] S.-H. Wi, J.-S. Kim, N.-K. Kang, J.-C. Kim, H.-G. Yang, Y.-S. Kim et J.-G. Yook. *Package-Level Integrated LTCC Antenna for RF Package Application*. IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 30, no. 1, pages 132–141, Février 2007. 29

[Wong 2002] K.-L. Wong, S.-W. Su, T.-W. Chiou et Y.-C. Lin. *Dual band plastic chip antenna for GSM/DCS mobile phones*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 33, no. 5, pages 330–332, Juin 2002. 29

[Wong 2005a] K.-L. Wong et C.-H. Chang. *WLAN Chip Antenna Mountable Above the System Ground Plane of a Mobile Device*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no. 11, pages 3496–3499, Novembre 2005. 29

[Wong 2005b] K.-L. Wong, L.-C. Chou et C.-M. Su. *Dual-Band Flat-Plate Antenna With a Shorted Parasitic Element for Laptop Applications*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no. 1, pages 539–544, Janvier 2005. 50

[Wong 2006a] K.-L. Wong et C.-H. Kuo. *Internal GSM/DCS/PCS antenna for USB dongle application*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 12, pages 2408–2412, Décembre 2006. 32

[Wong 2006b] K.-L. Wong, C.-T. Lee, B. Chen, K.-T. Huang et S. Yang. *Wideband printed monopole antenna integrated in a system in package*. Microwave and

Optical Technology Letters, vol. 48, no. 10, pages 2113–2117, Octobre 2006. 50

[Yoon 2008] J. H. Yoon. *Design of a compact antenna for Bluetooth application.* Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, no. 10, pages 2568–2572, Octobre 2008. 29

[Yoon 2010] J. H. Yoon et J. Ko. *Compact meander-type antenna integrated with the module package for bluetooth operation.* Microwave and Optical Technology Letters, vol. 52, no. 2, pages 458–462, Février 2010. 30

[Yu 2009] Y. Yu et J. Choi. *Compact internal inverted-F antenna for USB dongle applications.* Electronics Letters, vol. 45, no. 2, Janvier 2009. 40, 87

[Zhang 2001] Y. P. Zhang et M. A. Do. *Integrated-circuit-pressed-ceramic package antenna for the single-chip solution of a wireless transceiver.* Microwave and Optical Technology Letters, vol. 30, no. 5, pages 330–332, Septembre 2001. 30

[Zhang 2004] Y. P. Zhang. *Integrated Circuit Ceramic Ball Grid Array Package Antenna.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 10, pages 2538–2544, Octobre 2004. 30

[Zhang 2008] Y. P. Zhang, M. Sun et W. Lin. *Novel Antenna-in-Package Design in LTCC for Single-Chip RF Transceivers.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 7, pages 2079–2088, Juillet 2008. 30

Publications et communications

Brevet

Efficient integrated miniature antenna structure for multi-GHz wireless applications
M. Jeangeorges, C. El Hassani, R. Staraj, C. Luxey, P. Le Thuc
European Patent Application 09305581.2

Conférence internationale

Antenna miniaturization and integration in a 2.4 GHz System in Package
M. Jeangeorges, R. Staraj, C. Luxey, P. Le Thuc, C. El Hassani, P. Ciais
European Conference on Antennas and Propagation 2010
Barcelone
12-16 Avril 2010

Congrès nationaux

Intégration d'antennes multicouches en module SiP Bluetooth
M. Jeangeorges, A. Chebihi, R. Staraj, C. Luxey, P. Le Thuc, C. El Hassani, P. Ciais
GDR Ondes, Assemblée générale
CNAM Paris
2-4 novembre 2009

Intégration d'antenne pour solutions RF SiP
A. Chebihi, M. Jeangeorges, P. Le Thuc, C. Luxey, R. Staraj
GDR Ondes, Assemblée générale
CNAM Paris
2-4 novembre 2009

Table des figures

1.1 Spectre électromagnétique 10
1.2 Logo du standard WLAN IEEE 802.11 WiFi 12
1.3 Logo du standard WPAN IEEE 802.15 Bluetooth 14
1.4 Vue d'un module SiP dépourvu de boîtier ou de surmoulage 16
1.5 Vue en coupe d'un SiP RF comprenant un transceiver, un circuit bande de base, un circuit d'alimentation et un réseau d'adaptation . 17
1.6 Vue d'une puce SoC (System on Chip) 18
1.7 Photographie d'un module SiP sur substrat laminé FR4 avec surmoulage, vue de dessus et vue de dessous 19
1.8 Détail de la structure interne d'un module SiP LTCC, avec composants passifs sur les couches internes 20

2.1 Téléphone portable avec antenne fouet 26
2.2 Téléphone portable avec antenne hélicoïdale protégée par un chassis plastique 27
2.3 Schéma de l'antenne hélicoïdale protégée par un chassis plastique . . 27
2.4 Antenne imprimée multi-bandes sur un PCB de téléphone portable . 27
2.5 Antenne imprimée sur un PCB de carte WiFi PCMCIA pour ordinateur portable 28
2.6 Module antennaire bi-bande intégrant deux structures rayonnantes intégrées. Le module est soudé sur un PCB de test muni d'une ligne d'alimentation. Travaux de Y.D. Kim. 29
2.7 Antenne patch intégrée dans un module dédié. Travaux de S.H. Wi. . 30
2.8 Module complet WLAN avec antenne patch au dessus des composants sur une couche spécifique. Travaux de S. Brebels. 31
2.9 Antenne disposée sur deux couches dans un module Bluetooth. Travaux de D. Seo. 31
2.10 Antenne disposée au dessus des composants sur une couche spécifique. Travaux de Y. Zhang. 31
2.11 Antenne imprimée équipant la console de jeux Sony PSP 32
2.12 Antenne intégrée en module dédié soudé sur une clé USB WiFi . . . 32
2.13 Module antennaire Antenova pour applications dans la bande 2,4 à 2,5 GHz 33

3.1 Antenne dipôle demi-onde - Répartition des courants et tensions . . 37
3.2 Antenne hélicoïdale 37
3.3 Antenne F inversée (IFA) 38
3.4 Antenne PIFA 38
3.5 Antenne PIFA avec élément capacitif 39
3.6 Repliement simple de l'IFA 40

3.7 Repliements en méandres de l'IFA 40
3.8 Paramètres permettant d'ajuster le comportement de l'antenne . . . 41
3.9 Simulation et mesure du coefficient de réflexion S_{11} du prototype . . 43
3.10 Dimensions intérieures et extérieures du module 44
3.11 Structure de référence LTCC. Modèle de simulation avec composants fictifs. 45
3.12 Photographies du prototype LTCC fabriqué (faces avant et arrière) . 46
3.13 Prototype monté sur PCB, avec SMA de connexion 46
3.14 Empilement des couches du module LTCC : 7 couches de substrat, 8 couches de métallisation 46
3.15 S_{11} simulé et mesuré de la structure de référence LTCC et son prototype 47
3.16 Rayonnement 3D simulé (prototype placé au centre du diagramme) . 47
3.17 Rayonnement 3D mesuré en chambre anéchoïde (prototype placé au centre de la demi-sphère) 48
3.18 Schéma du dispositif de test avec le module AiP (a) et une antenne dipôle classique (b) 49
3.19 Comparaison de niveau de signal WiFi reçu entre le prototype LTCC et une antenne fouet servant de référence 49
3.20 Modélisation de l'antenne 3D avec alimentation capacitive 51
3.21 Exemples de structures avec bras parasites. Distribution des courants électriques à $2,45\,\text{GHz}$. 52
3.22 Couplage des deux fréquences de résonance (simulation HFSS) 53
3.23 Amélioration de la bande passante par élargissement de la structure (simulation HFSS) 53
3.24 Simulation avec variation de 50 microns de la distance entre antenne et parasite et résultat de mesure sur prototype 54
3.25 Observation des trois couplages différents 54
3.26 S_{11} et efficacité rayonnée simulés. Creux d'efficacité rayonnée sur la première résonance. 55
3.27 S_{11} et efficacité rayonnée simulés de la structure sans plan de masse sous l'élément parasite. Découplage des résonances et creux d'efficacité rayonnée. 56
3.28 Distribution des courants à $2,27\,\text{GHz}$ (a) et $2,81\,\text{GHz}$ (b) 56
3.29 S_{11} et efficacité rayonnée simulés de la structure sans repliement sous l'élément parasite 57
3.30 Modélisation de l'antenne méandres 3D par circuit équivalent 58
3.31 Comparaison simulation HFSS (courbes rouges) / cuircuit équivalent (courbes bleues) de l'antenne méandres 3D 59
3.32 Modèle équivalent précédé de deux cellules d'adaptation LC 61
3.33 Comparaison avec (courbe bleue) et sans (courbe rouge) cellules d'adaptation LC (exemple pour $La2 = 11,25\,\text{nH}$; $Ca2 = 0,8\,\text{pF}$; $La1 = 8\,\text{nH}$; $Ca1 = 0,15\,\text{pF}$) 61
3.34 Modèle équivalent précédé de quatre cellules d'adaptation LC 62

3.35 Comparaison avec (courbe bleue) et sans (courbe rouge) cellules d'adaptation LC . . . 62
3.36 Paramètres S de l'antenne précédés de deux cellules d'adaptation CL 63
3.37 Exemple de résultat obtenu. Comparaison avec (courbe bleue) et sans (courbe rouge) cellules d'adaptation CL. . . . 63
3.38 Circuit d'adaptation deux cellules et port spécial présentant l'impédance de l'antenne . . . 64
3.39 Antenne seule (courbe rouge) et avec circuit d'adaptation (courbe bleue) . . . 64
3.40 Antenne seule (courbe rouge) et avec circuit d'adaptation (courbe bleue) . . . 65
3.41 Efficacité rayonnée de l'antenne . . . 65
3.42 Pertes des composants du circuit . . . 65
3.43 Efficacité totale, en dB (a) et en pourcentage (b). Comparaison avec (courbes bleues) et sans (courbes rouges) circuit d'adaptation. . . . 66
3.44 Circuit d'adaptation deux cellules avec composants Murata HQ 0402, série LQW15, Q>100 . . . 66
3.45 Antenne seule (courbe rouge) et avec circuit d'adaptation (courbe bleue) . . . 67
3.46 Pertes des composants HQ du circuit . . . 67
3.47 Efficacité totale en pourcentage avec (courbe bleue) et sans (courbe rouge) les composants HQ . . . 67

4.1 Configuration 1 - Allongement de l'antenne selon l'axe y . . . 73
4.2 Résultats de simulation HFSS de la configuration 1 . . . 73
4.3 Configuration 2 - Allongement maximum de l'antenne selon l'axe y . 74
4.4 Résultats de simulation HFSS de la configuration 2 . . . 75
4.5 Configuration 3 - Allongement de l'antenne selon l'axe x . . . 75
4.6 Résultats de simulation HFSS de la configuration 3 . . . 76
4.7 Configuration 4 . . . 76
4.8 Résultats de simulation HFSS de la configuration 4 . . . 77
4.9 Forme 1 . . . 78
4.10 Résultats de simulation HFSS de la forme 1 . . . 79
4.11 Forme 2 . . . 79
4.12 Résultats de simulation ADS de la forme 2 . . . 80
4.13 Forme 3 . . . 81
4.14 Coefficient de réflexion simulé de la forme 3 (simulation ADS) . . . 81
4.15 Coefficient de réflexion simulé de la forme 4 (simulation ADS) . . . 83
4.16 Coefficient de réflexion simulé de la forme 5 (simulation ADS) . . . 83
4.17 Coefficient de réflexion simulé de la forme 6 (simulation ADS) . . . 84
4.18 Coefficient de réflexion simulé de la forme 7 (simulation ADS) . . . 85
4.19 Bande passante relative obtenue dans le meilleur des cas en fonction de l'encombrement de l'antenne . . . 86

4.20 Efficacité rayonnée minimum dans la bande passante obtenue dans le meilleur des cas en fonction de l'encombrement de l'antenne 86
4.21 Module AiP sur PCB de format clé usb standard (15 x 28 mm^2) . . . 88
4.22 Module AiP sur PCB de format téléphone portable (40 x 80 mm^2) . 88
4.23 Coefficient de réflexion de la forme 4 sur plan de masse de type clé usb (en bleu) et téléphone portable (en rouge) (simulation ADS) . . 88
4.24 Coefficient de réflexion de la forme 6 réduite sur plan de masse de type clé usb (en bleu) et téléphone portable (en rouge) (simulation ADS) 88
4.25 Bande passante relative obtenue dans le meilleur des cas en fonction de l'encombrement de l'antenne pour deux tailles de plans de masse . 89
4.26 Efficacité rayonnée minimum dans la bande passante obtenue dans le meilleur des cas en fonction de l'encombrement de l'antenne pour deux tailles de plans de masse 90
4.27 Panel de prototypes fabriqués - Vue de dessus 92
4.28 Panel de prototypes fabriqués - Vue de dessous 93
4.29 Photographie d'un prototype soudé sur un PCB de type clé USB . . 93
4.30 Photographie de plusieurs prototypes soudés sur deux types de PCB 94
4.31 Coefficients de réflexion mesurés sur les prototypes 94
4.32 Coefficients de réflexion mesurés sur deux types de PCB pour l'antenne 2 95
4.33 Gain total (dBi) mesuré sur deux types de PCB (en bleu : clé usb, en rouge : téléphone) pour l'antenne 2 96
4.34 Gain total (dBi) mesuré sur deux types de PCB (en bleu : clé usb, en rouge : téléphone) pour l'antenne 7 96
4.35 Gain total (dBi) mesuré sur deux types de PCB (en bleu : clé usb, en rouge : téléphone) pour l'antenne 9 97
4.36 Antenne sur pcb de type clé usb en mesure dans la Starlab 98
4.37 Efficacité totale mesurée pour l'antenne 2 98
4.38 Efficacité totale mesurée pour l'antenne 9 99

5.1 Solution de référence composée d'une grande antenne et d'un partie électronique. Vue de dessus (a) et vue de dessous (b). 103
5.2 Pads de connexion du module QFN. Les pads 1, 2, 21, 22, 23, 24, 25 et 26 se situent sous l'antenne. 104
5.3 Trois configurations de PCB étudiées 105
5.4 Coefficient de réflexion simulé en fonction des PCB utilisés 105
5.5 Diagramme de rayonnement 3D simulé de l'antenne intégrée dans le module 106
5.6 Module contenant uniquement l'antenne, soudé sur un PCB de test de type clé USB 106
5.7 Module contenant uniquement l'antenne, soudé sur un PCB de test de type téléphone portable 107

5.8 Module contenant uniquement la partie électronique, soudé sur un PCB de test . . . 107
5.9 Module complet, soudé sur un PCB de test de type clé USB . . . 107
5.10 Coefficient de réflexion mesuré du module contenant uniquement l'antenne, soudé sur un PCB de test de type clé USB . . . 108
5.11 Coefficient de réflexion mesuré du module contenant uniquement l'antenne, soudé sur un PCB de test de type téléphone portable . . . 108
5.12 Gain total (dBi) dans le plan yz mesuré sur le PCB de type clé USB 109
5.13 Gain total (dBi) dans le plan xz mesuré sur le PCB de type clé USB 110
5.14 Gain total (dBi) dans le plan xy mesuré sur le PCB de type clé USB 110
5.15 Gain total (dBi) dans le plan yz mesuré sur le PCB de type téléphone portable . . . 111
5.16 Gain total (dBi) dans le plan xz mesuré sur le PCB de type téléphone portable . . . 111
5.17 Gain total (dBi) dans le plan xy mesuré sur le PCB de type téléphone portable . . . 112
5.18 EiRP (dBm) dans le plan yz mesuré sur le PCB de type clé USB . . 113
5.19 EiRP (dBm) dans le plan xz mesuré sur le PCB de type clé USB . . 114
5.20 EiRP (dBm) dans le plan xy mesuré sur le PCB de type clé USB . . 114
5.21 Prototypes fabriqués, vue de dessus et de dessous . . . 116
5.22 Module AiP et circuit de référence . . . 116

Liste des tableaux

1.1 Découpage et utilisation du spectre micro-ondes 11
1.2 Bandes ISM 12
1.3 Caractéristiques des standards WiFi 802.11 les plus marquants . . . 14
1.4 Classes des appareils certifiés Bluetooth 15
1.5 Caractéristiques des versions successives du Bluetooth 15

2.1 Exemples de produits existants sur le marché des modules dédiés . . 33
2.2 Comparaison des techniques d'intégration d'antennes sur quelques points clés 34

3.1 Adaptation de l'antenne en fonction de la distance d entre alimentation et court-circuit 42
3.2 Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de l'épaisseur 42
3.3 Efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la largeur des pistes lp 43
3.4 Caractéristiques du premier prototype fabriqué sur substrat FR4 . . 43
3.5 Caractéristiques de la structure de référence LTCC 45
3.6 Variation de l'efficacité rayonnée en fonction de la surface métallique 48
3.7 Variation de bande passante en fontion des composants utilisés dans un circuit LC 2 cellules 61
3.8 Variation de bande passante en fontion des composants utilisés dans un circuit LC 4 cellules 62
3.9 Variation de bande passante en fontion des composants réels utilisés dans un circuit CL 2 cellules 63

4.1 Résultats de simulation HFSS de la configuration 1 74
4.2 Résultats de simulation HFSS de la configuration 2 74
4.3 Résultats de simulation HFSS de la configuration 3 76
4.4 Résultats de simulation HFSS de la configuration 4 77
4.5 Panel de structures de référence 77
4.6 Résultats de simulation HFSS de la forme 1 79
4.7 Résultats de simulation HFSS de la forme 2 80
4.8 Étude de l'impact de l'évolution de la largeur du bras rayonnant de l'antenne 80
4.9 Résultats de simulation ADS de la forme 3 82
4.10 Résultats de simulation ADS de la forme 4 82
4.11 Résultats de simulation ADS de la forme 5 84
4.12 Résultats de simulation ADS de la forme 6 84
4.13 Résultats de simulation ADS de la forme 7 85
4.14 Résultats de simulation ADS des formes 4 et 6 réduite sur différents types de plans de masse 89

4.15 Résultats de simulation ADS des formes 5 et 6 pour les cas extrêmes de tolérances de fabrication 90
4.16 Résultats de simulation ADS de structures différenciées par la distance plan de masse - dernier méandre 91
4.17 Coefficients de réflexion mesurés sur les prototypes sur deux tailles de pcb (format clé usb et téléphone portable) 95
4.18 Efficacité totale minimum mesurée dans la bande passante sur les prototypes sur deux tailles de pcb (format clé usb et téléphone portable) 99

5.1 Efficacité totale minimum et gain total simulés dans la bande passante pour les trois formats de pcb 106
5.2 Récapitulatif des performances réelles mesurées sur le module AiP . 115

Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP

Résumé : Ce mémoire présente la conception et l'optimisation d'antennes miniatures intégrées en modules de type System in Package. L'objectif est de répondre à un besoin croissant en modules intégrés complets, comprenant tous les composants nécessaires pour apporter des fonctionnalités sans-fil aux objets communicants. Afin de remplir cet objectif, les antennes doivent satisfaire de nombreux critères, autant au niveau des performances (adaptation, bande passante, efficacité, diagramme de rayonnement) qu'au niveau des méthodes de conception (robustesse, coût, adaptation au processus de fabrication SiP, possibilité de production industrielle). L'extrême miniaturisation rend d'autant plus délicate leur mise en oeuvre qu'elle entraîne des phénomènes physiques limitant les performances. Nos travaux étudient la possibilité d'utiliser certaines techniques d'amélioration par l'ajout d'éléments structurels (éléments capacitifs, éléments parasites, fentes) et l'utilisation de circuits d'adaptation spécifiques. Diverses modifications géométriques innovantes appliquées aux structures antennaires ont également été utilisées pour obtenir des résultats satisfaisant tous les critères. Les antennes élaborées permettent à des objets communicants de dimensions variées d'opérer dans la bande de fréquences $2,4\,\text{GHz}$ pour des applications de type WiFi ou Bluetooth. Plusieurs séries de réalisations de prototypes ont permis de valider les résultats et confirmer les phénomènes électromagnétiques mis en jeu.

Mots clés : Miniaturisation d'antenne, intégration, LTCC, laminé, éléments parasites, circuits d'adaptation, System in Package

Design of miniature integrated antennas for RF SiP systems

Abstract : This thesis presents the design and optimization of miniature antennas integrated in RF System in Package modules. The goal is to meet the growing need for complete integrated modules, including all components needed to provide wireless functionality to electronic devices. In order to achieve this objective, the antennas must meet several criteria in terms of performance (matching, bandwidth, efficiency, radiation pattern) and design methods (robustness, cost, SiP manufacturing process, industrial production). The extreme miniaturization makes it more difficult because it leads to physical phenomena limiting the performance. Our research is investigating the possibility of using some techniques to improve the antenna with the addition of structural elements (capacitive feed, parasitic arms, slots) and the use of specific matching circuits. Various geometrical innovative modifications applied to antenna structures have also been used to obtain results satisfying all criteria. The designed antennas allow communicating objects of various sizes to operate in the 2.4 GHz band for applications such as WiFi or Bluetooth. Several runs of prototypes have validated the results and confirm the electromagnetic phenomena observed.

Keywords : Antenna miniaturization, integration, LTCC, laminate, parasitic arm, matching network, System in Package