

UNIVERSITE DE LIMOGES

ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Département Ondes et Systèmes Associés

Année : 2013

Thèse N° 56

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline / Spécialité : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Présentée et soutenue par

Faycel FEZAI

Le 06 Décembre 2013

Synthèse d'architectures d'antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux – application au projet Remote Wake Up (RWU)

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE, encadrée par Monsieur Marc THEVENOT et Monsieur Cyrille MENUDEIER

JURY :

Président

Monsieur Christian. VOLLAIRE

Professeur, Ecole Centrale de Lyon

Rapporteurs

Monsieur Robert STARAJ

Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis

Monsieur Raphaël GILLARD

Professeur, INSA de Rennes

Examineurs

Monsieur Thierry MONEDIERE

Professeur, Université de Limoges

Monsieur Marc THEVENOT

Chargé de recherche CNRS

Monsieur Cyrille MENUDEIER

Maître de conférences, Université de Limoges

Invité

Monsieur Pascal Doré

Ingénieur R&D (Legrand)

Dédicace

Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été effectué à l'Université de Limoges – Faculté des Sciences et Techniques – au sein du laboratoire XLIM dans le département OSA (Ondes et Systèmes Associés), dirigé par le Professeur Thierry MONEDIERE.

J'adresse tout d'abord tous mes remerciements à Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche, pour avoir assuré la direction de cette thèse et aussi pour la confiance qu'il m'a accordée.

J'exprime mes sincères remerciements à mes encadrants Monsieur Marc THEVENOT, chargé de recherche au CNRS et Monsieur Cyrille MENUJER, maître de conférences, pour leur soutien moral, leurs conseils scientifiques, leurs remarques très pertinentes ainsi que pour les échanges qui ont enrichi mes connaissances en électromagnétisme.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Christian VOLLAIRE, Professeur à l'INSA de Lyon (Ecole Centrale de Lyon) – laboratoire AMPERE, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'adresse également toute reconnaissance à Monsieur Robert STARAJ, Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis et Monsieur Raphaël GILLARD, Professeur à l'Université de Rennes, pour avoir accepté de juger ce travail et d'être rapporteurs de ce mémoire.

Je remercie très sincèrement Monsieur Pascal DORE, Ingénieur Recherche et Développement de la société LEGRAND, pour avoir accepté de faire partie de ce jury de thèse.

Je tiens à remercier vivement Monsieur Eric ARNAUD, Ingénieur d'études au CNRS, pour ses conseils techniques pour les réalisations et pour avoir bloqué son emploi du temps beaucoup de fois pour effectuer les différentes fabrications et mesures des prototypes d'antennes. Un grand merci également à Nicolas Chevalier, ingénieur du CRT CISTEME, pour les diverses réalisations de prototypes et sa disponibilité en ce qui concerne les ressources informatiques.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à Patricia LEROY, secrétaire du département OSA, pour sa grande disponibilité, sa patience hors norme, sa bonne humeur et son soutien moral durant toute cette thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi au personnel de l'atelier mécanique du laboratoire XLIM, composé de Messieurs Pierre-Olivier MARTIN, Patrick FRUGIER et Ludovic RAINAUD, pour les conseils et la réalisation de tous les supports nécessaires à la mesure de mes prototypes d'antennes.

Mes pensées se tournent vers l'ensemble du personnel du labo et mes collègues avec qui j'ai partagé des bons moments : Jamil, Faten, Aymen, Hussein, Nicolas, Moctar, Manu, Irina, Miguel, Nabil, Thomas, Laure, Régis, Sébastien, Sylvain, Cyril, David, Joddie et Thomas ainsi que tous ceux et celles que j'ai oublié de citer. Je tiens également à associer à mes remerciements tous mes amis de l'extérieur

Et enfin, je tiens à remercier la Direction Régionale de la Recherche en Limousin pour le soutien financier des recherches effectuées durant cette thèse et également pour m'avoir accordé une bourse régionale durant ma thèse.

Pour finir, je tiens vivement à remercier tous les membres de ma famille pour leur soutien moral qui n'a pas de limite, pour m'avoir toujours poussé à la réussite dans toutes les situations dans ma vie. Je leur souhaite toujours le meilleur.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I. Antennes à éléments parasites et reconfigurabilité	7
I Positionnement de l'étude et justification des antennes à éléments parasites.....	7
II Etat de l'art des antennes à éléments parasites.....	12
II.1 Antennes à éléments parasites passifs.....	12
II.1.1 Antenne de référence : Présentation	12
II.1.2 Evolution en technologie imprimée.....	14
II.2 Couplage mutuel : paramètre clé dans la conception des antennes à éléments parasites.....	16
II.3 Antennes à éléments parasites reconfigurables.....	19
II.3.1 Concept de base : principe de fonctionnement (Harrington).....	19
II.3.2 Commutation du faisceau	20
II.3.3 Formation de faisceaux évolués par commande électronique	23
II.3.1 Introduction d'agilité fréquentielle ou de polarisation	25
II.3.2 Evolution du concept vers les antennes reflectarrays	27
II.4 Réalisation des charges réactives nécessaires pour les AEP	29
II.4.1 Les MEMS RF (commutateurs et capacités variables)	29
II.4.1.1 Les commutateurs	29
II.4.1.2 Les capacités variables.....	30
II.4.2 Les diodes PIN et VARACTORS	31
II.4.3 Autres techniques de réalisation des charges réactives	31
III Conclusion.....	33
Chapitre II. Mise en œuvre d'un outil de synthèse pour antennes à éléments parasites. 35	35
I Introduction et Objectifs.....	35
II Description des formalismes utilisés.....	36
II.1 Analyse des principes de fonctionnement des antennes à éléments parasites (AEP)	36
II.1 Mise en équation du problème électromagnétique	38
II.2 Résolution du problème global	42
II.2.1 Focalisation du rayonnement dans une direction (θ_{steer} , ϕ_{steer}).....	43
II.2.2 Recherche de solutions satisfaisant plusieurs directions de rayonnement simultanément	47
II.3 Détermination des impédances	47
II.3.1 Calcul des charges réactives	47
II.3.2 Impédance d'entrée de l'antenne à éléments parasites.....	48
III Plateforme numérique	48
IV Validation numérique.....	50
IV.1 Extraction des caractéristiques EM du système multiports.....	52
IV.2 Calcul des charges à connecter aux ports de l'antenne	54

IV.3	Vérification du calcul par CST-MWS.....	59
IV.4	Conclusion.....	61
V	Optimisation d'une antenne Yagi imprimée compacte.....	62
V.1	Adaptation du modèle numérique de l'antenne et analyse électromagnétique.....	63
V.2	Synthèse des charges à connecter aux ports.....	64
V.3	Validation du modèle numérique.....	65
V.4	Remplacement des charges réactives par des modifications de formes.....	67
V.5	Finalisation d'une maquette et caractérisation.....	69
V.5.1	Ajout d'un symétriseur pour l'alimentation.....	70
V.5.2	Réalisation et mesure d'un prototype.....	71
VI	Conclusion.....	76
Chapitre III. Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable.....		77
I	Objectifs.....	77
II	Conception, fabrication et caractérisation de charges réactives accordables.....	78
II.1	Conception d'un déphaseur en réflexion.....	78
II.1.1	Architecture du déphaseur à diodes varactors.....	78
II.1.2	Calcul du coefficient de réflexion pour $0.3\text{pF} < C_{\text{diode}} < 3\text{pF}$	80
II.2	Fabrication et caractérisation des charges réactives pilotables.....	87
III	Fabrication et caractérisation du réseau linéaire de 7 monopôles.....	94
IV	Synthèse de diagrammes de rayonnement.....	100
IV.1	Configuration n°1 : $\{\theta_{\text{steer}}=90^\circ ; \phi_{\text{steer}}=0^\circ\}$	100
IV.2	Configuration n°2 : $\{\theta_{\text{steer}}=90^\circ ; \phi_{\text{steer}}=180^\circ\}$	106
V	Mesure de l'antenne à éléments parasites reconfigurable.....	109
V.1	Mesure de l'adaptation.....	110
V.2	Mesure des diagrammes de rayonnement.....	111
VI	Conclusion.....	114
Chapitre IV. Intégration de composants discrets au sein d'une structure rayonnante.....		117
I	Introduction.....	117
II	Validation du concept par une structure de référence.....	118
II.1	Réalisation du prototype.....	119
II.2	Validation expérimentale.....	121
II.2.1	Coefficient de réflexion S11.....	121
II.2.2	Diagramme de rayonnement.....	123
II.3	Conclusion.....	124
III	Mise à l'épreuve du concept technologique par la conception d'une antenne à 15 éléments.....	125
III.1	Mise au point d'un premier prototype d'antenne à 15 éléments.....	125
III.1.1	Synthèse de la fonction rayonnement.....	127
III.1.2	Rétro-simulation de l'antenne à éléments parasites avec les composants réels.....	130
III.1.3	Adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne.....	132
III.1.4	Fabrication et mesure.....	134
III.2	Réalisation du second prototype d'antenne à 15 brins.....	137
III.2.1	Implantation de l'antenne sur le substrat multicouche.....	137

III.2.2	Adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne	139
III.2.3	Optimisation et caractérisation du prototype expérimental	140
IV	Conclusion.....	144
Chapitre V. Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU) ...		
I	Introduction	147
II	Présentation du projet Remote Wake UP (RWU).....	148
II.1	Contexte et enjeux.....	148
II.2	Description du dispositif RWU.....	151
II.2.1	Principe de fonctionnement de l'émetteur.....	152
II.2.2	Principe de fonctionnement du récepteur	153
II.3	Rôle du laboratoire XLIM dans le projet et travail lié à la thèse.....	155
II.4	Scénarii envisagés dans le projet RWU	156
III	Scénario 1 : solution d'antenne pour la visée directe.....	157
III.1	Cahier des charges.....	157
III.2	Développement de l'antenne d'émission	159
III.3	Réalisation et mesure des prototypes	161
III.3.1	Présentation des prototypes développés.....	161
III.3.2	Résultats de mesures : Coefficients de réflexions (S_{11}) et diagrammes de rayonnements	163
III.3.3	Bilans de liaisons expérimentaux.....	165
IV	Scénario 2 : Conception d'un réseau de capteurs multifaisceaux polyvalent :	167
IV.1	Objectifs de l'étude	167
IV.2	Hypothèse de travail et cahier des charges.....	169
IV.2.1	Contraintes fonctionnelles	169
IV.2.2	Dimensionnement des antennes.....	171
IV.3	Développement de l'antenne de réception	175
IV.3.1	Description de l'antenne élémentaire.....	175
IV.3.2	Synthèse des charges réactives nécessaire au diagramme de rayonnement	177
IV.3.3	Couplage entre les antennes du plafonnier	177
IV.3.4	Diagrammes de rayonnement	178
IV.4	Couverture électromagnétique du plafonnier.....	181
IV.4.1	Diagramme de rayonnement du système complet	181
IV.4.2	Calcul du bilan de liaison.....	182
IV.5	Optimisation des circuits de redressement bas niveau de chaque capteur	187
IV.5.1	Etude de la cellule de rectification pour l'association des 6 capteurs.....	187
IV.5.1.1	Description du circuit de rectification	187
IV.5.1.2	Optimisation du circuit de rectification.....	188
IV.5.1.3	Résultats de la sommation continue	190
IV.5.1.4	Tension délivrée par le plafonnier en fonction de la puissance de l'émetteur et de la dimension du local	194
IV.5.2	Mise en œuvre des rectennas	195

IV.5.2.1	Description du circuit réalisé.....	195
IV.5.2.2	Réponse d'un capteur « E » intégrant les caractéristiques des composants réels	198
IV.5.2.3	Sommation des signaux continus issus des 6 capteurs du plafonnier ...	200
V	Conclusion.....	201
Conclusion générale		203
Bibliographie		207

ANNEXES

Annexe I	Calcul du champ électrique E	
	En émission	
	En réception.....	
Annexe II	Spécifications techniques des diodes varactors Skyworks.....	
Annexe III	Spécifications techniques des diodes Avago HSMS serie 285x.....	
Annexe IV	Relations entre les paramètres S_{ji} , les ondes de puissances « a » et « b » et les grandeurs électriques tension/courant.	
Annexe V	Transformations matricielles	

Introduction générale

Les terminaux et commandes RF sans fil ont aujourd'hui envahi nos foyers avec les box ADSL, les Smartphones, les tablettes, et autres dispositifs communicants tels que les commandes de volets roulants ou de portails électriques. Même les téléviseurs sont aujourd'hui équipés en Wi-Fi et commandables par un Smartphone pour mutualiser les services de télécommunications.

Dans ce contexte, les antennes sont omniprésentes et il paraît légitime d'optimiser les performances de celles-ci pour d'une part, minimiser les consommations de tous ces dispositifs, nomades ou non, et d'autre part, pour que les antennes puissent apporter un degré de liberté supplémentaire dans les bilans de liaison.

Parmi les antennes candidates à la réalisation de ces objectifs, une orientation vers des antennes à multi-éléments rayonnants paraît pertinente. Ces dernières permettent d'offrir plus de possibilités que les antennes basées sur un élément seul. Cependant, en nous intéressant à la catégorie des réseaux d'antennes, nous nous apercevons vite que leur complexité, notamment lorsqu'elles sont reconfigurables, et leur modélisation délicate les rendent difficilement exploitables dans un contexte de marché de masse où on ne peut se permettre d'introduire des technologies d'antennes coûteuses. De plus, ces antennes sont munies d'un circuit de distribution, le plus souvent imprimé, qui les rend assez dispersive lorsque des substrats non spécifiques pour les hautes fréquences sont utilisés. Ce point devient critique dans les applications citées car les substrats utilisés sont majoritairement de type verre époxy, choisis pour leur faible coût et pour leur compatibilité avec les procédés de fabrication des circuits électroniques qui environnent l'antenne. En revanche les caractéristiques électromagnétiques (permittivité diélectrique, pertes) de ces substrats peuvent varier de façon significative d'un lot d'approvisionnement à un autre, ce qui peut être préjudiciable pour l'antenne.

Face à ce constat, nous identifions deux obstacles :

- Les réseaux d'antennes, passifs ou reconfigurables, restent des antennes dont la complexité ne les rend pas facilement déclinables à bas coût tout en conservant des performances optimales, pour des applications grand public ;

- Les contraintes d'industrialisation de tous les équipements cités demandent l'utilisation de substrats « low-cost » et un procédé d'intégration de l'antenne qui n'introduit pas d'étape supplémentaire dans la chaîne de fabrication (circuit + report des composants).

Pour apporter une solution à ces deux problèmes, nous proposons dans ce manuscrit de nous intéresser aux antennes à éléments parasites. En effet, celles-ci sont utilisées depuis plusieurs dizaines d'années dans les applications de télédiffusion, à travers l'emblématique antenne Yagi-Uda. Leur principal avantage réside dans l'utilisation d'une seule voie d'alimentation, sans circuit de distribution. Les différents éléments que l'on nomme parasites sont excités par couplages électromagnétiques, de proche en proche, depuis l'élément excité jusqu'aux extrémités de l'antenne. Ce principe de fonctionnement est intéressant dans le sens où il permet de rester sur des architectures relativement simples à fabriquer, contrairement aux réseaux d'antennes. Par contre, leur mise au point n'en est pas pour autant simplifiée. De par leur principe de fonctionnement, leurs performances ne peuvent être garanties que par une bonne connaissance des couplages entre les éléments lors de la phase de conception. Sur ce point, on constate aujourd'hui que nombre de solutions existantes ont recours au paramétrage ou à des fonctions tabulées pour déterminer les dimensions à donner aux différents éléments de l'antenne. Cela constitue un frein au développement de ces architectures pour des applications spécifiques, ou des conceptions au cas par cas, qui peuvent vite devenir longues et fastidieuses, vont entraîner des coûts de développements trop importants.

Si nous voulons pouvoir utiliser des antennes à éléments parasites dans des applications de masse, il faut donc que nous nous attachions dans un premier temps au développement d'une méthode de conception fiable et maîtrisée. Pour que ces antennes soient viables économiquement, il faut que le concepteur puisse réaliser rapidement un design qui répond à un cahier des charges donné.

Au-delà de cette problématique de conception, il faut également que l'antenne à élément parasite est une architecture simple à fabriquer et la plus générique possible. Ces deux critères sont cruciaux pour pouvoir à la fois réduire les coûts mais aussi pour minimiser les dispersions lors des phases de réalisation. Dans ce cadre, nous allons développer des architectures suffisamment génériques pour pouvoir être implantées dans différents types d'équipement, en essayant de limiter la contrainte de conception à la taille de circuit imprimé

allouée à l'antenne dans chaque cas. A cette fin, nous présenterons des architectures où l'ajustement des performances électromagnétiques de l'antenne, et notamment sa formation de faisceaux, sera réalisé à l'aide de composants montés en surface (CMS) qui joueront le rôle de charges réactives. Cette approche, à condition d'être couplée à une méthode de synthèse fiable, devrait permettre de franchir les deux obstacles mentionnés précédemment.

En levant ces deux verrous, il devient envisageable de s'intéresser à des architectures d'antennes à éléments parasites plus ambitieuses. En effet, en ayant une méthode de conception fiable, nous pouvons étudier des antennes contenant une multitude d'éléments parasites, distribuées suivant une, deux ou trois dimensions, ce qui s'avère très délicat, voire inaccessible avec les approches usuelles. Dans ce cadre, nous introduirons un concept d'antenne à éléments parasites à faisceaux commutables dans la thèse. Cet exemple permettra de mettre en avant les développements réalisés mais pourra aussi servir de base à des travaux futurs.

De façon à valider et exploiter les développements réalisés dans le cadre de cette thèse, nous inscrirons tous ces travaux dans le cadre du projet collaboratif FUI¹ « Remote Wake Up », qui s'est déroulé de 2009 à 2012. Ce projet, initié par la société LEGRAND, a regroupé un consortium de laboratoires (XLIM et AMPERE), d'industriels (ST Microelectronics, SOREC), l'Université d'Orléans et le CRT Cisteme. Ces partenaires se sont fixés comme objectif la minimisation de la consommation en veille des équipements électroniques. A cette fin, nous présenterons un concept innovant dans lequel les antennes auront un rôle important car elles doivent à la fois assurer des performances élevées tout en offrant une architecture la plus générique possible pour minimiser son coût de fabrication.

PLAN DU MANUSCRIT

Chapitre I-Antennes à éléments parasites et reconfigurabilité

Le premier chapitre présente une étude bibliographique sur les antennes à éléments parasites, de façon à positionner leur intérêt par rapport aux applications visées. Dans ce chapitre, nous rappellerons les concepts initiaux qui ont motivé nos développements, pour développer des antennes à éléments parasites passives ou reconfigurables. Une présentation

¹ FUI : Fonds Uniques Interministériels

succincte de quelques composants électroniques (dispositifs RF) permettant d'obtenir cette agilité de performances (en fréquence, en polarisation et plus particulièrement en diagramme de rayonnement) sera également présentée.

Chapitre II-Mise en œuvre d'un outil de synthèse pour antennes à éléments parasites

Dans le second chapitre, nous présentons la mise en œuvre d'un outil de synthèse pour étudier et concevoir les antennes à éléments parasites. L'outil présenté dans ce manuscrit est suffisamment générique pour traiter des antennes comportant un très grand nombre d'éléments. Ces derniers peuvent être de même nature ou être issus d'un mélange d'antennes élémentaires différentes (Dipôle, Monopole, Patch, PIFA², Fente rayonnante, etc). La procédure de conception présentée dans ce chapitre est basée sur l'utilisation des couplages mutuels qui sont à la base du fonctionnement des antennes à éléments parasites. Elle s'appuie sur des travaux antérieurs du laboratoire XLIM, sur les réseaux d'antennes, à travers la thèse d'Ahmad ElSayed Ahmad en 2010 et sur les réseaux réflecteurs, abordés dans la thèse de Yasser Abdallah, en 2012. Nous présentons ici un cas test d'antenne à éléments parasites dans lequel l'outil de synthèse a été utilisé pour valider notre approche.

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

Le troisième chapitre constituera une extension des travaux du deuxième chapitre. Il s'agit dans ce cas, de donner une autre dimension à l'outil de synthèse ainsi développé dans le chapitre précédent en ajoutant le critère de reconfigurabilité. Dans ce chapitre, nous développerons un démonstrateur d'antenne à éléments parasites reconfigurable. L'antenne est constituée de 7 éléments dont l'un est actif et les autres sont chargés sur des circuits déphaseurs en technologie distribuée intégrant des composants actifs (diodes varactors), permettant de réaliser la fonction d'agilité. Une grande partie de ce chapitre sera consacré à l'étude et au développement des circuits déphaseurs permettant d'aboutir à l'agilité. Les performances mesurées de ces circuits ont été intégrées dans l'outil de synthèse afin de prédire avec précision les résultats de mesure de l'antenne par la suite. Deux cas de figure seront présentés pour la validation de la procédure, correspondant à deux configurations de synthèse du diagramme de rayonnement de l'antenne agile.

² PIFA : Printed Inverted F Antenna

Chapitre IV-Intégration de composants discrets au sein d'une structure rayonnante

Dans ce chapitre, nous proposons une solution d'antennes à éléments parasites qui est propice à l'intégration dans des équipements électroniques développés pour les marchés de masse. Cette solution est basée sur l'intégration de composants (fonctions) électroniques -tels que des capacités et des inductances CMS - dans la structure même de l'antenne développée. L'originalité réside ici dans l'incorporation des CMS directement sur la fonction rayonnement. C'est en travaillant en étroite collaboration avec les partenaires industriels du projet RWU et en écoutant leurs besoins en matière de développement et de fabrication d'antennes que nous avons mis en place cette procédure pour concevoir et réaliser des antennes de façon générique et rapidement. Des exemples de validation seront également présentés, permettant de montrer l'efficacité de cette procédure.

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

Dans ce dernier chapitre, nous montrons que la procédure de conception des antennes à éléments parasites développée et présentée dans le chapitre II est parfaitement adaptée aux besoins des industriels en matière de réalisation d'antennes génériques intégrées à des produits industriels à faible coût.

Nous présenterons les enjeux du projet RWU et le rôle très important de l'antenne sur les performances finales à travers deux scénarii fixés par le consortium. Dans le premier scénario, nous présentons les atouts de l'intégration des antennes à éléments parasites dans des modules d'émission et de réception d'énergie RF dans le cas d'une liaison point à point. Dans le deuxième scénario, nous détaillerons une application du secteur tertiaire pour des liaisons point multipoints avec conversion RF/DC et sommation continue. Un démonstrateur multifaisceaux original sera présenté. Une étude détaillée sur la sommation des tensions continues générées par chaque circuit de conversion sera aussi au cœur de nos objectifs pour l'obtention de performances optimales.

Chapitre I. Antennes à éléments parasites et reconfigurabilité

I Positionnement de l'étude et justification des antennes à éléments parasites

Les télécommunications sans fil continuent sans cesse à évoluer pour fournir des services de plus en plus consommateurs de débits aux utilisateurs. Il est aujourd'hui courant de pouvoir regarder des flux vidéo en streaming ou encore de consulter des données stockées dans un Cloud à partir de n'importe quel terminal mobile. Au niveau des habitations, il en est de même avec, en plus des multiples appareils multimédia connectés, un essor des dispositifs domotiques qui apportent un confort à l'utilisateur. Les conséquences sur les réseaux d'infrastructure délivrant ses services sont aussi importantes dans le sens où il faut pouvoir faire cohabiter une multitude de données, assurer des débits conséquents et aussi anticiper les futurs services pour ne pas faire face à des systèmes qui deviennent trop vite obsolètes.

Dans toutes ces situations, les antennes ont un rôle important car elles constituent le maillon d'entrée et de sortie des chaînes de télécommunications, et leurs performances impactent directement le bilan de liaison. Il paraît donc légitime de s'intéresser à des concepts d'antennes qui peuvent apporter un degré de liberté ou une évolutivité de la chaîne d'émission-réception.

Parmi les concepts les plus attractifs, ceux mettant en jeu des antennes génériques ou reconfigurables représentent aujourd'hui un véritable défi, à la fois conceptuel, mais aussi technologique. En effet, pour être d'intérêt sur des applications de masse, l'antenne doit apporter une plus-value sur les performances par rapport aux solutions existantes, mais elle doit aussi être compatible de procédés de fabrication et d'utilisation de matériaux et de technologies à bas coûts.

Dans ce contexte, les antennes à multi-éléments rayonnants prennent tout leur sens. Parmi celles-ci, nous trouvons les antennes réseaux à rayonnement direct (DRA, Direct Radiating Arrays) [1]–[3], les antennes à réseaux réflecteurs [4], [5] ou transmetteurs (Reflectarray ou Transmitarray) et les antennes à éléments parasites (AEP). Toutes peuvent être déclinées en versions passives ou reconfigurables.

Néanmoins par rapport aux contraintes d'un marché de masse, les antennes de type DRA nécessitent des circuits de formation de faisceaux [6] dont la complexité, et par conséquent le coût, sont vite prohibitifs. A titre d'exemple, nous montrons sur la Figure I-1 un réseau linéaire de monopoles permettant de faire une formation de faisceau dans une direction définie [7]. Le diagramme de rayonnement est présenté sur la Figure I-2 et le réseau de distribution permettant d'accorder les déphasages nécessaires est illustré sur la Figure I-3. Ces déphasages sont réalisés avec des tronçons de lignes micro-ruban entre la source principale (l'entrée 50 Ω) et l'accès de chacun des monopoles. L'antenne dans sa configuration nominale permet un fonctionnement à 5.6 GHz avec un dépointage à 70° dans le plan d'alignement des monopoles et un gain réalisé maximal dans cette direction de 14.8 dBi. Le réseau de distribution a été réalisé sur un substrat de type Rogers RT6002 de dimensions 330x100x5mm, de permittivité diélectrique relative égale à 2.95 et de tangente de pertes de 1.10^{-3} . Malgré sa simplicité apparente, un tel circuit reste néanmoins coûteux à produire, essentiellement par la présence d'un matériau RF (Rogers RT 6002) et par la présence d'un circuit de distribution.

Pour pouvoir rendre cette antenne viable d'un point de vue industrialisation sur un marché de masse, il faudrait, idéalement, pouvoir la concevoir sur un circuit imprimé de type verre époxy et simplifier le circuit de distribution (dont la dispersion sur ce type de substrat est délicate à gérer).

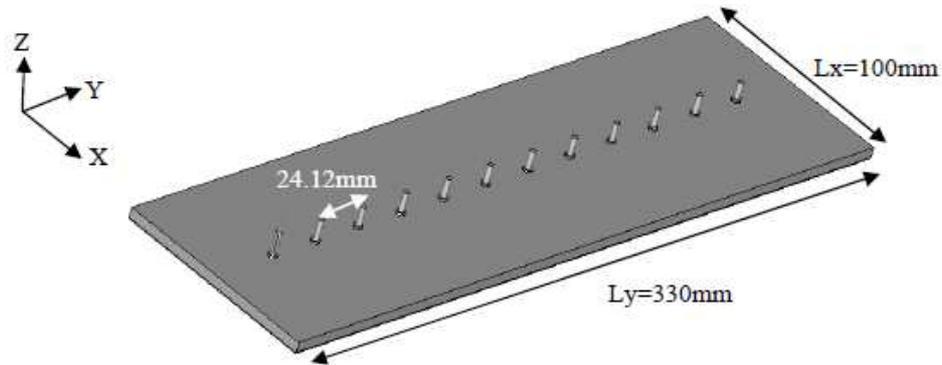


Figure I-1 : Antenne réseau passive composée de 12 monopoles [8]

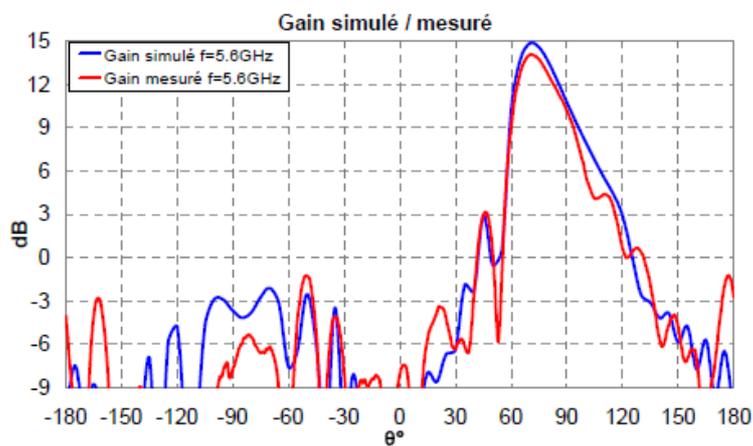


Figure I-2 : Résultats du rayonnement objectif associé au réseau des monopoles dans le plan (YOZ)

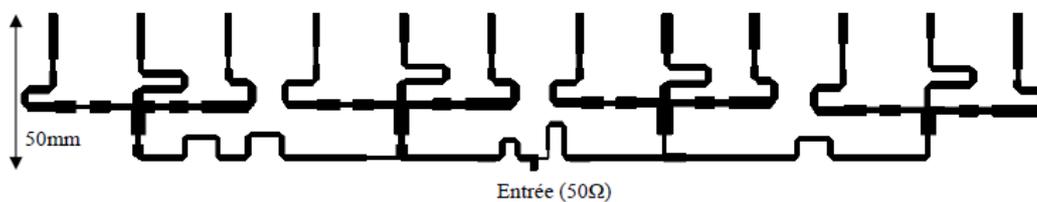


Figure I-3 : Réseau de distribution associé au réseau des monopoles

Il est avéré que de bonnes performances peuvent être obtenues avec les DRA, mais leur déclinaison reconfigurable entraîne cependant des problématiques de conception et des circuits de formations de faisceaux complexes [9]–[11], ce qui implique des coûts de conception et de fabrication qui les rendent également difficilement déployables à grande

échelle. Le schéma de principe d'une telle antenne est rappelé sur la Figure I-4, où l'on voit la nécessité de disposer de déphaseurs réglables (et éventuellement d'atténuateurs ou amplificateurs) pour réaliser plusieurs objectifs de rayonnement.

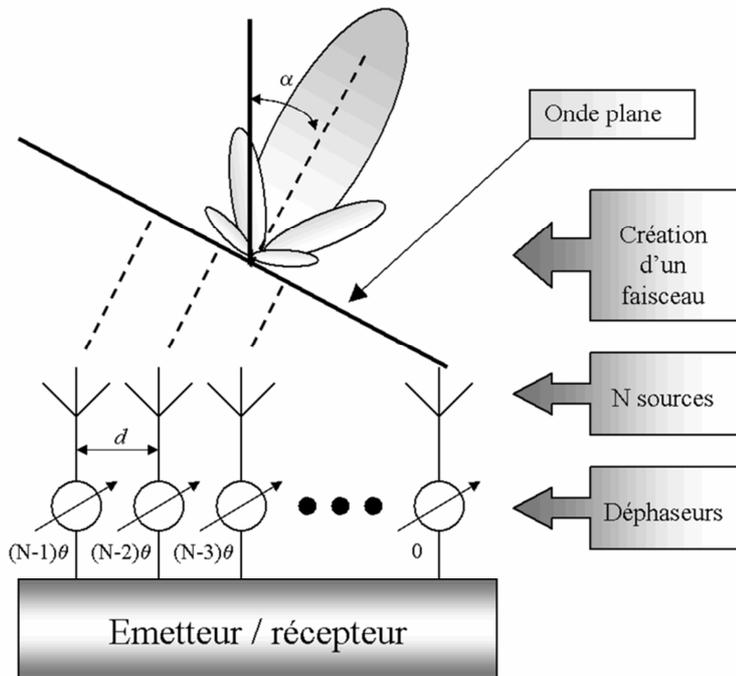


Figure I-4 : Schéma de principe d'un DRA reconfigurable

Cette complexité fait que les DRA reconfigurables sont aujourd'hui majoritairement réservés à des secteurs de niches, dans le domaine spatial ou militaire, où des exigences très fortes sont demandées sur les performances de l'antenne. Un exemple d'application évolué est donné sur la Figure I-5, représentant l'antenne à balayage électronique (RADAR) inséré dans le nez du Rafale [12]. Un autre exemple, montrant la complexité d'un circuit de formation de faisceau en guides d'ondes pour une application spatiale est montré sur la même figure [13].



Figure I-5 : DRA actif pour le Radar rafale C137_RBE2 [12](à gauche) et circuit de formation de faisceaux en guides d'ondes pour applications multifaisceaux spatial [13]

De leur côté, les antennes à réseaux réflecteurs possèdent un potentiel intéressant car leur rayonnement est obtenu par couplage électromagnétique, sans la nécessité d'un circuit physique dédié, tel qu'illustré sur la Figure I-6. Cependant, leur intérêt n'est avéré que pour des gains élevés ou pour des formations de diagrammes de rayonnement complexes [14], [15], ce qui réduit leur champ d'applications pour un marché de masse.

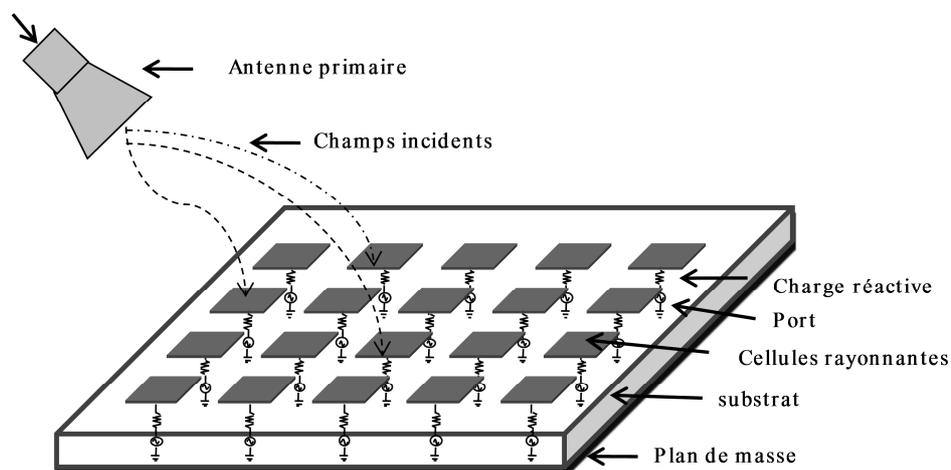


Figure I-6 : Schéma de principe d'une antenne à réseau réflecteur (reflectarray)

Il reste donc la catégorie des AEP, sur laquelle nous allons nous focaliser. En effet, celles-ci présentent des caractéristiques intéressantes, avec notamment, une alimentation simplifiée via un seul élément et des possibilités d'évolution par l'utilisation d'éléments parasites de natures différentes. Cependant, elles souffrent d'une mise au point délicate en raison de leur principe même de fonctionnement, basée sur une bonne connaissance et gestion des couplages électromagnétiques. En maîtrisant leur conception et en envisageant des déclinaisons reconfigurables, nous pourrions cependant envisager de les décliner à une multitude d'applications où leur coût de fabrication serait moins élevé que pour les deux catégories précédemment citées.

Dans la partie suivante, nous allons donc dresser un état de l'art des AEP, en insistant sur les points limitant leurs développements. Nous finirons par donner quelques exemples de reconfigurabilité, de façon à évaluer la complexité de telles architectures et si nous pourrions les exploiter dans cette thèse en visant des applications de type grand public.

II Etat de l'art des antennes à éléments parasites

Dans cette famille d'antennes, de la même façon que pour les antennes réseaux, on distingue deux catégories : les antennes à éléments parasites dites « passives » et les antennes dites « reconfigurables ».

II.1 Antennes à éléments parasites passifs

II.1.1 Antenne de référence : Présentation

Contrairement aux antennes réseaux actives où tous les éléments constituant le réseau sont alimentés individuellement par un générateur physique, dans le cas d'une antenne à éléments parasites, un seul de ces éléments est relié de façon directe au générateur RF. Les autres éléments sont tous excités par couplages mutuels entre éléments. L'exemple le plus connu de ce type d'antenne est l'antenne Yagi-Uda présentée sur la Figure I-7.

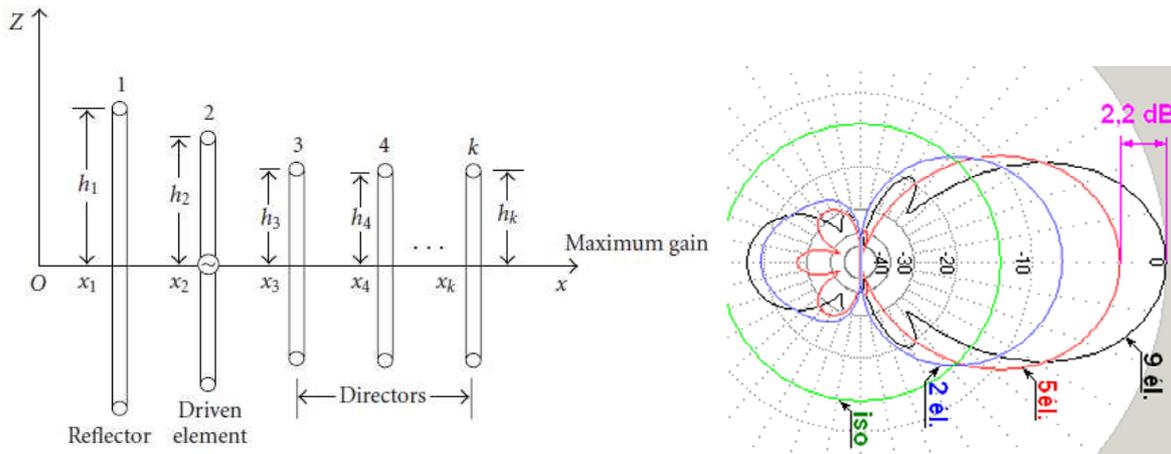


Figure I-7 : Exemple de base d'une antenne à éléments parasites (l'antenne **Yagi-Uda**) avec la forme du diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour différents nombres d'éléments utilisés (plan H de l'antenne)

L'antenne est composée d'une succession d'antennes de type dipôle demi-onde dont un seul est excité alors que les autres sont court-circuités [16], [17]. Dans sa configuration de base, l'élément actif a une longueur totale égale à la demi-longueur d'onde ($\lambda_0/2=2h_2$) correspondant à une fréquence de travail donnée. Les autres éléments, situés de part et d'autre de l'élément excité, sont appelés éléments parasites. En fonction de leurs positions et longueurs respectives, ils sont appelés réflecteurs ou directeurs. Ils contribuent à la formation du diagramme de rayonnement de l'antenne dans une direction privilégiée (Φ_{obj}, θ_{obj}).

Selon la Figure I-7, l'élément le plus long de tous (n° 1 dans ce cas) est appelé réflecteur, de longueur $2h_1$ légèrement supérieure à l'élément actif alors que les autres, qui sont de longueurs identiques ($2h_3, 2h_4, \dots, 2h_k$), et inférieures à celle de l'élément actif, sont appelés directeurs.

Selon la Figure I-7, le rayonnement (directivité) maximal de cette antenne est dans le sens des x positifs. D'une part, l'utilisation d'un grand nombre de directeurs fait augmenter la bande passante et d'autre part, ceci contribue à rendre l'angle d'ouverture de plus en plus faible [16], [17]. La distance entre les éléments est le plus souvent paramétrée pour obtenir une directivité maximale dans l'axe de propagation (axe d'alignement des éléments ; x) [18]. Un exemple de tableau de dimensionnement est donné sur la Figure I-8.

Composition du réseau Yagi	Écart I	L_A	L_R	L_{D1}	L_{D2}	L_{D3}	L_{D4}	G_{AV} (dB)	R_0 (Ω)
Dipôle + réflecteur	$I_R = 0,15 \lambda$	$0,47 \lambda$	$0,5 \lambda$					5	30
Dipôle + directeur	$I_D = 0,1 \lambda$	$0,49 \lambda$		$0,46 \lambda$				5,5	15
Dipôle + réflecteur + 1 directeur	$I_R = 0,2 \lambda$ $I_D = 0,1 \lambda$	$0,476 \lambda$	$0,51 \lambda$	$0,453 \lambda$				7	20
Dipôle = réflecteur + 2 directeurs	$I_R = 0,15 \lambda$ $I_{D1} = I_{D2} = 0,1 \lambda$	$0,47 \lambda$	$0,5 \lambda$	$0,46 \lambda$	$0,455 \lambda$			9	12
Dipôle + réflecteur + N directeurs	$I_R = 0,15 \lambda$ $I_{D1} = 0,1 \lambda$ $I_{DN} = 0,2 \lambda$	$0,47 \lambda$	$0,5 \lambda$	$0,46 \lambda$	$0,46 \lambda$ - 1 %	$0,46 \lambda$ - 2 %	$0,46 \lambda$ - 3 % etc.	10 à 14 dB	10 à 15 Ω

Figure I-8 : Tabulation des paramètres de conception d'une antenne Yagi-Uda classique [18]

Avec :

L_R , L_A et L_{Di} représentent la longueur du réflecteur, la longueur du dipôle principal (élément actif) et la longueur du directeur n° i , respectivement.

I : représente l'espacement entre les éléments cités ci-dessus.

R_0 : impédance d'entrée de l'antenne globale vue au niveau de l'élément actif.

G_{AV} : représente la directivité de l'antenne obtenue en fonction de ces paramètres.

Ce concept d'antenne à éléments parasites, qui a commencé et pris de l'importance depuis plusieurs dizaines d'années avec l'utilisation des antennes de type dipôle demi-onde [18] dans le cadre de la télédiffusion, a été généralisé dans les dernières années sur d'autres types d'antennes telles que les antennes patches [19] ou encore les antennes à fentes [20], [21].

II.1.2 Evolution en technologie imprimée

Depuis son invention par Yagi et Uda dans les années 20 [22], [23], elle a reçue beaucoup d'intérêt dans le domaine de la télédiffusion et de la radiodiffusion terrestre et

continue à être développée également pour des applications dans le domaine millimétrique, en version imprimée [24]–[30]. Un exemple d’antenne à éléments parasites type Yagi-Uda imprimée est présenté sur la Figure I-9 [31]. L’antenne est conçue pour fonctionner dans la bande K (18-26.5 GHz), à 24 GHz avec une directivité de 9 dBi.

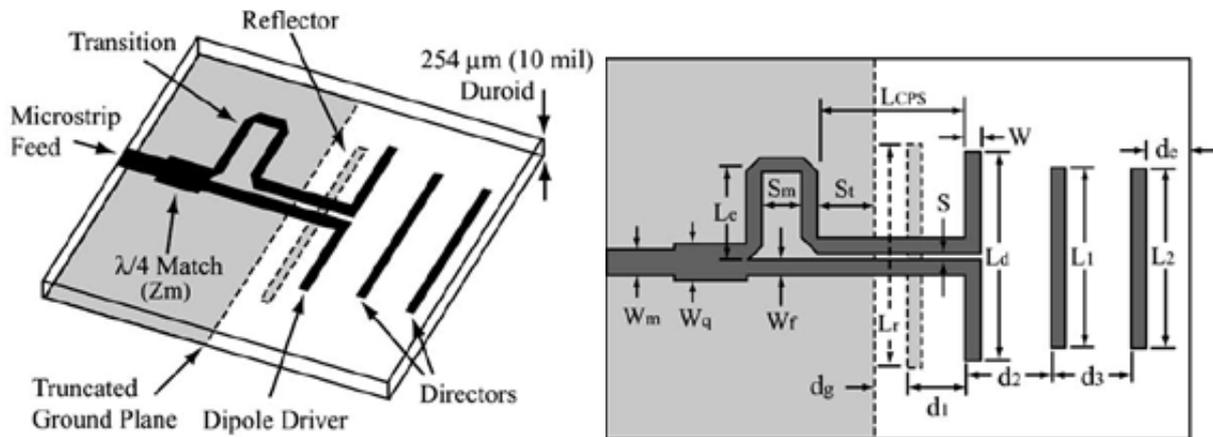


Figure I-9 : Antenne à éléments parasites imprimée sous sa forme passive (2004)

En 2008, Wen-Hua de National Central University de Taiwan avait repris les mêmes tables de conception établies dans les années 20 pour développer sa version d’antenne Yagi-Uda imprimée composée de 5 éléments sur un substrat de type RT/Duroid 5870 ($\epsilon_r=2.2$) [25]. Les performances en termes de directivité étaient satisfaisantes (10 dBi) à 10 GHz, mais la méthode de conception reste très classique et ne permet pas d’obtenir autrement que par un paramétrage le maximum de performances de la structure étudiée. Cette version imprimée est devenue fréquemment utilisée dans les réseaux d’antennes actives et passives, notamment pour des systèmes à balayage de faisceau RF [3] comme celui présenté sur Figure I-10. Elle permet d’obtenir un fort niveau de gain réalisé sur un angle d’ouverture très faible ce qui permet d’augmenter la portée et/ou l’efficacité du système dans chaque direction couverte par le faisceau électromagnétique.

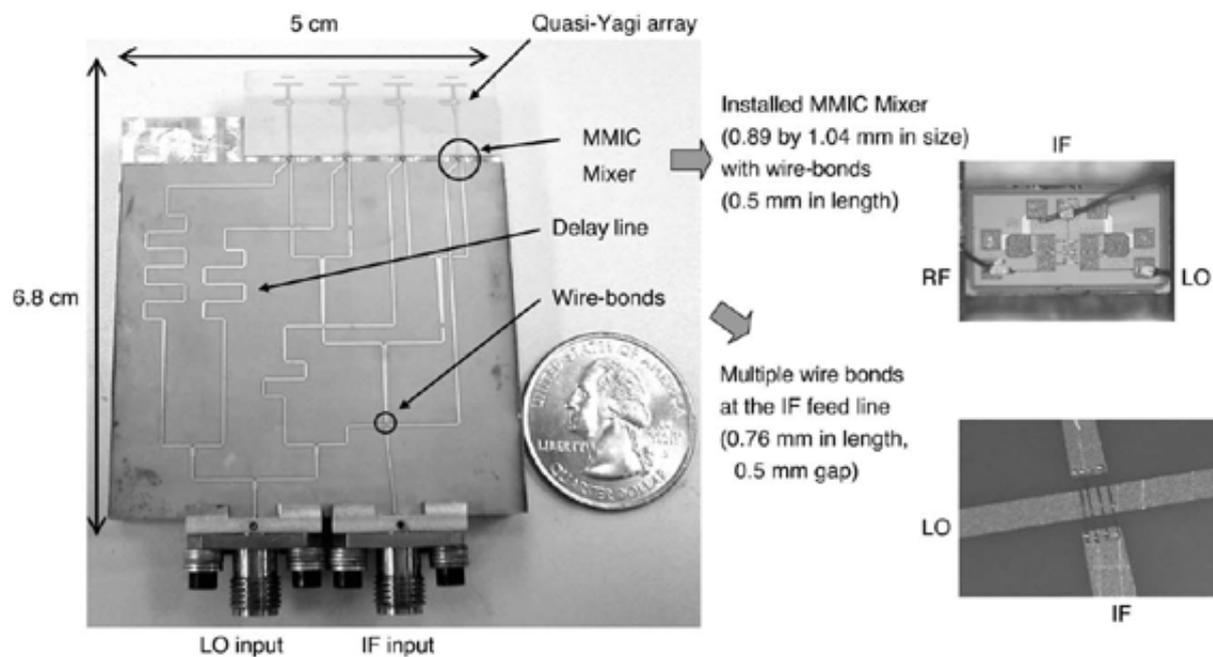


Figure I-10 : Utilisation des antennes Yagi-Uda imprimées dans un système à balayage électronique [3]

II.2 Couplage mutuel : paramètre clé dans la conception des antennes à éléments parasites

Le fonctionnement des antennes à éléments parasites est basé essentiellement sur les couplages mutuels [33], [34]. De façon générale, ce phénomène se produit lorsqu'au moins un objet conducteur (passif) est placé à proximité d'un autre élément rayonnant (actif). Ces éléments peuvent être actifs tous les deux. Un exemple d'interaction entre deux antennes de types dipôles traduisant le couplage mutuel est présenté sur la Figure I-11. Nous allons nous servir de cet exemple pour résumer simplement le principe d'instauration de ces couplages.

En considérant que seul l'élément n°1 est alimenté sur cette figure, le déplacement des charges électriques sur l'élément actif produit un courant électrique I_1 sur celui-ci, qui sera par la suite rayonné à travers la structure métallique de ce dernier, formant ainsi une onde électromagnétique [35]. En se propageant dans l'espace libre ou dans un milieu de propagation quelconque (substrat diélectrique), cette onde va créer un courant électrique I_2 sur le deuxième élément considéré au départ comme élément passif. Ce courant (I_2) sera ensuite rayonné par l'élément n° 2 et pourra se coupler de nouveau sur l'élément principal n° 1

(élément actif). Ceci a pour effet de modifier la distribution du courant sur le premier élément en modifiant ainsi son impédance Z_{in} . Dans cette configuration, le deuxième élément est appelé « élément parasite » et il contribue au rayonnement global de la structure métallique.

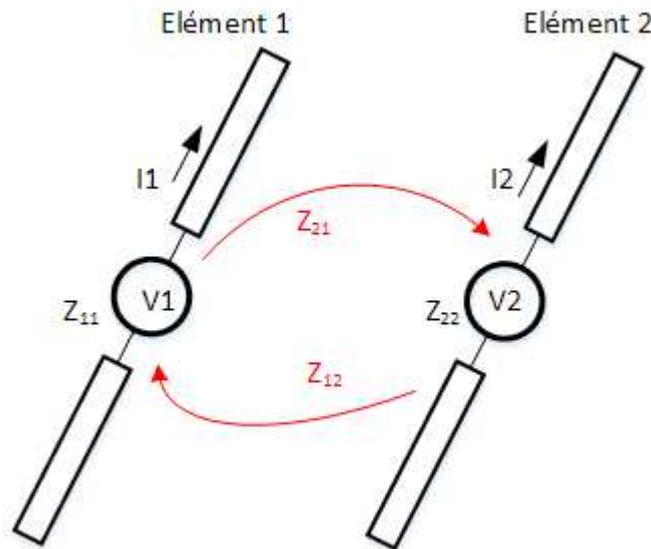


Figure I-11 : Schéma de principe du couplage mutuel entre deux éléments rayonnants

En reprenant le schéma de la Figure I-11 pour les deux éléments rayonnants alimentés, chaque antenne est parcourue par un courant I_i issu d'un générateur RF associé à une impédance Z_{ii} (Z_{11} ou Z_{22}). Le système d'équation qui régit cette structure rayonnante est donc donné par l'Équation I-1 :

$$\begin{aligned} V_1 &= I_1 Z_{11} + I_2 \cdot Z_{12} \\ V_2 &= I_1 Z_{22} + I_2 \cdot Z_{21} \end{aligned} \quad \text{Équation I-1}$$

Les impédances Z_{12} et Z_{21} traduisent le couplage mutuel entre les deux antennes élémentaires. Nous formaliserons en détail le problème dans le chapitre 2.

Cette propriété est largement utilisée dans le domaine des antennes. Par exemple, dans [21] une fente a été créée dans le plan de masse d'un réseau d'antennes de type monopôles pour modifier le comportement électromagnétique de la structure rayonnante.

Depuis plusieurs années, l'étude du couplage mutuel entre éléments rayonnants adjacents [36] a pris une grande importance, notamment dans les systèmes de

télécommunications utilisant la technologie MIMO (Multi Input Multi Output) [37]–[40]. En effet, comme ces systèmes utilisent plusieurs antennes en émission et en réception, le phénomène du couplage mutuel pose un grand problème, plus particulièrement lors de la réception, lorsqu'on cherche à déterminer la direction d'arrivée du signal utile (Direction-Of-Arrival) DOA [41]–[43].

Dans la plupart des cas et notamment lorsqu'on n'est pas dans un cadre d'antennes à éléments parasites, les scientifiques (en fonction des besoins) ont privilégié la réduction du couplage inter-élément, à cause des problèmes engendrés par ce phénomène : la désadaptation d'impédance, la dégradation du diagramme de rayonnement, etc. Ceci s'explique en partie par une complexification des modélisations pour le relater fidèlement, surtout lorsque le nombre d'éléments (c'est-à-dire de couplages) augmente. De ce fait, plusieurs techniques de découplage ont été établies et utilisées [44]. Par exemple, l'utilisation d'un « Mushroom » tel que présenté sur la Figure I-12 dans [45] pour découpler un réseau de deux antennes de type IFA alors que dans [46] l'auteur a préféré l'utilisation de surface haute impédance pour abaisser le couplage entre deux antennes patches. Une autre technique, apparue dans les dernières années, consiste à utiliser des murs métalliques pour réduire le couplage entre les antennes, utilisée plus particulièrement dans l'excitation des antennes à bande interdite électromagnétique (BIE) [47], [48].

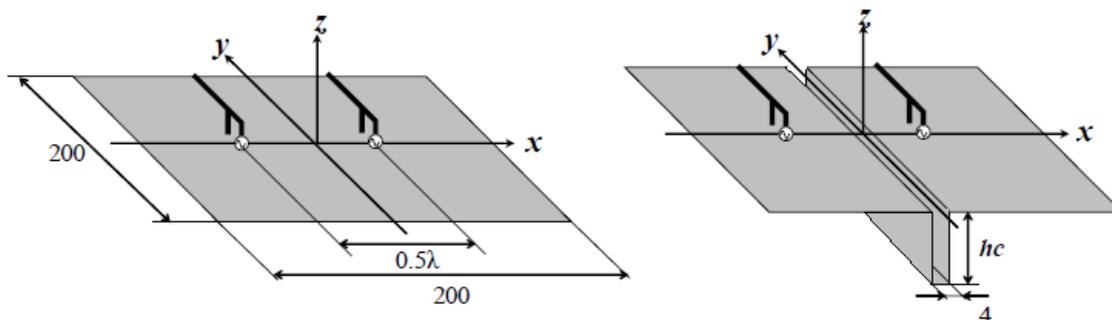


Figure I-12 : Utilisation d'un Mushroom pour découpler deux antennes de types IFA

Cependant, dans un cas d'antenne à éléments parasites qui ne fonctionne qu'avec le couplage mutuel, il est impératif d'étudier et de s'intéresser à ce phénomène pour mieux comprendre le fonctionnement de l'ensemble des éléments quand ils interfèrent entre eux . Plusieurs études mettant en avant le couplage mutuel entre éléments afin d'en tirer profit ont été menées [50]–[52].

De façon à nous inscrire dans cette démarche et afin de concevoir des antennes à éléments parasites de façon systématique, nous présenterons dans le deuxième chapitre une méthodologie de synthèse permettant de considérer le couplage mutuel entre plusieurs éléments d'une architecture d'AEP, afin de contrôler le comportement électromagnétique global de l'antenne [53], [54]. En effet, nous avons vu à travers ces quelques exemples un potentiel certain de cette catégorie d'antenne, mais il s'avère que les méthodes de conception associées sont encore trop proches du paramétrage ou non systématique et peu adaptés à notre cadre applicatif. En combinant une méthode de synthèse et un concept générique de réalisation, nous voulons proposer une architecture d'AEP suffisamment polyvalente pour trouver sa place dans des applications à faible coût et qui pourraient trouver leur intérêt par rapport à des réseaux d'antennes. En effet, même si les performances finales ne pourront pas forcément être aussi poussées qu'avec un réseau d'antennes, qui possède son propre circuit de distribution, les AEP peuvent être des solutions offrant un très bon compromis performances/complexité/coût. De façon à évaluer leur potentiel de reconfigurabilité, nous allons compléter ce chapitre par une présentation de quelques travaux significatifs dans le domaine.

II.3 Antennes à éléments parasites reconfigurables

Depuis l'introduction des antennes à éléments parasites reconfigurables en 1974, par Harrington, les scientifiques n'ont pas cessé de développer cette catégorie d'antenne étant donné ses nombreux avantages, parmi lesquels l'absence de circuit de distribution est un atout indéniable.

II.3.1 Concept de base : principe de fonctionnement (Harrington)

Ce concept d'AEP, introduisant la notion de reconfiguration, est présenté par Harrington en 1974 et 1978 [55], [56]. L'étude présentée dans [56], illustrée ici par le schéma de la Figure I-13, met en évidence un réseau circulaire de 7 antennes élémentaires. Selon la Figure I-13, un seul élément est alimenté directement par un générateur RF, tandis que les 6 autres sont disposés à équidistance sur un anneau périphérique. Ces éléments sont excités par couplages mutuels.

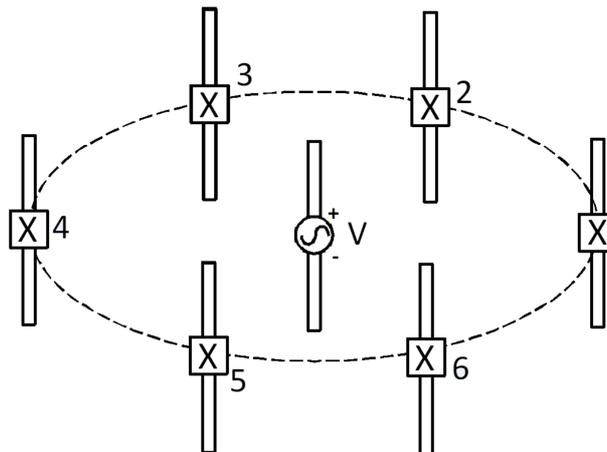


Figure I-13 : Concept de base des antennes à éléments parasites agiles [56]

L'idée que Harrington a exposée dans ces travaux est que si on charge ces antennes parasites sur des impédances particulières (charges réactives) dont on peut contrôler les valeurs, il est possible de contrôler par la suite la direction de pointage du faisceau de l'ensemble (antenne alimenté + éléments parasites). Par conséquent, le balayage électronique du diagramme de rayonnement avec une antenne dont un seul élément est activé, sans avoir besoin de commutateur et/ou de déphaseur sur celui-ci, est rendu possible [57].

Cependant, ce concept nécessite une connaissance fine des interactions entre éléments pour être mis en pratique. Cette connaissance est d'autant plus complexe lorsque le nombre d'éléments augmente. C'est principalement pour cette raison que la littérature n'abonde pas d'architectures d'AEP avec de nombreux éléments parasites. On trouve néanmoins des travaux significatifs dans le domaine des AEP reconfigurables. Nous les présentons ici, en fonction du type de reconfiguration voulue.

II.3.2 Commutation du faisceau

Le cas de la commutation de faisceaux est une des applications les plus basiques dans laquelle les AEP sont utilisées. C'est en fait un cas particulier de formation de faisceaux, le plus souvent limité à deux directions de pointage pour les cas que nous allons voir ici. Pour ces applications, les commutateurs de type MEMS, diodes PIN ou diodes varactors sont les plus courants.

Une utilisation des AEP dans des systèmes de communication à diversité de diagramme (MIMO) a été étudiée ces dernières années dans [58]. Cet exemple, présenté par Mattheijssen en 2004 et illustré sur la Figure I-14, montre que l'antenne d'émission est composée de deux éléments rayonnants dont un élément actif (A1) et l'autre est parasite (A2). L'élément parasite, dans ce cas, a été connecté à un commutateur à deux états. Deux diagrammes de rayonnement opposés ont été obtenus en fonction de l'état du commutateur pour améliorer les performances du système MIMO.

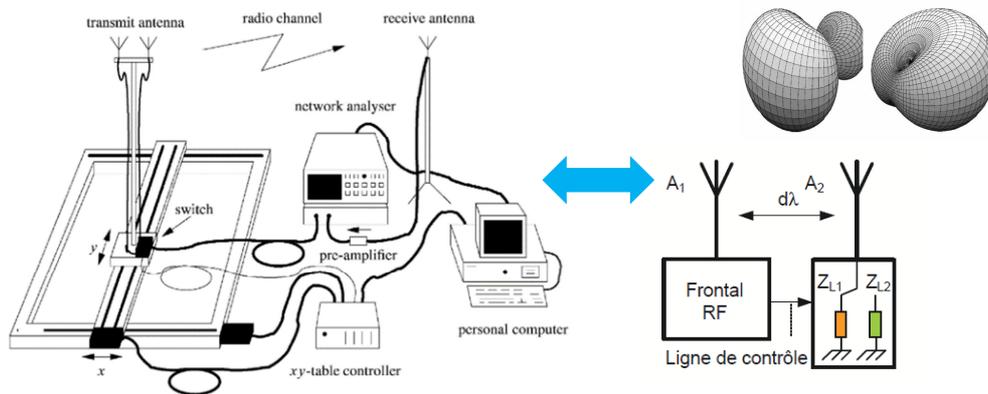


Figure I-14 : Commutation du faisceau RF pour application MIMO [58]

Une étude similaire est présentée sur la Figure I-15. Il s'agit également d'une architecture d'antenne à éléments parasites active pour la diversité de diagramme de rayonnement. L'antenne est composée d'une association de trois antennes élémentaires de types monopôles, disposées verticalement sur un plan métallique circulaire. La technique présentée en 2008 et 2009 par Alrabadi [59] consiste ici à activer ou désactiver un commutateur MEMS (états : ON & OFF) pour obtenir à chaque fois un diagramme dans une direction.

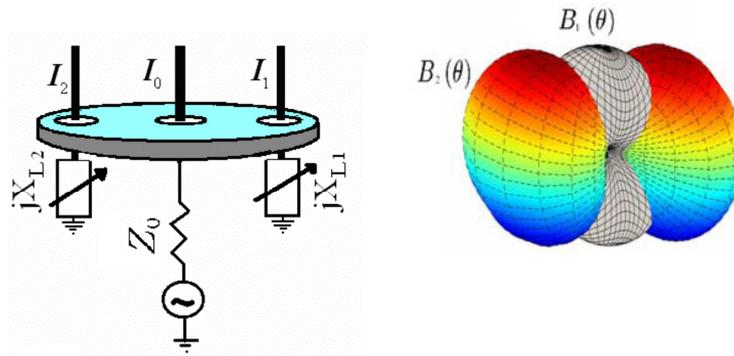


Figure I-15 : Antenne à éléments parasites à commutation de faisceau (à gauche) et diagrammes de rayonnements obtenus par commutation de faisceau hyperfréquence (à droite) [59], [60]

Dans cette configuration, l'antenne au centre représente l'antenne active et les deux autres sont les éléments parasites. Pour former le diagramme de rayonnement dans l'une des deux directions possibles, il faut charger chacun de ces éléments sur une charge réactive jX_{Li} . $B_2(\theta)$ et $B_1(\theta)$ sont les diagrammes de rayonnement possibles avec une telle architecture d'antenne à éléments parasites commutables.

Un autre exemple [61], présenté sur la Figure I-16, montre une autre application des commutateurs MEMS dans un système rayonnant à commutation de faisceau dans deux directions opposées (0° et 180°) à 20 GHz. Les deux antennes utilisées sont des antennes de type Yagi imprimées.

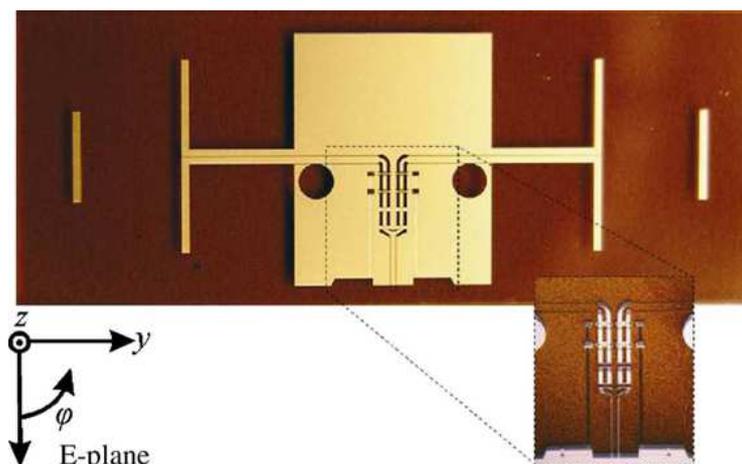


Figure I-16 : Antenne à diagramme de rayonnement commuté avec commutateurs MEMS RF [61]

Nous noterons que dans tous les exemples précédents, le nombre d'éléments parasites était réduit et que la notion de reconfiguration était axée sur la possibilité de commutation sur deux états. Pour évaluer le potentiel des AEP reconfigurables, il est donc nécessaire de compléter cet état de l'art des déclinaisons reconfigurables en termes de formation de faisceaux, dans un contexte plus général.

II.3.3 Formation de faisceaux évolués par commande électronique

Les travaux présentés dans [63] sont une application directe des travaux de Harrington pour créer une AEP reconfigurable. Dans ce cas, un seul élément actif est utilisé (l'élément au centre), autour duquel plusieurs éléments parasites sont disposés et chargés pour permettre la formation d'un faisceau RF dans la direction souhaitée, ou de construire une forme de diagramme désirée. L'onde re-rayonnée par chacun de ces éléments (monopôle) va être conditionnée par le signal de contrôle imposé sur l'élément concerné. L'ensemble des charges réactives connectées aux éléments parasites est commandé électroniquement. Plusieurs algorithmes tels que les algorithmes génétiques ou PSO (Particle Swarm Optimization) sont souvent utilisés pour définir les jeux de charges réactives les plus adéquats [64], [65].

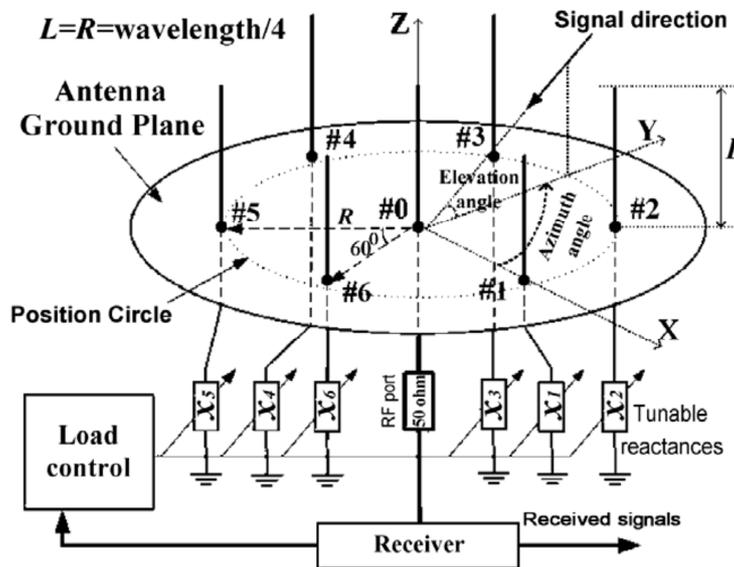


Figure I-17. Evolution de l'architecture de base présentée par Harrington vers des antennes commandées électroniquement [56], [63]

Dans sa thèse [50], L. Petit s'est basé sur les travaux de Shaw en 1990 [66], illustrés sur la Figure I-18, sur des antennes à éléments parasites, pour développer une architecture

hybride à mi-chemin entre les réseaux d'antennes et les antennes à éléments parasites. Chaque élément du réseau est composé de trois antennes de type Patch dont une seule est activée et les deux autres sont des éléments parasites, comme le montre la Figure I-19. Ces cellules sont assemblées de façon à pouvoir générer plusieurs faisceaux RF directs dans plusieurs directions, définies à l'avance dans le cahier de charges. L'avantage majeur d'une telle architecture d'antenne est d'obtenir une reconfigurabilité du faisceau RF tout en réduisant l'encombrement du circuit de formation de faisceaux. Ceci permet donc d'obtenir un système rayonnant avec de bonnes performances relativement à un réseau d'antennes classique mais avec une bonne compacité, une faible consommation et une facilité d'intégration dans des systèmes de télécommunications par satellite [66].

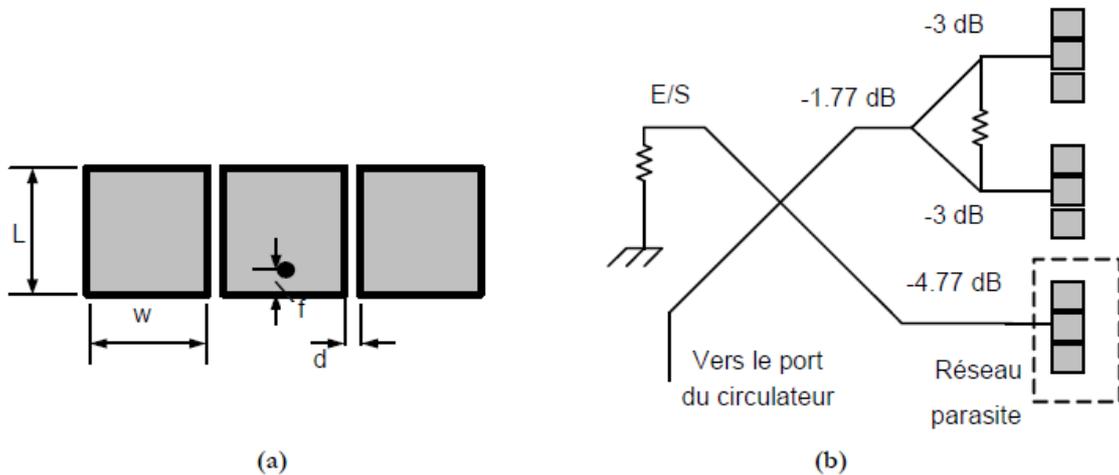


Figure I-18 : Une cellule hybride à deux éléments parasites (a) et un réseau de 3 cellules hybrides (b), Shaw [66]

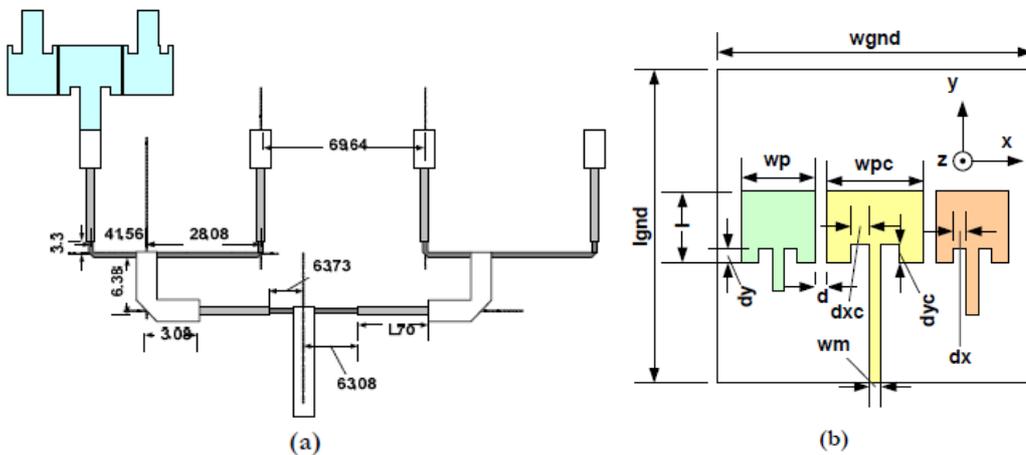


Figure I-19 : Réseau de distribution pour 4 cellules hybrides (a) et cellules hybrides à 2 éléments parasites (b) [50]

II.3.1 Introduction d'agilité fréquentielle ou de polarisation

Depuis plusieurs années nous avons vu émerger de nouvelles pratiques dans la conception des antennes en générales et des antennes à éléments parasites en particulier. Ces pratiques consistent à intégrer, dans la structure des antennes, des composants électroniques permettant de réaliser une fonction particulièrement définie. Ces composants sont en général des commutateurs. Ceux-ci peuvent être des composants en technologie MEMS (Micro ElectroMechanical Switch), des diodes PIN ou encore des diodes varactors dont la capacité varie en fonction de la tension appliquée à ses bornes, etc. L'agilité en fréquence peut être réalisée de façon continue ou discrète. Tout dépend du comportement fréquentiel du composant électronique intégré. Ainsi, dans [67] Yong Cai avait présenté une architecture d'antenne, présentée sur la Figure I-20, permettant de faire varier la fréquence de travail en fonction des capacités présentées par les diodes suite à l'application d'une tension continue V_{dc} aux bornes du dipôle actif et du directeur. Les tensions appliquées ont données lieu à des capacités variant entre 1 pF et 16 pF, ce qui a donc permis d'adapter l'antenne à plusieurs standards (DCS, UMTS, US WCS et WLAN) sans changer son architecture.

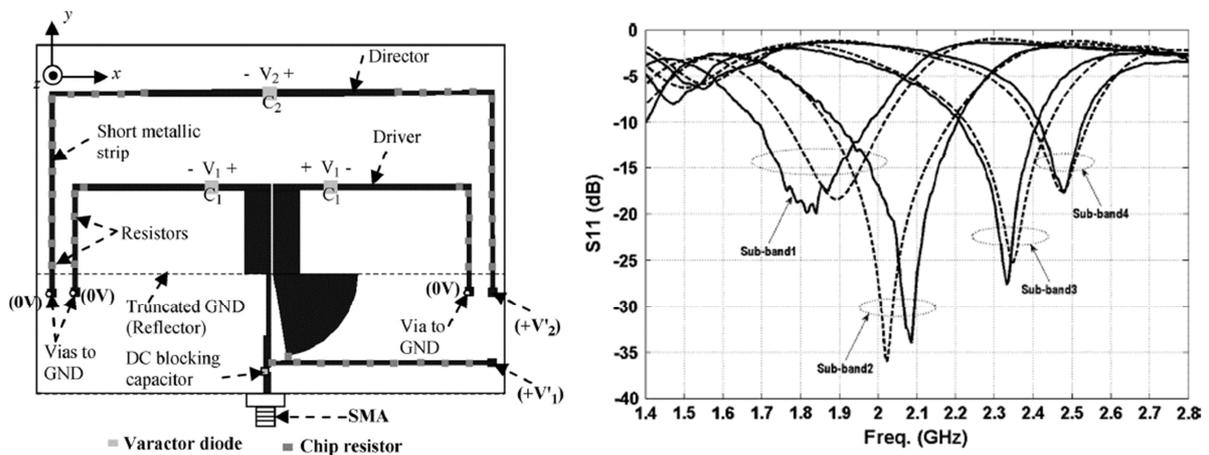


Figure I-20 : Antenne reconfigurable en fréquence [67]

Un autre exemple d'antenne agile en fréquence développée par Qin (2010) est présenté sur la Figure I-21 [67], [68]. La structure proposée dans ce cas est constituée d'un dipôle replié dans lequel des diodes PIN ont été insérées et d'un directeur de longueur $L/8$ (sur la figure). Le fonctionnement de l'antenne est conditionné par l'état des diodes (passant : ON ou bloquée : OFF). La longueur du dipôle replié peut être changée en fonction de l'état des diodes. Quand les deux diodes 1 et 2 sont passantes (state : ON), toutes les autres sont

bloquées (state : OFF) et la longueur du dipôle replié est égale à L_7 . Dans ce cas de figure, comme le dipôle replié est plus court que le cas opposé où D1 et D2 sont bloquées, l'antenne fonctionne dans la bande haute entre 7 et 10 GHz. Dans le cas contraire, un décalage fréquentiel est constaté vers les basses fréquences et l'antenne fonctionne à une fréquence centrale de 5.95 GHz avec un niveau de gain réalisé compris entre 4 et 6 dB.

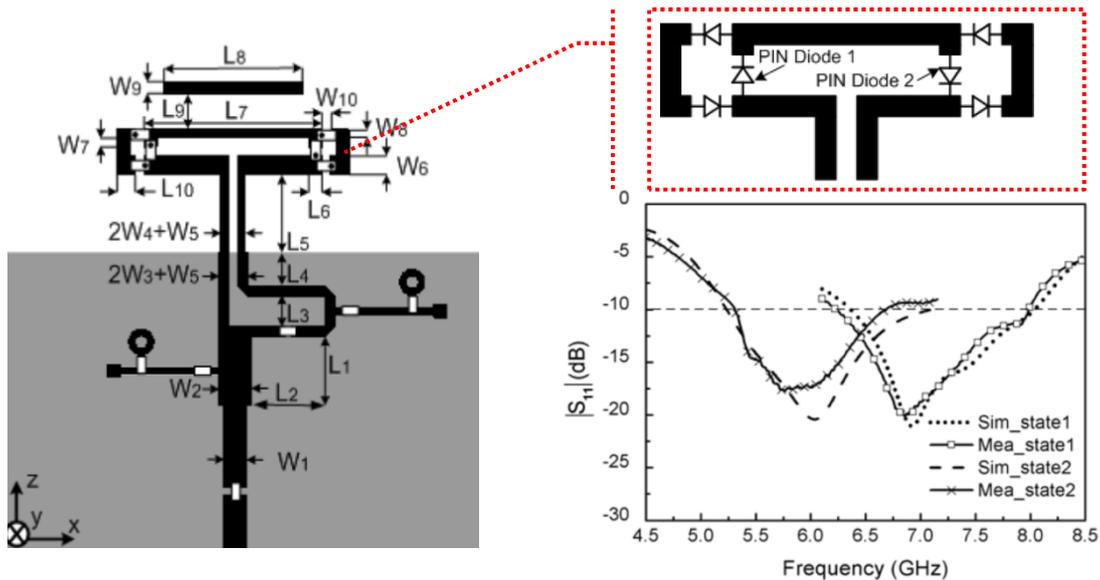


Figure I-21 : Antenne Yagi-Uda imprimé reconfigurable en fréquence intégrant des diodes PIN et réponse fréquentiel du système rayonnant [67]

En utilisant des diodes PIN intégrées à l'antenne, Roscoe [69] a développé une antenne à base de dipôle imprimé capable de travailler sur trois bandes dont la fréquence centrale est comprise entre 5.2 GHz et 5.8 GHz. Nous pouvons citer également d'autres travaux basés sur la même approche appliqués à des antennes de type Patches [70], [71], dipôles [72] et antennes Yagi [73].

Sur la Figure I-22, on peut voir (en se référant aux lignes du champ électrique) qu'en utilisant des diodes PIN sur le brin d'excitation d'une antenne imprimée on peut basculer facilement d'une polarisation verticale de l'antenne à une polarisation horizontale avec tout simplement une commande électronique.

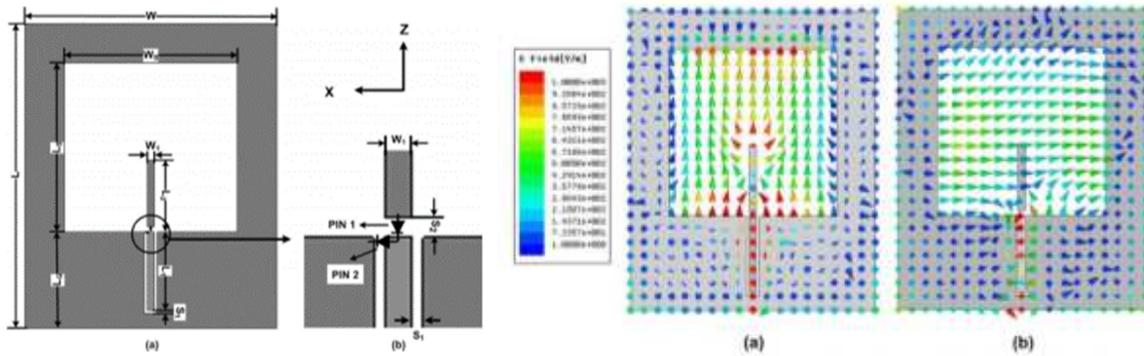


Figure I-22 : Diversité de polarisation [74]

Il est à noter qu'en citons tous ces travaux, on constate que les composants utilisés jusqu'à présent dans les dispositifs rayonnants, comme leur nom l'indique, ne représentent que des variables à deux états (ON ou OFF). De ce fait, ils ne peuvent donc pas être utilisés pour des objectifs autres que l'agilité en fréquence [75], la diversité simple du diagramme de rayonnement [76], [77] ou également la diversité de polarisation.

II.3.2 Evolution du concept vers les antennes reflectarrays

Les antennes de type reflectarray peuvent être considérées comme une AEP particulière. En effet, le principe même de ces antennes est de coupler l'énergie en provenance d'une source primaire (un cornet généralement) sur un panneau muni de cellules fonctionnant en réflexion. Chacune d'elles présente en fait une charge réactive, contrôlable ou non, qui permet de contribuer à la formation d'un diagramme de rayonnement satisfaisant un objectif donné. Les AEP présentées jusqu'ici reposent sur le même principe si ce n'est que l'élément excité est généralement dans le même plan que les éléments parasites et non déporté comme c'est le cas des reflectarrays. De nombreux travaux mentionnent ces antennes, passives ou reconfigurables. Nous ne rentrerons pas plus dans les détails ici.

Pour un état de l'art complet, le lecteur est renvoyé aux références suivantes [4], [5], [13]. Nous nous restreindrons ici à un seul exemple, en lien avec les concepts d'antennes étudiés dans ce manuscrit. Cette étude présentée en 2011 par Mainwaring [78], [79] montre la faisabilité d'un balayage du faisceau RF avec une antenne reflectarray. L'antenne, illustrée sur la Figure I-23, est composée d'une source d'illumination (Figure I-23-a) et d'un panneau

réflecteur (Figure I-23-b). Ce dernier est composé de plusieurs rangées de cellules dipolaires. Chaque cellule est composée de trois dipôles chargés dans leurs centres par des impédances purement réactives. Ces impédances en question (charges réactives) sont des diodes varactors (capacités variables lorsque la diode est polarisée en inverse).

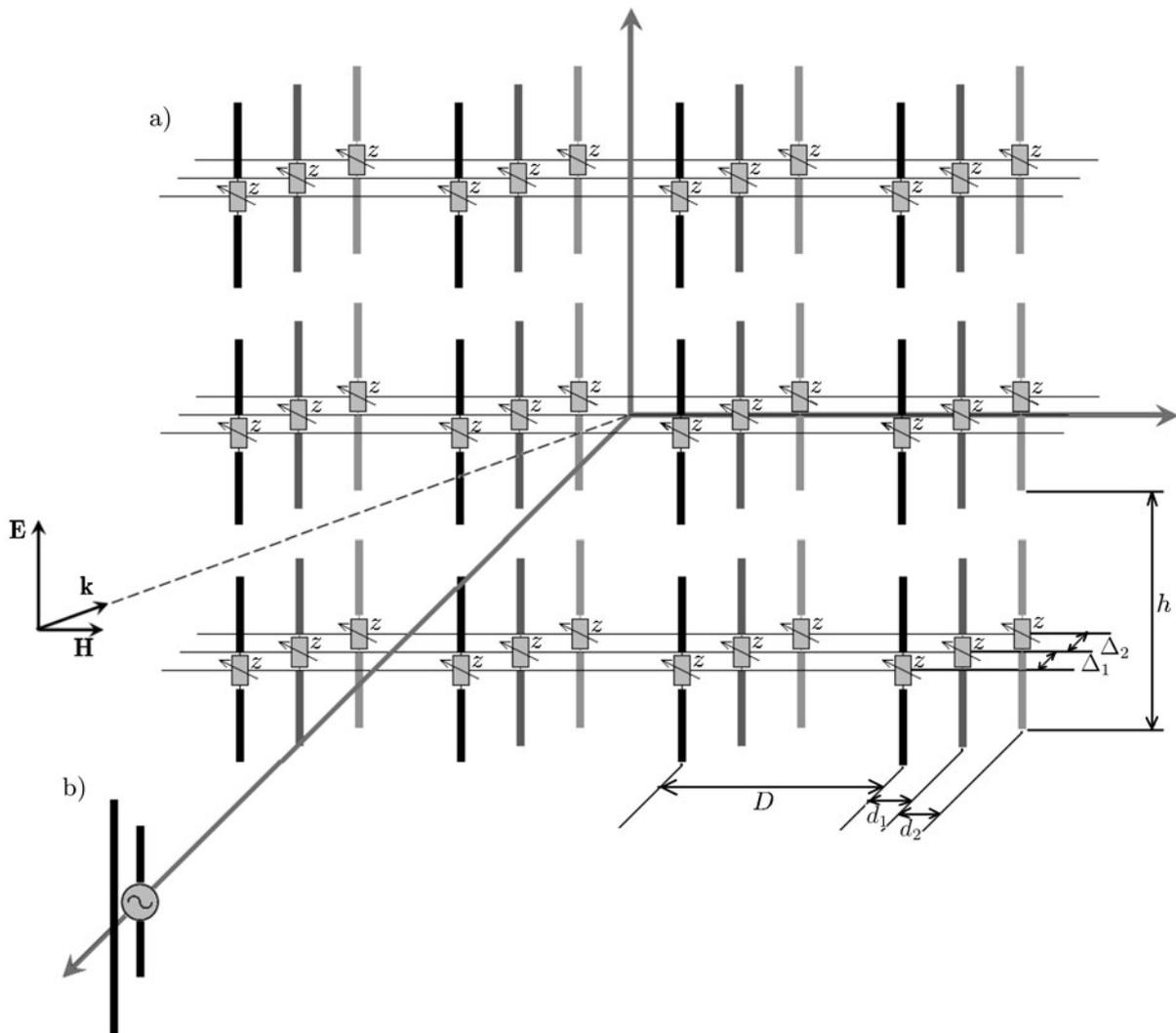


Figure I-23 : Concept de reflectarray avec charges réactives : panneau réflecteur (a) et source d'illumination (b)

Les résultats de la Figure I-24 montrent que l'étude sur l'optimisation des charges réactives permet un balayage du faisceau RF sur angle de $\pm 60^\circ$ dans le plan azimutal, tous les 5° (pas du balayage). Le niveau du gain obtenu par cette architecture est compris entre 14dB et 21.2dB en fonction du nombre de rangées du panneau (1 à 5 rangées).

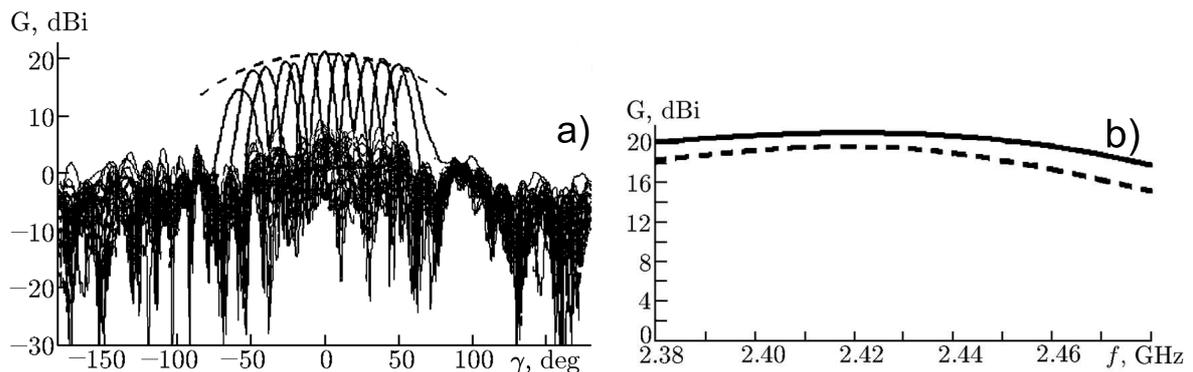


Figure I-24 : Balayage du faisceau RF dans le plan azimutal (a) et gain réalisé en fonction de la fréquence (b)

II.4 Réalisation des charges réactives nécessaires pour les AEP

Pour terminer ce chapitre nous allons nous intéresser aux différentes solutions technologiques permettant de réaliser les charges réactives nécessaires à la réalisation des objectifs de rayonnement des AEP. Cette étape est nécessaire de façon à faire un inventaire des moyens existants (pour la plupart évoqués dans la partie précédente) et choisir celui qui sera le plus approprié aux développements menés dans ce manuscrit.

II.4.1 Les MEMS RF (commutateurs et capacités variables)

II.4.1.1 Les commutateurs

Ces dernières années, il y a eu un grand déploiement des dispositifs RF intégrant des commutateurs en technologie MEMS RF, tels que les déphaseurs en transmission ou en réflexion, les filtres accordables, etc. Ces composants possèdent un très fort potentiel d'intégration, une bonne linéarité et de faibles pertes [80] Cependant, ils ne sont pas sans inconvénients. Ceux-ci nécessitent une tension de polarisation très importante (plusieurs dizaines de volts), un temps de réponse supérieur aux diodes PIN, et une tenue en puissance modeste.

Un exemple d'application de commutateurs en technologies MEMS RF sur la structure d'une AEP à diagramme commutable a été présenté sur la Figure I-16.

Généralement, il y'en a deux types de dispositifs MEMS RF, les MEMS utilisés pour réaliser la fonction de commutateur et les MEMS utilisés comme capacité variable.

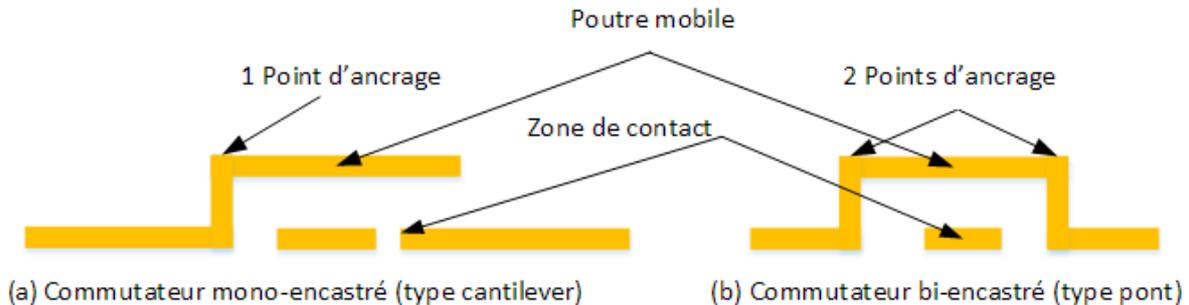


Figure I-25 : Commutateurs en technologie MEMS RF

Dans un commutateur, la poutre mobile est composée d'une couche très mince déformable. Ces composants sont généralement actionnés par une force électrostatique [81]. Dans certains cas, ils peuvent être actionnés par des déformations thermiques [82]. Un commutateur MEMS RF à deux états est soit bloqué (OFF) tel qu'il est présenté sur la Figure I-25, soit passant (ON) lorsque la poutre mobile se déforme pour être en contact avec la deuxième zone de contact. Deux types de contact sont possibles : le contact ohmique [83], dans ce cas il n'y a pas d'isolant entre la poutre mobile et la zone de contact, et le contact capacitif où une couche diélectrique est déposée entre ces deux derniers éléments. Dans ce cas, on dispose de deux états correspondant à deux valeurs de capacités (C_{on} et C_{off}) [84].

II.4.1.2 Les capacités variables

Un autre type de commutateur, souvent utilisé dans les systèmes d'antennes à éléments parasites actives est la capacité MEMS RF variable. Les capacités variables de type MEMS RF ont le même mode de fonctionnement que les diodes varactors [85]. En fonction de la tension appliquée sur ces composants, ils permettent de présenter une valeur de capacité bien particulière. Récemment, ils ont pris de l'importance dans le développement des filtres accordables, des déphaseurs (en transmission ou en réflexion), des lignes à retard et également dans les oscillateurs contrôlés en tension ainsi que dans les réseaux accordables d'adaptation d'impédance [86]–[88].

Dans tous les cas, les MEMS sont actuellement considérés comme trop amont pour être déployés à grande échelle sur des architectures à bas coûts. En ajoutant à cela leur forte tension de polarisation, ils sont donc, à ce jour, incompatibles de l'application visée dans cette thèse.

II.4.2 Les diodes PIN et VARACTORS

On distingue deux types de diodes utilisées fréquemment dans le développement des antennes reconfigurables, à savoir : les diodes PIN et les diodes VARACTORS.

Les diodes PIN sont généralement polarisées en direct et sont utilisées pour réaliser des fonctions de commutations. Elles permettent de présenter deux états qui correspondent aux états passant et bloqué de la diode. L'utilisation de ces dernières est fréquente notamment lorsqu'on cherche une commutation rapide des diagrammes de rayonnement. En contrepartie, elles présentent des pertes plus élevées que les MEMS [80].

Contrairement aux diodes PIN, les diodes VARACTORS doivent être polarisées en inverse et elles permettent de présenter une variation continue de la charge réactive. Elles représentent en effet, une capacité variable en fonction de la valeur de la tension de polarisation appliquée sur la diode. Ces dispositifs sont utilisés plus particulièrement lors de la conception de fonctions électronique accordables, à savoir : filtres, déphaseur actifs, etc.

Dans notre cas, ces dispositifs présentent le principal avantage d'avoir des coûts relativement bas par rapport aux MEMS et une simplicité d'intégration car la plupart de ces diodes peuvent être approvisionnées sous forme de composants montés en surface (CMS). Elles peuvent donc être intégrées simplement sur un PCB, avec les méthodes de report les plus classiques. En contrepartie, elles introduisent des pertes qui peuvent être élevées. Dans le cas de l'AEP reconfigurable présentée dans cette thèse, nous verrons néanmoins que le choix des diodes varactors est assez intéressant car les pertes introduites affecteront les performances très modérément (cf chapitre 2).

II.4.3 Autres techniques de réalisation des charges réactives

Dans les systèmes antennaires, pour obtenir des charges réactives permettant de synthétiser les phases des ondes re-rayonnées nécessaires à la formation du faisceau

hyperfréquence dans une direction donné, on peut recourir à des modifications géométriques des motifs rayonnants. Dans les configurations passives, cela revient généralement à une modification de longueur de lignes (stubs) connectée à l'élément rayonnant, ou à une modification de la taille de l'élément lui-même, comme illustré sur la Figure I-26. Nous noterons seulement que ce principe de synthèse de charges réactives par modification de forme sera réutilisé dans ce manuscrit, dans le chapitre 2.

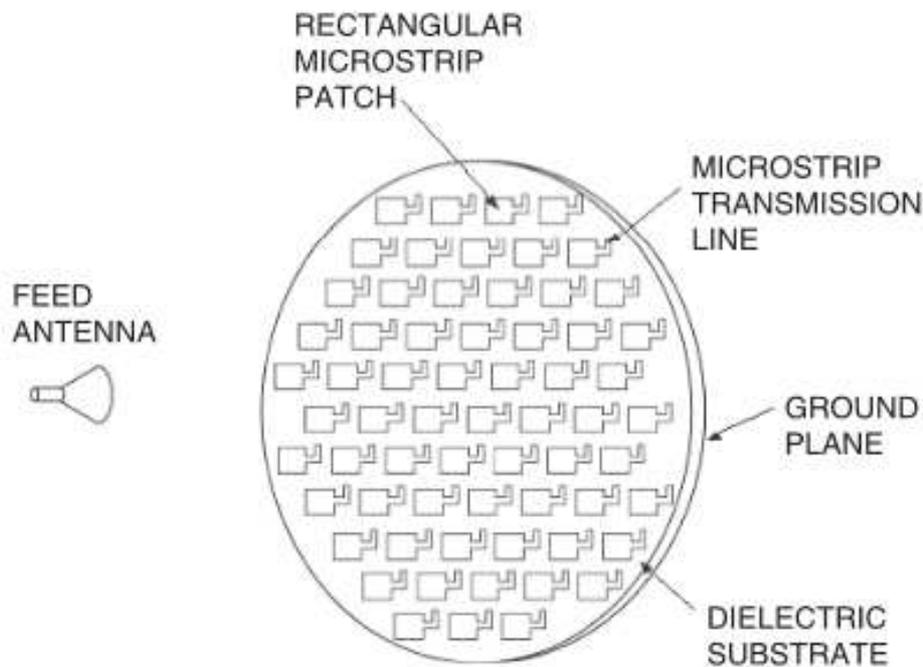


Figure I-26 : Panneau réflecteur d'une antenne de type reflectarray intégrant des charges réactives représentées par des Stubs en circuit-ouvert [89]

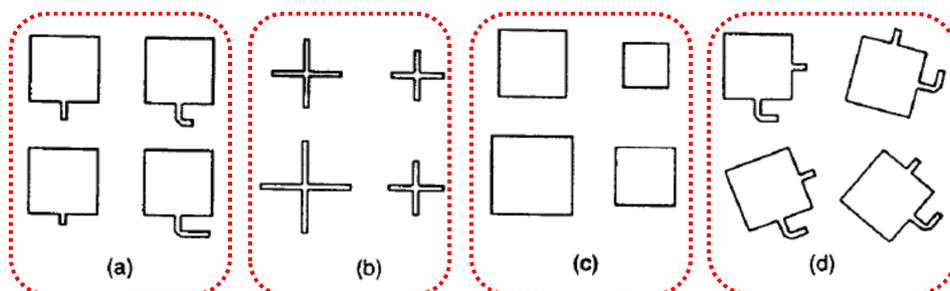


Figure I-27 : Exemples de charges réactives pour la synthèse de phase par des modifications géométriques des structures rayonnantes

III Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le contexte de notre étude sur les antennes à éléments parasites (AEP) et montrer que l'emploi de ces antennes dans les systèmes de télécommunications constitue une approche intéressante pour améliorer la qualité de connexion des réseaux de communication sans fil. Dans un premier temps, nous avons positionné ces antennes par rapport autres antennes à multi-éléments rayonnants, et notamment les réseaux d'antennes. Il s'avère que les AEP peuvent constituer un bon compromis coût/complexité/performances.

Nous avons ensuite décrit les principaux concepts d'antennes à éléments parasites, passifs ou reconfigurables. Il en ressort que les principaux travaux font mention d'un nombre d'éléments parasites réduits, essentiellement pour faire de la commutation de faisceaux, mais aussi de la formation de diagrammes plus évoluée. Les méthodes de conception associées vont du simple paramétrage jusqu'à une formalisation théorique du problème à résoudre.

Dans les cas de reconfigurabilité, plusieurs technologies de composants sont utilisées. Les MEMS ont une bonne linéarité, une très forte capacité d'intégration et de faibles pertes mais ils restent trop couteux pour les applications envisagées. Les composants plus classiques que sont les diodes PIN ou varactors sont beaucoup plus faciles à approvisionner dans des boîtiers au format CMS (composants montés en surface), ce qui est un avantage indéniable pour les phases de réalisation car l'intégration de ces derniers peut se faire en même temps que le reste de l'électronique dans le cas d'une antenne intégrée à un PCB. Dans ce manuscrit, nous mettrons en œuvre des diodes varactors pour une des architectures d'AEP étudiée. Même si nous ne l'avons pas abordé dans cet état de l'art, il faut noter que les CMS peuvent aussi être introduits dans des réalisations passives, pour traduire les charges réactives (inductances ou capacités). C'est d'ailleurs une voie que nous allons exploiter dans les travaux de cette thèse, toujours dans l'optique de concevoir des AEP génériques et à faible coût.

Cependant, pour servir cet objectif de polyvalence et de réduction des coûts, nous devons tout d'abord mettre en œuvre une démarche de synthèse adaptée à ces objectifs. C'est ce que nous allons aborder dans le chapitre II.

Chapitre II. Mise en œuvre d'un outil de synthèse pour antennes à éléments parasites

I Introduction et Objectifs

Les antennes à éléments parasites (AEP) ont été introduites peu avant la seconde guerre mondiale [22], [23]. Elles ont tout d'abord servi pour des applications militaires pour les radars puis la diffusion de la télévision a eu recours aux antennes « Yagi-Uda » familièrement appelées antennes « râteau ». Cette famille d'antennes tient son nom de ses inventeurs Japonais Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda. Étudiées depuis des décennies, elles sont principalement utilisées pour des faisceaux opérant dans la bande VHF mais elles présentent aussi des intérêts pour la gamme des ondes millimétriques [24]. Le fonctionnement de ces antennes est assimilable au fonctionnement des antennes réseaux dont une seule antenne élémentaire est alimentée par la source RF et les autres éléments, non alimentés, se trouvent excités par couplage mutuel [44], [90] (d'où l'appellation : « élément parasite »). Ces antennes Yagi doivent leur succès à leur simplicité structurelle eu-égard des performances qu'elles offrent. Cette simplicité leur confère des atouts économiques en phase avec le déploiement des systèmes destinés aux particuliers (marché de masse, simplicité de mise en œuvre...). Plus généralement, les antennes à éléments parasites (AEP) peuvent intégrer des fonctions d'agilité de fréquence [67], [68], [91] ou de diagramme de rayonnement [61], [92]. Comparativement aux antennes réseau, les AEP ne souffrent pas de la de la mise en œuvre d'un encombrant réseau de distribution à la conception souvent délicate [93], [94]. Bien que ces familles d'antennes existent depuis plusieurs décennies et bien qu'elles soient encore aujourd'hui très largement employées, nous avons noté un paradoxe : au regard de nos recherches bibliographiques nous avons constaté que les développements théoriques permettant d'étudier ces antennes sont peu utilisés [50]. Ils n'ont pas été appliqués pour des conceptions d'antennes intégrant des grandes quantités d'éléments parasites. Les développements des grandes antennes nécessitent de définir les formes, les dimensions et les positions des éléments. Ces développements sont généralement abordés par l'utilisation d'abaques [18] ou par des analyses paramétriques [16], [95], [96] fondées sur des simulations numériques, analyses pouvant avantageusement s'associer à des méthodes génétiques [97], [98] pour optimiser les formes [99], [100] et les positions des éléments [101] qui permettront

de synthétiser des fonctions de rayonnement [102]–[104]. D'autres algorithmes tels que l'algorithme d'optimisation par gradient [105] ou l'algorithme PSO (Particule Swarn Optimization) [106] sont également utilisés pour la conception des AEP. Ces outils par ailleurs très performants requièrent également un grand nombre de simulations pour converger.

Dans ce manuscrit nous avons voulu proposer une formulation adaptée à nos besoins afin de développer un outil de synthèse pour la conception d'antennes à éléments parasites pouvant intégrer des grandes quantités d'antennes. Ce formalisme doit aboutir à un outil de synthèse rapide, efficace et précis c'est-à-dire exempt de calculs électromagnétiques paramétrés. Plus précisément dans ce chapitre, nous exposons les formalismes qui expliquent le mode de fonctionnement des antennes à éléments parasites. Nous détaillons comment ces formalismes peuvent s'intégrer dans un outil de synthèse. Cet outil de synthèse fournira des fonctions électriques à connecter aux ports des antennes élémentaires. Nous réaliserons une validation numérique de type « full-wave » par le simulateur CST-MWS. Finalement, nous montrerons sur un second exemple que les résultats issus de la synthèse peuvent constituer une étape préalable à une optimisation des formes des éléments parasites.

II Description des formalismes utilisés

II.1 Analyse des principes de fonctionnement des antennes à éléments parasites (AEP)

De manière très générale et dans un contexte d'utilisation réel, le rayonnement d'une antenne dépend tout autant des propriétés intrinsèques de l'antenne que des interactions de cette antenne avec son proche environnement. Concevoir une antenne à éléments parasites consiste à adapter l'environnement proche de l'élément alimenté pour en contrôler les interactions et le faire participer à la formation du diagramme de rayonnement. L'environnement proche de l'antenne excitée intègre donc une distribution d'antennes élémentaires qui vont pouvoir se coupler avec le rayonnement de l'élément excité et restituer le signal couplé avec leur propre diagramme de rayonnement.

Contrairement aux antennes réseaux dont tous les éléments sont alimentés, dans les AEP, un seul élément du réseau est alimenté et tous les autres éléments s'autoalimentent par couplage mutuel. Le schéma de principe présenté sur la Figure II-1 illustre le fonctionnement d'un tel système antennaire. Tous les paramètres susceptibles d'agir sur le rayonnement du dispositif global sont présentés sur ce schéma. Ainsi on identifie les ondes des puissances incidentes et réfléchies (ou couplées) dans le port de chaque antenne, respectivement \mathbf{a}_i et \mathbf{b}_i , le diagramme de rayonnement Φ_i de chaque antenne i dans son contexte d'implantation et les impédances connectées à chaque port. Ces impédances sont \mathbf{Z}_g pour l'antenne alimentée et \mathbf{jX}_i pour les antennes dites « éléments parasites ». Ces dernières impédances ne doivent pas dissiper les puissances couplées \mathbf{b}_i puisqu'elles devront participer à la synthèse du diagramme de rayonnement global suivant l'Équation II-1.

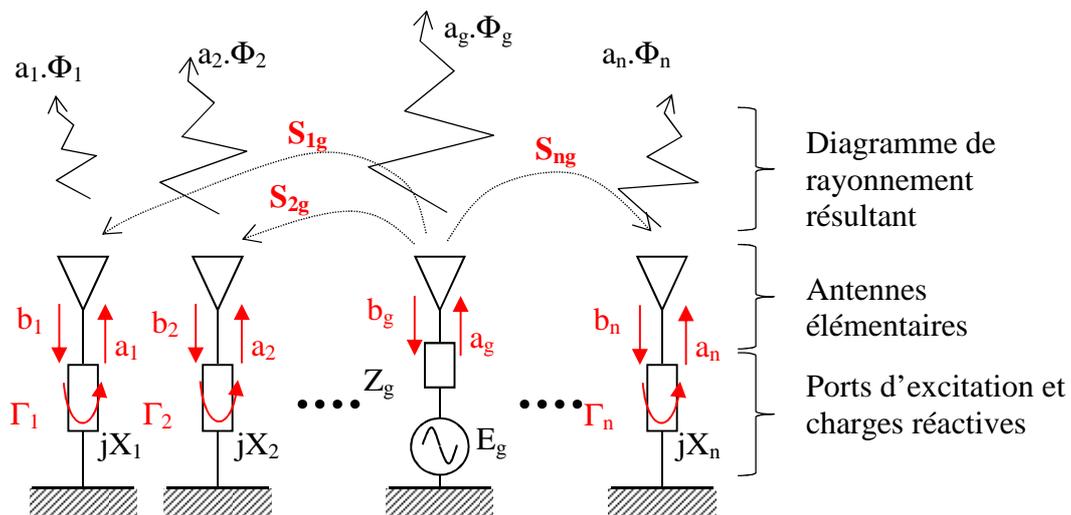


Figure II-1. Schéma de principe du couplage entre les antennes élémentaires d'une antenne à n éléments parasites

Sur la Figure II-1, seule l'antenne élémentaire « g » est alimentée par un générateur RF. E_g et Z_g constituent les caractéristiques du signal incident. Les autres $n-1$ éléments parasites sont excités par couplage mutuel. Ce couplage est modélisé par la matrice $[\mathbf{S}]$ de l'antenne.

« Γ_i » sont les coefficients de réflexion résultant de l'impédance caractéristique des ports connectés aux charges principalement réactives « \mathbf{jX}_i ».

Ainsi les ondes couplées sur chacun des accès du réseau dépendent de l'ensemble de toutes les puissances rayonnées par l'ensemble des n antennes et les puissances rayonnées dépendent, à leur tour, des ondes couplées et des jeux de charges réactives qui seront connectées.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne globale ou diagramme résultant, est le résultat de l'Équation II-1. Il est la combinaison linéaire de toutes les contributions des n diagrammes élémentaires pondérés des poids a_i . La synthèse consiste à définir les charges réactives « jX_i » qui permettront de réaliser une fonction de rayonnement proche d'un objectif souhaité.

$$\Phi(\theta, \varphi)_{\text{Résultant}} = (a_1 \quad \dots \quad a_g \quad \dots \quad a_n) \cdot \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \vdots \\ \Phi_g \\ \vdots \\ \Phi_n \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-1}$$

$$\Phi(\theta, \varphi)_{\text{Résultant}} \approx \Phi(\theta, \varphi)_{\text{Objectif}} \quad \text{Équation II-2}$$

Avec,	$\Phi(\theta, \varphi)_{\text{Objectif}}$, diagramme de rayonnement objectif, $\Phi(\theta, \varphi)_{\text{Résultant}}$, diagramme de rayonnement résultant, proche du diagramme objectif, Φ_i , diagrammes de rayonnement de chaque antenne élémentaire opérant dans son contexte d'implantation, Φ_g , diagramme rayonnée par l'antenne élémentaire alimentée (élément actif).
-------	--

II.1 Mise en équation du problème électromagnétique

Le principe de l'outil de synthèse présentée dans ce mémoire découle directement des travaux menés auparavant dans notre laboratoire [7] par Mr. ElSayed dans le cadre de la

conception de réseaux d'antennes couplées (imprimées ou en 3D) [7], travaux adaptés par la suite aux antennes de type reflectarrays pendant la thèse de Mr. Abdallah [89].

Conformément aux conventions de la Figure II-1, l'enjeu consiste à définir simultanément les charges réactives « jX_i » et les poids « a_i » correspondants qui produiront le diagramme de rayonnement résultant (Équation II-1) le plus rapproché d'un objectif fixé et ceci quel que soit le nombre d'antennes élémentaires.

Pour des raisons de compacité et d'ergonomie des écritures, nous avons choisi de résoudre le problème en onde de puissances normalisées. Intéressons-nous dans un premier temps à établir les relations entre les ondes sortantes « a_i » et les charges connectées sur les ports des antennes parasites.

Supposons que le système antennaire multiports soit caractérisé, c'est-à-dire que les n diagrammes de rayonnements et la matrice $[S_{n \times n}]$ du système soient connus. Ces caractérisations peuvent être extraites de simulations électromagnétiques ou de la mesure directe. Les diagrammes de rayonnement utilisés dans l'Équation II-1 sont des grandeurs vectorielles complexes. Dans ce manuscrit nous utiliserons le simulateur CST-MWS pour extraire les réponses électromagnétiques des systèmes antennaires multiports

Les ondes réfléchies et couplées sont fournies par l'Équation II-3.

$$\begin{pmatrix} b_{\text{couplée}_1} \\ \vdots \\ b_g \\ \vdots \\ b_{\text{couplée}_n} \end{pmatrix} = S_{n \times n} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_g \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-3}$$

$$\text{Avec, } S_{n \times n} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & S_{gg} & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & & S_{nn} \end{bmatrix} \quad \text{Équation II-4}$$

La matrice de couplage globale $[S_{n \times n}]$ est décomposée en trois blocs afin de séparer l'antenne alimentée des antennes « parasites » : $[S_{1_{(g-1) \times n}}]$, $[S_{2_{1 \times n}}]$ et $[S_{3_{(n-g) \times n}}]$. L'indice « g » référence l'antenne élémentaire alimentée par la source radiofréquence.

$$S_{n \times n} = \begin{bmatrix} S_{1_{(g-1) \times n}} \\ S_{2_{1 \times n}} \\ S_{3_{(n-g) \times n}} \end{bmatrix} \quad \text{Équation II-5}$$

$$\text{avec, } S_{1_{(g-1) \times n}} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & \cdots & S_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{g-1,1} & \cdots & S_{g-1,n} \end{bmatrix}, \quad \text{Équation II-6}$$

$$S_{2_{1 \times n}} = [S_{g,1} \quad \cdots \quad S_{g,n}], \quad \text{Équation II-7}$$

$$S_{3_{(n-g) \times n}} = \begin{bmatrix} S_{g+1,1} & \cdots & S_{g+1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n,1} & \cdots & S_{n,n} \end{bmatrix}. \quad \text{Équation II-8}$$

Par analogie avec la décomposition de la matrice de couplage globale $S_{n \times n}$, le vecteur contenant les poids des ondes sortantes (a) est également décomposé en trois blocs :

$$(a) = \begin{pmatrix} A1_{(g-1) \times 1} \\ A2_{1 \times 1} \\ A3_{(n-g) \times 1} \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-9}$$

$$\text{avec, } \left| \begin{array}{l} A1_{(g-1) \times 1} = \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{g-1} \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Équation II-10}$$

$$A2_{1 \times 1} = a_g \quad \text{Équation II-11}$$

$$A3_{(n-g) \times 1} = \begin{pmatrix} a_{g+1} \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-12}$$

Les poids des ondes sortantes a_i sont ainsi connectés aux ondes réfléchies/couplées b_i par la matrice $S_{n \times n}$ du réseau d'antennes élémentaires. A ces relations doivent se rajouter les conditions d'impédances imposées par la connexion des charges réactives jX_i sur les ports d'accès des antennes élémentaires utilisées comme éléments parasites. Ces conditions d'impédance sont interprétées par des coefficients de réflexion Γ_i .

$$\Gamma_i = \frac{a_i}{b_i} = \frac{jX_i - z_0}{jX_i + z_0} \quad \text{Équation II-13}$$

Conformément aux conventions de la Figure II-1, Γ_i traduit le rapport entre les ondes couplées b_i par l'antenne dans les ports de l'antenne, et les ondes a_i injectées depuis les ports vers les antennes élémentaires.

Ces coefficients de réflexion sont les inconnues du système qui ne doivent être déterminées que pour les éléments parasites du système antennaire. Nous exprimons ces coefficients sous la forme d'une matrice diagonale.

$$GAMMA_{(n-1) \times (n-1)} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ & & \Gamma_{g-1} & & \\ & & & \Gamma_{g+1} & \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & & \dots & \Gamma_n \end{bmatrix} \quad \text{Équation II-14}$$

Ces écritures amènent à l'expression du système matriciel qui lie les ondes sortantes aux charges réactives et à la matrice de couplage de l'antenne :

$$\begin{pmatrix} A1 \\ A3 \end{pmatrix} = GAMMA \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A1 \\ A2 \\ A3 \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-15}$$

Le vecteur des pondérations (a), solution de cette équation, va permettre de former le diagramme résultant de l'antenne à éléments parasites suivant l'Équation II-15. L'Équation II-15 montre que ces pondérations dépendent d'autres inconnues qui sont les coefficients de réflexion contenus dans la matrice $GAMMA$.

L'objectif est maintenant de résoudre cette équation pour déterminer les coefficients de réflexion $GAMMA$ et les amplitudes complexes $A1$ et $A3$ contenant les excitations des antennes parasites.

II.2 Résolution du problème global

Le problème à résoudre doit donc satisfaire le système composé des trois relations référencées ci-après : Équation II-1, Équation II-2 et Équation II-15 que nous rappelons ci-dessous.

$$\Phi(\theta, \varphi)_{\text{Résultant}} = (a_1 \quad \dots \quad a_g \quad \dots \quad a_n) \cdot \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \vdots \\ \Phi_g \\ \vdots \\ \Phi_n \end{pmatrix},$$

$$\Phi(\theta, \varphi)_{\text{Résultant}} \simeq \Phi(\theta, \varphi)_{\text{Objectif}},$$

$$\text{et } \begin{pmatrix} A1 \\ A3 \end{pmatrix} = \text{GAMMA} \cdot \begin{bmatrix} S1 \\ S3 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A1 \\ A2 \\ A3 \end{pmatrix}$$

En fonction du degrés de complexité de l'objectif, c'est-à-dire du nombre de contraintes qui seront imposées relativement au diagramme Φ_{Objectif} , la méthode de résolution pourra être adaptée.

Dans un premier temps nous proposons une résolution extrêmement efficace basée sur un calcul itératif qui permet d'optimiser le gain de l'antenne dans une direction choisie. Dans une seconde étape nous décrirons l'usage d'une « toolbox » Matlab qui permet de rechercher des solutions pour un ensemble de contraintes définies suivant plusieurs directions de rayonnement.

II.2.1 Focalisation du rayonnement dans une direction $(\theta_{\text{steer}}, \phi_{\text{steer}})$

Une astuce simplificatrice consiste à anticiper la forme supposée de la solution. Pour ce premier enjeu qui consiste à maximiser le gain dans une direction choisie $(\theta_{\text{steer}}, \phi_{\text{steer}})$, nous émettons l'hypothèse que les diagrammes issus des n antennes élémentaires doivent, après pondérations, avoir leurs rayonnements tous cohérents dans la direction $(\theta_{\text{steer}}, \phi_{\text{steer}})$. Connaissant les n diagrammes de rayonnement issus d'une caractérisation numérique ou d'une mesure, il est aisé d'établir la loi de phase pour les pondérations qui devront être appliquées aux n ports de l'antenne.

Prenons comme phase de référence rayonnée dans la direction $(\theta_{\text{steer}}, \phi_{\text{steer}})$, la phase de la composante principale du champ rayonné par l'antenne élémentaire « g » qui sera alimentée. Au regard des pondérations appliquées sur les ports d'entrée, la phase de référence sera $\angle a_g$.

Chapitre II-Mise en œuvre d'un outil de synthèse pour antennes à éléments parasites

Les phases à réaliser par les pondérations a_i des éléments parasites seront facilement déduites de la connaissance de l'ensemble des n diagrammes de rayonnements Φ_i .

$$\angle a_i = \angle a_g + \angle \Phi_g(\theta_{steer}, \phi_{steer}) - \angle \Phi_i(\theta_{steer}, \phi_{steer}) \quad \text{Équation II-16}$$

Avec, $(\theta_{steer}, \phi_{steer})$ la direction de pointage du diagramme,
 $\angle \Phi_g(\theta_{steer}, \phi_{steer})$ la phase de la composante principale du champ rayonné par l'antenne élémentaire alimentée (ou active) g dans la direction $(\theta_{steer}, \phi_{steer})$,
 $\angle \Phi_i(\theta_{steer}, \phi_{steer})$ la phase du champ rayonné dans la direction $(\theta_{steer}, \phi_{steer})$ par l'antenne élémentaire i non alimentée (ou parasite)

Ainsi en appliquant aux antennes élémentaires les pondérations de phase décrites par l'Équation II-16, toutes ces antennes interféreront constructivement dans la direction $(\theta_{steer}, \phi_{steer})$.

Cet argument va permettre de simplifier la résolution du système puisque les Équation II-1 et Équation II-2 n'interviennent plus dans la résolution de l'Équation II-15.

Par ailleurs puisque la matrice *GAMMA* est une matrice diagonale, l'Équation II-17 ci-dessous qui décline de l'Équation II-15 sera aussi vérifiée par les grandeurs électromagnétiques du dispositif antennaire:

$$\begin{Bmatrix} A1 \\ A3 \end{Bmatrix} = \text{GAMMA} \cdot \begin{Bmatrix} S_1 \\ S_3 \end{Bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A1 \\ A2 \\ A3 \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-17}$$

Une simplification supplémentaire consiste à supposer dans un premier temps que les charges qui seront connectées aux ports des antennes parasites seront purement réactives. Cette hypothèse se traduira par des coefficients de réflexion de modules égaux à 1 ($\|\Gamma_i\| \approx 1$).

On en déduit donc :

$$\begin{bmatrix} \|A1\| \\ \|A3\| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta1 \\ \Delta3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \|A1\| \\ \|A2\| \\ \|A3\| \end{bmatrix}$$

Équation II-18

Avec, $\begin{bmatrix} \Delta1 \\ \Delta3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \end{bmatrix} * \text{diag}(\exp^{j\angle[a]})$

Équation II-19

Puisque $[S_{nn}]$ et les phases des ondes sortantes $\angle a_i$ sont connues (Équation II-16), la matrice $\begin{bmatrix} \Delta1 \\ \Delta3 \end{bmatrix}$ est complètement définie. Les grandeurs à rechercher sont donc les quantités $\|A1\|$ et $\|A3\|$.

Nous utilisons la méthode itérative du point fixe de Picard pour chercher la solution à l'Équation II-18. Cette méthode appliquée à notre système converge en très peu d'itérations.

Nous décrivons sa mise en œuvre.

L'algorithme débute par l'initialisation des vecteurs $\|A1\|$ et $\|A3\|$ par des valeurs aléatoires. $\|A2\|$ qui représente l'amplitude du signal injecté sur le port de l'élément actif du système antennaire est initialisée égal à 1 : $\|A2\|=1$.

$$\begin{bmatrix} \|A1'\| \\ \|A3'\| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta1 \\ \Delta3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \|A1\| \\ \|A2\| \\ \|A3\| \end{bmatrix}$$

Équation II-20

La méthode du point fixe de Picard [107] consiste à calculer une solution à $x^*=f(x^*)$. Le théorème du point fixe de Banach affirme qu'un calcul itératif de la forme $x_{n+1}=f(x_n)$ converge vers le point fixe x^* (vérifie $x^*=f(x^*)$).

L'application du théorème du point fixe à notre équation vectorielle se traduit par l'algorithme suivant :

Tant que : $(|A'_{1/3} - A_{1/3}| > \delta_{err})$ faire

$$\left\| \begin{array}{l} \|A_1\| \\ \|A_3\| \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{l} A_1' \\ A_3' \end{array} \right\|$$

$$\left\| \begin{array}{l} A_1' \\ A_3' \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{l} \Delta_1 \\ \Delta_3 \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{l} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{array} \right\|$$

$$A_2 = 1$$

Fin

Avec, δ_{err} le Niveau de l'erreur tolérée (typiquement $\delta_{err} < 10^{-5}$).

$\|A_2\| = 1$ est l'amplitude de l'onde associée à l'antenne alimentée. Ce paramètre sera toujours normalisé égal à 1 parce qu'il représente l'amplitude du signal RF injecté dans l'antenne alimentée « g ». $\|A_1\|$ et $\|A_3\|$ résultent des charges réactives connectées aux ports des antennes « parasites » et du couplage mutuel entre toutes les antennes élémentaires du système antennaire.

Une fois que le système sera résolu, les pondérations en amplitude et en phase de chaque élément du réseau seront connues :

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{pmatrix} = \text{diag}(\exp^{j\angle a}) \cdot \left\| \begin{array}{l} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{array} \right\| \quad \text{Équation II-21}$$

Les coefficients de réflexions Γ_i seront donc calculés à partir de l'Équation II-22.

$$GAMMA = \begin{pmatrix} A_1 \\ A_3 \end{pmatrix} \cdot / \left(\begin{array}{l} [S1] \\ [S3] \end{array} \cdot \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{pmatrix} \right) \quad \text{Équation II-22}$$

Ainsi, la phase de chaque onde réfléchiée par chaque élément parasite « i » est bien contrôlée par un coefficient de réflexion Γ_i (contenu dans GAMMA).

II.2.2 Recherche de solutions satisfaisant plusieurs directions de rayonnement simultanément

Pour imposer des objectifs de rayonnement dans plusieurs directions, le problème de synthèse d'antennes à éléments parasites peut être résolu grâce à des algorithmes disponibles dans les « *Optimization Toolbox* » du logiciel MATLAB. Nous avons été amenés à utiliser la fonction « *fgoalattain* » qui réalise des optimisations à multiples objectifs. Nous avons couplé l'utilisation de cette fonction aux équations qui décrivent le comportement de notre problème d'antennes à éléments parasites.

La résolution est alors beaucoup plus lente qu'avec l'algorithme décrit dans la partie précédente mais elle permet de définir des objectifs beaucoup plus complexes et plus complet.

II.3 Détermination des impédances

II.3.1 Calcul des charges réactives

Les coefficients de réflexion Γ_i ont été déduits de la résolution de l'Équation II-15. Les impédances réactives X_i à synthétiser et à connecter aux ports des antennes « parasites » sont calculées depuis l'Équation II-13 :

$$jX_i = Z_{L_i} = z_0 \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i} \quad \text{Équation II-23}$$

Ces charges sont assimilées à des capacités ou des inductances.

$$\text{Charge réactive : } \begin{cases} L_i = \text{Img}\left(\frac{Z_{L_i}}{\omega_0}\right), \text{ si } Z_{L_i} > 0 \\ C_i = -\text{Img}\left(\frac{1}{Z_{L_i} \cdot \omega_0}\right), \text{ si } Z_{L_i} < 0 \end{cases} \quad \text{Équation II-24}$$

II.3.2 Impédance d'entrée de l'antenne à éléments parasites

Les amplitudes complexes des ondes couplées sur les antennes élémentaires du dispositif antennaire ont été déterminées pour un objectif de rayonnement. Ceci a permis de définir les charges réactives à synthétiser sur les ports des éléments parasites. Il reste à évaluer l'impédance vue par la source RF connectée au port « g » du système antennaire. Cette impédance dépend bien entendu du rapport courant tension sur ce port. Ce rapport s'exprime par les ondes de puissance incidentes et réfléchies dans le port « g » (Équation II-25) :

$$Z_E = z_0 \cdot \frac{a_g + b_g}{a_g - b_g} \quad \text{Équation II-25}$$

L'onde réfléchie par l'ensemble des antennes élémentaires dans le port « g » est donnée par l'Équation II-26 :

$$b_g = [S2] \cdot \begin{pmatrix} A1 \\ A2 \\ A3 \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-26}$$

Avec, $A2 = a_g$ l'amplitude de l'onde injectée dans le port de l'élément actif.

III Plateforme numérique

Pour mettre en œuvre une synthèse d'antenne à éléments parasites nous avons besoins de coordonner l'analyse électromagnétique du système antennaire multiports avec la résolution des équations matricielles décrites au paragraphe II .

L'analyse qui extrait les diagrammes des n antennes élémentaires et la matrice $[S_{n \times n}]$ correspondant est confiée au simulateur CST_MWS. La matrice $[S_{n \times n}]$ peut également être mesurée. A ce stade, le système antennaire est un système dont les ports seront excités les uns après les autres.

Ces données sont ensuite injectées comme paramètres d'entrée dans un programme développée sous Matlab. Ce programme restitue le diagramme résultant, les coefficients de

Chapitre II-Mise en œuvre d'un outil de synthèse pour antennes à éléments parasites

réflexion (ou les charges réactives) à connecter aux ports des antennes parasites, les poids des ondes incidentes appliquées à l'ensemble des antennes élémentaires et l'impédance d'entrée de l'antenne finale.

Les charges réactives peuvent finalement être connectées aux ports de la structure maillée dans CST-MWS afin de vérifier, au sein du simulateur full-wave, les résultats prédits par le calcul Matlab.

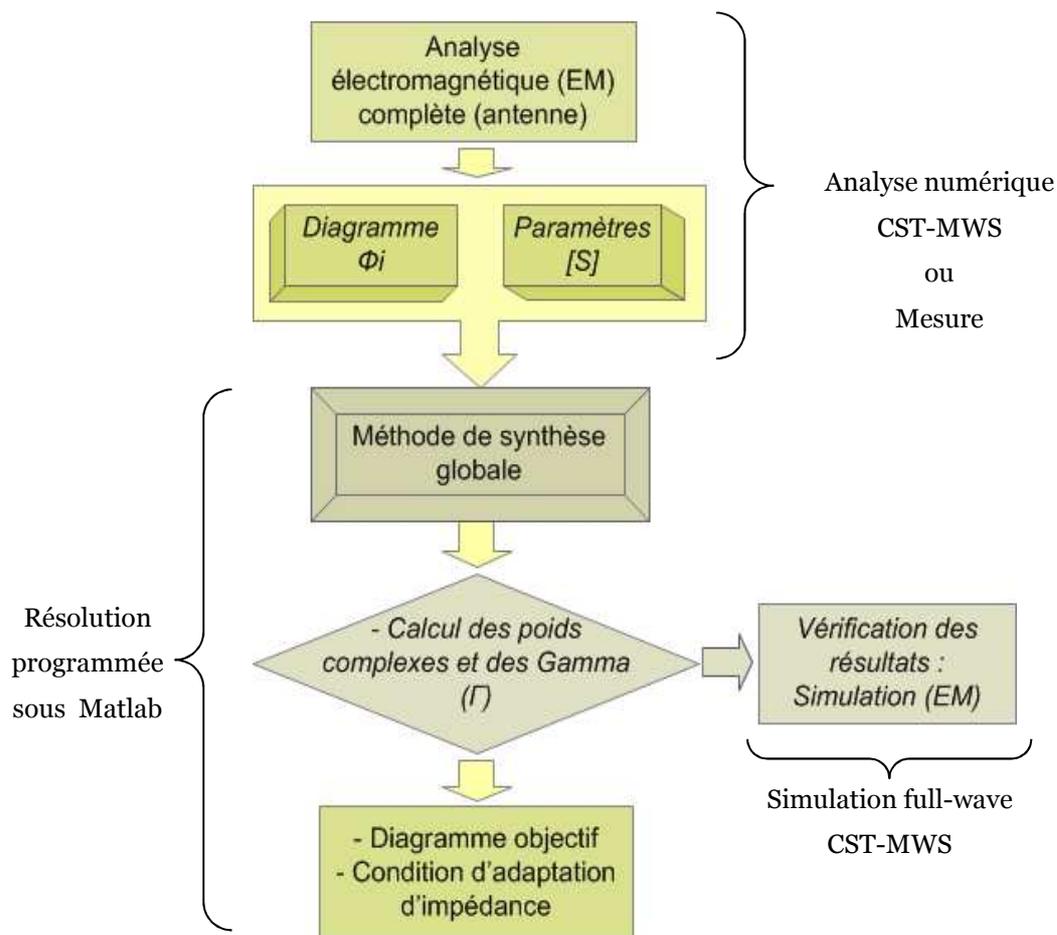


Figure II-2 : Organigramme de la méthode de synthèse développée pour les AEP

Maintenant que sont exposés les formalismes qui permettent d'appréhender le fonctionnement d'une antenne à éléments parasites nous allons réaliser une validation numérique qui suivra les étapes de l'organigramme de la Figure II-2.

IV Validation numérique

Dans ce paragraphe nous proposons la conception d'une antenne à éléments parasites composées d'un réseau linéaire de monopoles. Le choix des monopoles comme antenne élémentaire favorise l'excitation par couplage. En effet, le rayonnement est maximum dans le plan d'alignement des éléments. Nous avons fixé la fréquence de travail à **2.45GHz**. La structure antennaire est décrite par la Figure II-3.

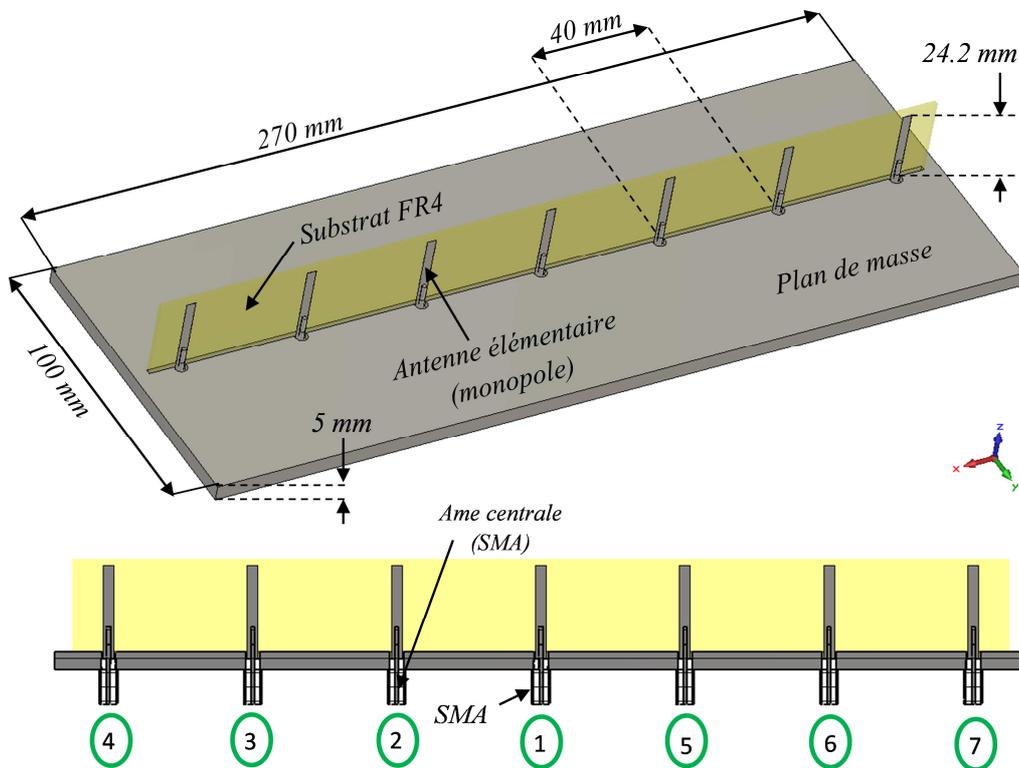


Figure II-3 : L'antenne se compose d'un réseau linéaire de monopoles distribués sur un plan de masse de dimensions finies

L'antenne est constituée de 7 monopoles identiques imprimés sur un substrat de verre époxy FR4 de permittivité $\epsilon_r=3.95$ (caractérisé au laboratoire) et d'épaisseur $e=1.58\text{mm}$. Un de ces monopoles sera choisi comme élément actif et les autres constituent ainsi les éléments parasites. L'espacement entre les antennes élémentaires a été fixé à $0.3*\lambda_0$. Ce qui correspond à une distance de 40 mm.

Les détails de l'implantation mécanique du PCB sur le plan de masse sont décrits par la Figure II-4. Les connectiques coaxiales soudées sur chaque monopole sont au standard SMA.

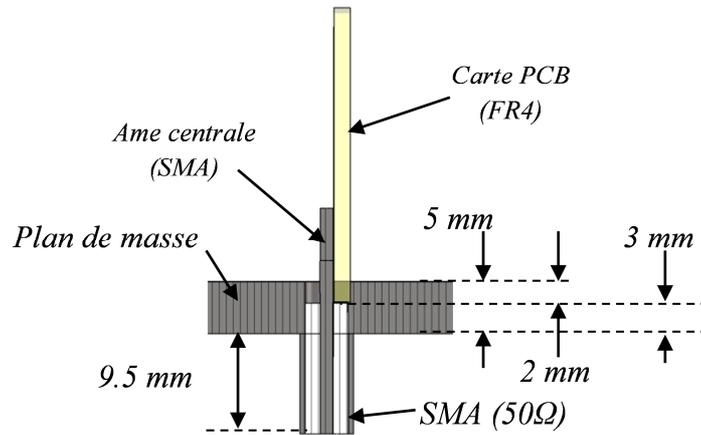


Figure II-4 : plan de coupe détaillant la connectique des monopoles sur le plan de masse

Nous allons réaliser les différentes étapes décrites par l'organigramme de la Figure II-2 :

- les propriétés électromagnétiques du système antennaire multiports (les 7 diagrammes de rayonnement et la matrice $[S_{7 \times 7}]$) sont extraites par le simulateur CST-MWS,
- pour un objectif de rayonnement donné, nous recourrons à la résolution des relations analytiques programmées sous Matlab pour déterminer les coefficients de réflexion à connecter aux ports des 6 monopoles qui serviront d'éléments parasites ; le calcul des pondérations accessibles fournira le diagramme de rayonnement résultant et les impédances à raccorder à chaque port,
- nous proposerons une validation de ces calculs en connectant aux ports de l'antenne, les impédances calculées dans le calcul full-wave CST-MWS – ainsi nous comparerons les diagrammes de rayonnement et les impédances d'entrée résultants de la programmation Matlab et du calcul CST.

IV.1 Extraction des caractéristiques EM du système multiports

Le réseau de monopoles décrit par les Figure II-3 et Figure II-4 est numérisé par le mailleur de CST-MWS. Nous utilisons le solveur transitoire du simulateur pour calculer la réponse électromagnétique à l'excitation individuelle de chaque port. Les ports sont des accès coaxiaux localisés à l'arrière du plan de masse, à l'image d'une connectique SMA. Cette phase d'analyse nous fournit la matrice $[S_{7 \times 7}]$ et les 7 diagrammes de rayonnement associés à l'excitation de chaque port. La numérotation des ports est informée par la Figure II-5.

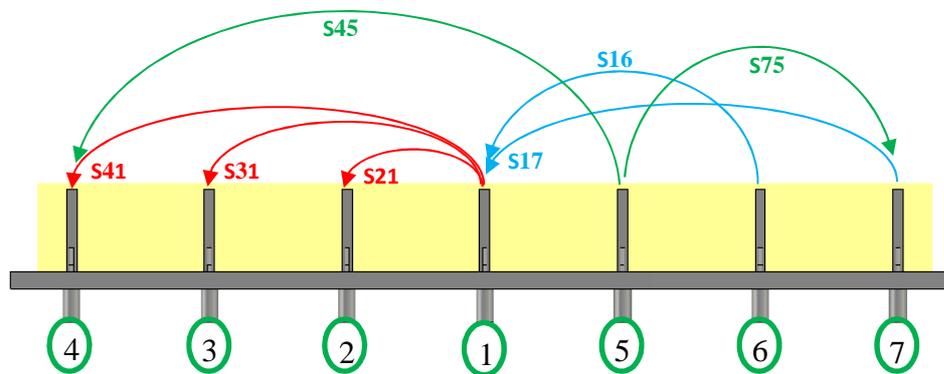


Figure II-5 : Numérotation des ports

Les résultats de cette simulation sont illustrés par les Figure II-6 et Figure II-7.

Etant donnée la symétrie du dispositif, la Figure II-6 fournit la totalité des paramètres S . On note que les couplages sont de l'ordre de -10dB entre deux ports contigus.

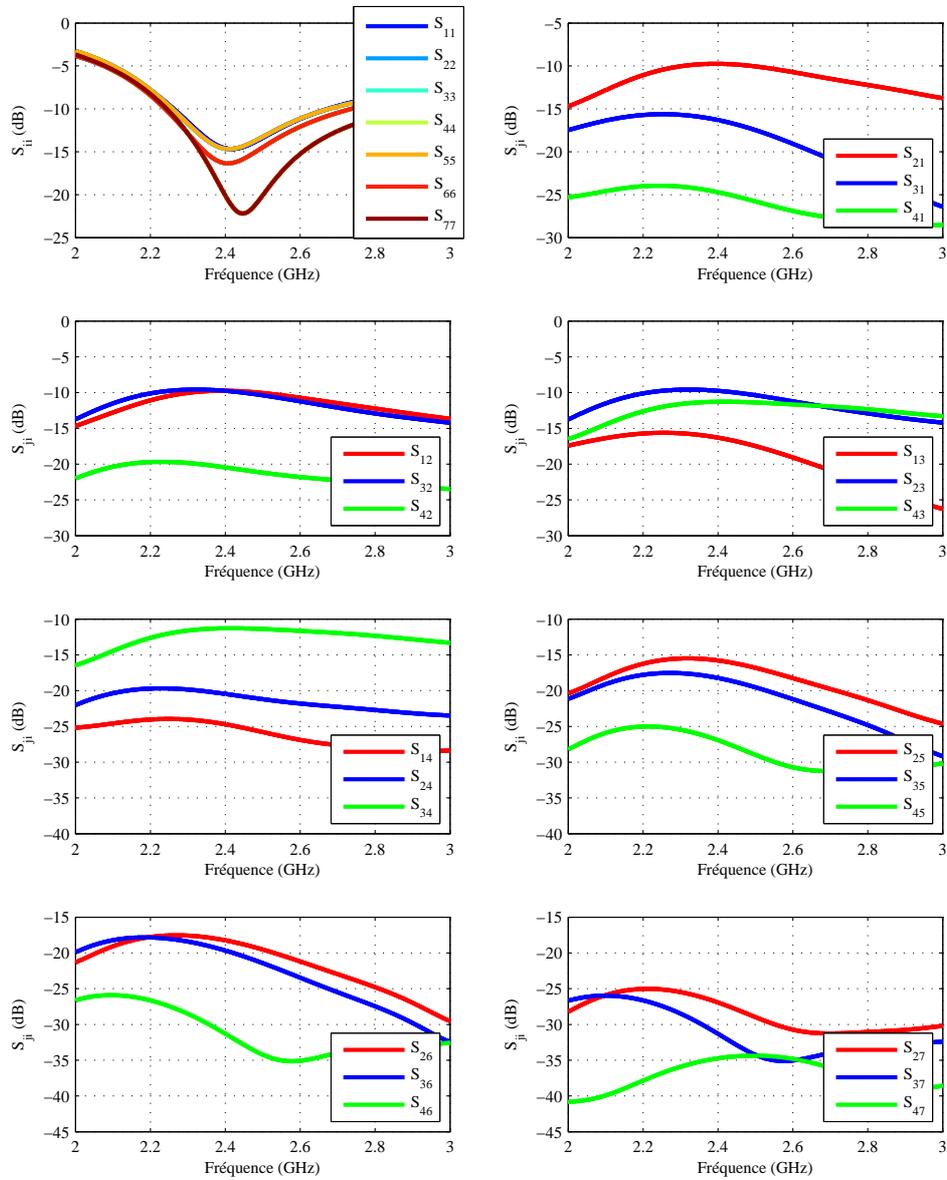


Figure II-6 : Paramètres S_{ij} du réseau de monopoles

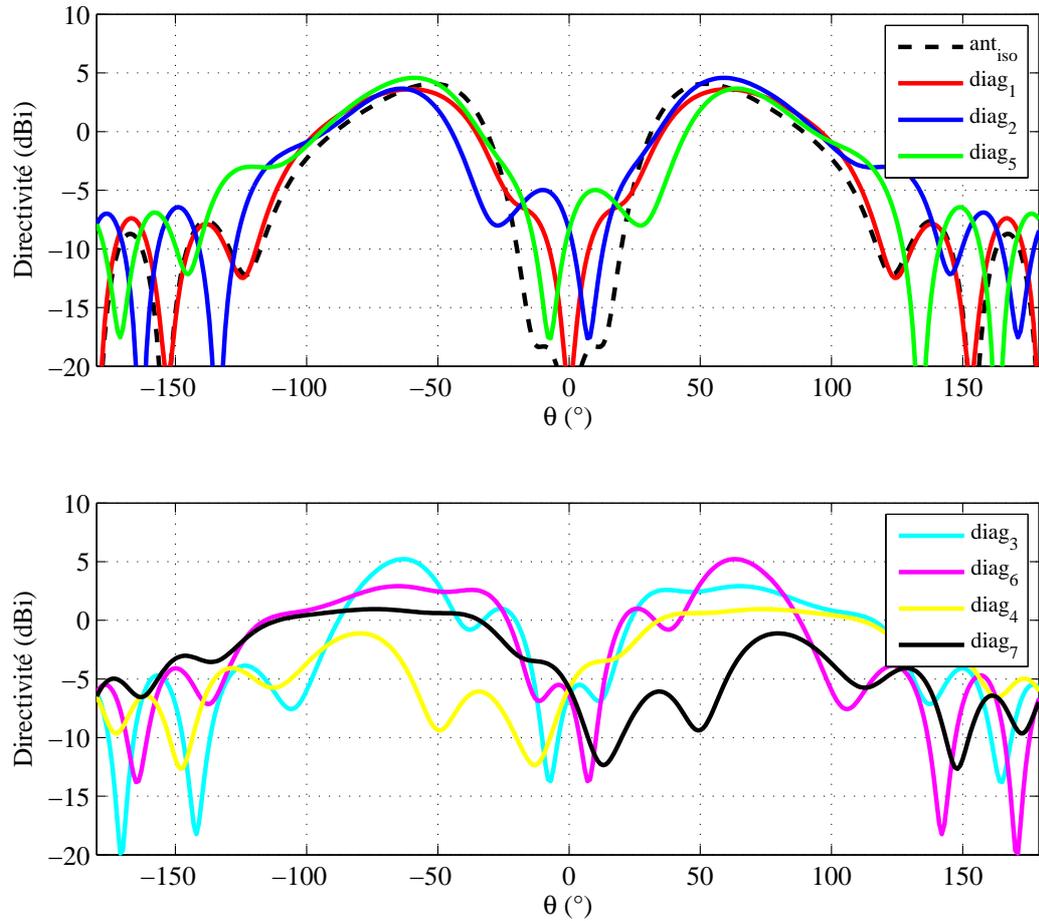


Figure II-7 : Diagrammes de rayonnement des 7 monopoles environnés à 2.45GHz dans le plan $\Phi=0^\circ$ (plan d'alignement des antennes)

L'observation de la Figure II-7 révèle une disparité des diagrammes qui dépend de la position de chaque élément rayonnant dans le réseau. On retrouve la symétrie de la structure dans les rayonnements des monopoles.

IV.2 Calcul des charges à connecter aux ports de l'antenne

La matrice $[S_{7 \times 7}]$ et les 7 diagrammes de rayonnement sont injectés dans le programme de synthèse codé sous Matlab. Etant donnée la simplicité du dispositif, nous résolvons le problème pour que l'antenne rayonne avec un maximum de gain dans la direction $\{\theta_{steer}; \varphi_{steer}\} = \{90^\circ; 0^\circ\}$, c'est-à-dire dans la direction d'alignement du réseau et parallèlement au plan de masse. Nous utilisons donc la méthode de résolution décrite au paragraphe II.2.1 :

les pondérations à appliquer permettront de mettre en cohérence l'ensemble des 7 diagrammes de rayonnement dans la direction $\{\theta_{\text{steer}} ; \varphi_{\text{steer}}\}$.

Nous avons choisi d'alimenter l'antenne du milieu. L'élément 1 (port 1) est donc l'élément « actif » de l'antenne à éléments parasites.

Nous rappelons l'algorithme programmé qui est associé à l'exploitation du théorème du point fixe de Picard :

Tant que : $(|A'_{1/3} - A_{1/3}| > \delta_{\text{err}})$ faire

$$\left| \begin{array}{l} \left\| \begin{array}{l} A_1 \\ A_3 \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{l} A'_1 \\ A'_3 \end{array} \right\| \\ \left\| \begin{array}{l} A'_1 \\ A'_3 \end{array} \right\| = \left\| \begin{bmatrix} \Delta_1 \\ \Delta_3 \end{bmatrix} \cdot \left\| \begin{array}{l} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{array} \right\| \right\| \\ A_2 = 1 \end{array} \right.$$

Fin

Conformément aux conventions de notations choisies au paragraphe II.1, les vecteurs A_1 et A_3 sont les pondérations qui seront appliquées sur les diagrammes des éléments parasites. Ces pondérations sont à déterminer par itérations successives. La Figure II-8 illustre la rapidité de la convergence de la méthode. Elle montre l'évolution de l'erreur en fonction du nombre d'itérations. L'axe des ordonnées représente l'erreur liée au rang de l'itération, relativement au signal injecté A_2 dans le port « actif » « $g=1$ ». L'erreur portée en ordonnée traduit l'Équation II-27.

$$Erreur = \text{Max} \frac{|A'_{1/3} - A_{1/3}|}{A_2} \quad \text{Équation II-27}$$

On constate qu'après seulement 9 itérations, l'erreur commise sur le calcul des pondérations est inférieure à 10^{-5} . Le théorème de convergence de la méthode du point fixe est bien vérifié. Il apparaît parfaitement approprié pour résoudre notre problème des antennes à éléments parasites.

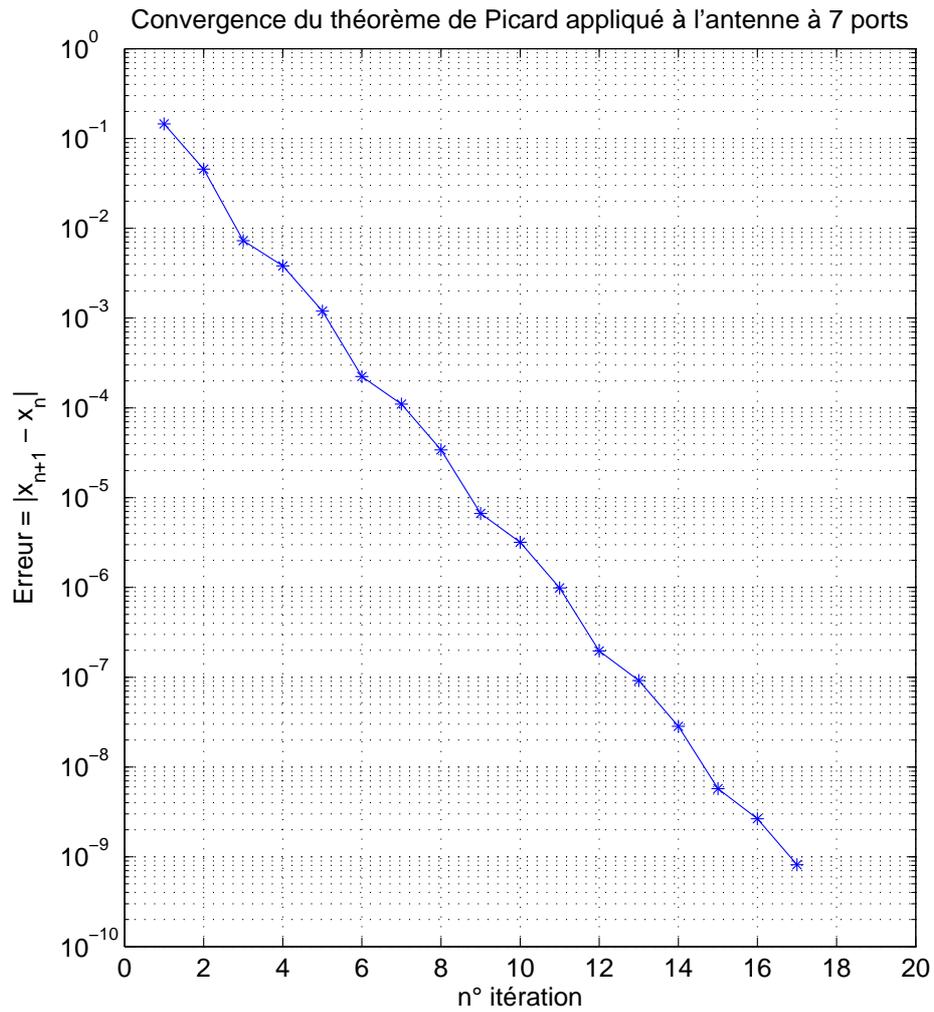


Figure II-8 : Convergence de la méthode itérative qui permet de résoudre les pondérations rayonnées

Les pondérations et les impédances prévues par la résolution de l'Équation II-15, alimentée par la condition de cohérence des champs rayonnés (traduite par l'Équation II-16), sont portées dans le Tableau II-1.

Élément i	a_i (Poids complexe sur chaque antenne)	Coefficients de réflexion synthétisés Γ_a (souhaités sur les accès des déphaseurs) à 2.45 GHz		
		Γ (°)	Inductance L_i	Condensateur C_i
1 (actif)	1		$Z_g = 65.82 + j*27.89$	
2	$0.384 \cdot \exp(-j*119.76^\circ)$	$\exp(j*96^\circ)$	2.925 nH	
3	$0.299 \cdot \exp(j*119.46^\circ)$	$\exp(j*116.91^\circ)$	1.997 nH	
4	$0.184 \cdot \exp(-j*17.48^\circ)$	$\exp(j*103^\circ)$	2.588 nH	
5	$0.294 \cdot \exp(j*125.32^\circ)$	$\exp(j*6.94^\circ)$	53.564 nH	
6	$0.107 \cdot \exp(-j*118.82^\circ)$	$\exp(-j*57.03^\circ)$		0.706 pF
7	$0.018 \cdot \exp(-j*0.48^\circ)$	$\exp(j*138.17^\circ)$	1.241 nH	

Tableau II-1 : Impédances et pondérations qui optimisent le rayonnement de l'antenne dans la direction $\{\theta_{steer}; \phi_{steer}\} = \{90^\circ; 0^\circ\}$

Le programme analytique a calculé le diagramme de rayonnement. La directivité est 9.4dB. On constate sur la Figure II-9 que le gain ne semble pas maximum dans la direction $\theta=90^\circ$. Ceci provient du rayonnement des monopoles sur le plan de masse aux dimensions finies. En effet, les diagrammes élémentaires illustrés sur la Figure II-7 font apparaitre un maximum de gain autour de la direction $\theta=50^\circ$ et 4dB de moins dans la direction $\theta=90^\circ$. On retrouve cette différence sur le diagramme (Figure II-9) de l'antenne globale (chargée sur les impédances réactives).

La Figure II-10 illustre le diagramme tracé dans les plans $\Phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$.

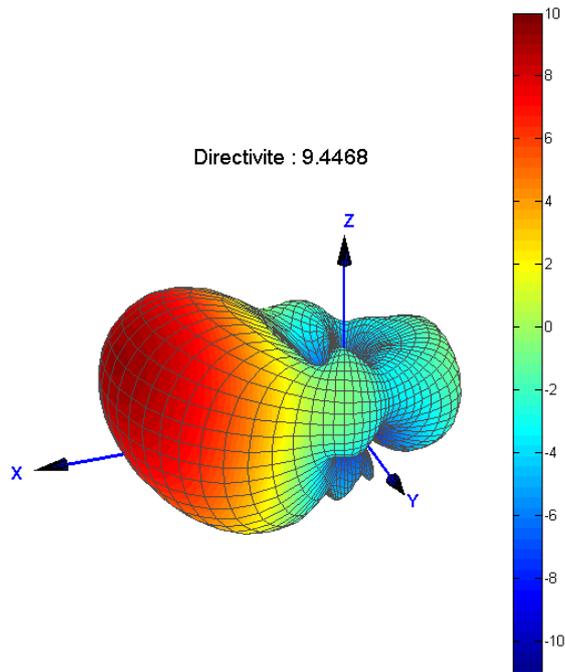


Figure II-9 : Diagramme de rayonnement prévu par le programme Matlab si les impédances décrites dans le Tableau II-1 sont connectées aux ports des 6 éléments parasites

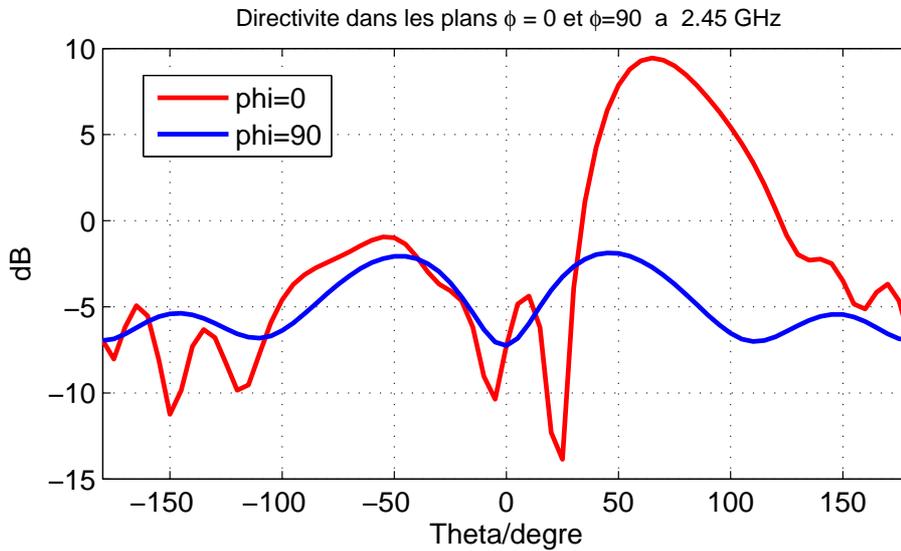


Figure II-10 : Diagramme de directivité dans les plans $\Phi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$

IV.3 Vérification du calcul par CST-MWS

Nous réalisons une validation de ces calculs en connectant les impédances calculées au paragraphe précédent dans le calcul full-wave CST-MWS. Pour cela nous utilisons le module DESIGN-STUDIO de CST. Ceci consiste à connecter des réponses de circuit (ici nos impédances réactives) sur les ports du système antennaire pour chercher les réponses électromagnétiques résultant des interactions de l'antenne avec ces fonctions électriques.

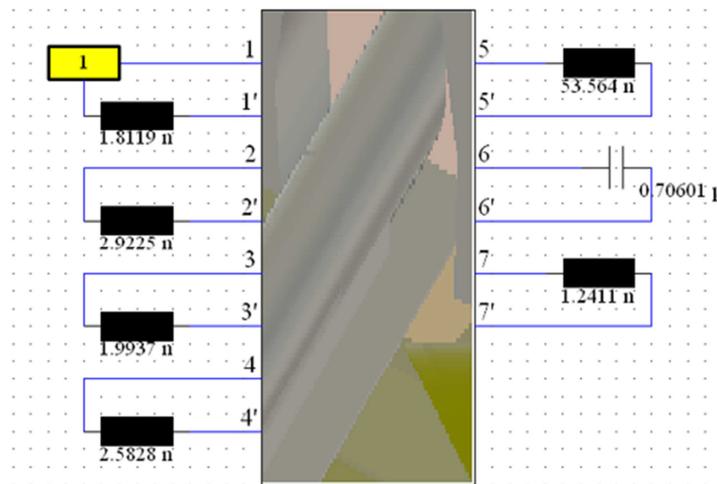


Figure II-11 : Schématisation de l'antenne connectée aux charges réactives sur les ports 2 à 7

Le port 1 est affecté d'une impédance caractéristique $R_g = 65.8 \Omega$ en série avec une self de 1.812 nH pour réaliser l'adaptation calculée par le programme de synthèse.

Les Figure II-12, Figure II-13 et Figure II-14 montrent une parfaite correspondance entre les réponses (diagrammes et S_{11}) calculées avec le programme Matlab qui permet de réaliser la synthèse des charges, et CST qui vérifie que le raccordement de ces charges aux ports d'accès des antennes élémentaires restitue bien le fonctionnement recherché.

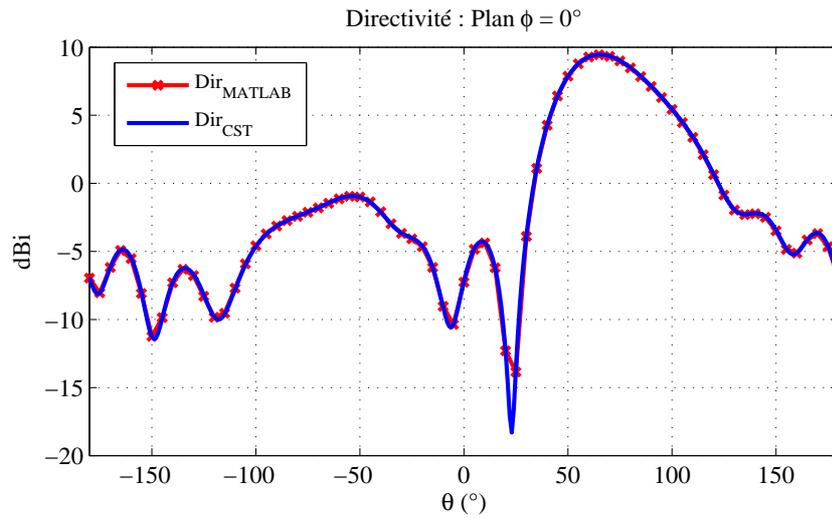


Figure II-12 : Comparaison des diagrammes de rayonnement calculés dans le plan $\phi=0^\circ$ par le programme Matlab et par CST Design Studio

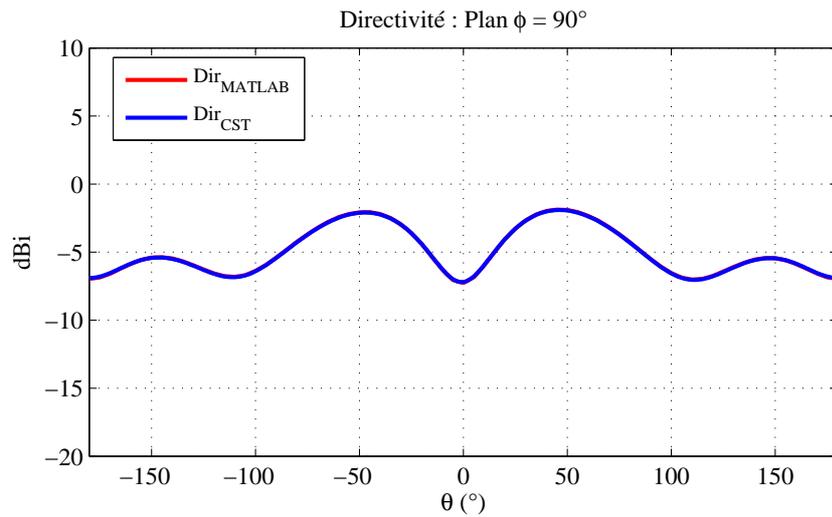


Figure II-13 : Comparaison des diagrammes de rayonnement calculés dans le plan $\phi=90^\circ$ par le programme Matlab et par CST Design Studio

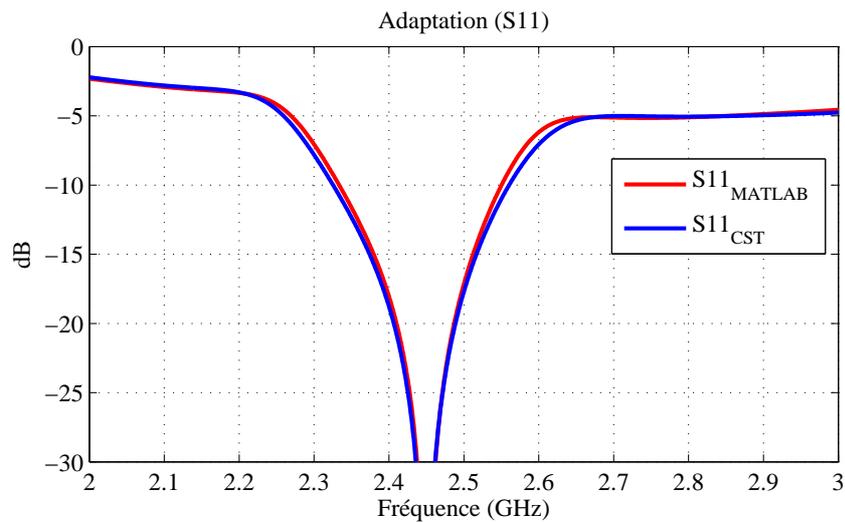


Figure II-14 : Comparaison des adaptations calculées par le programme Matlab et par CST Design Studio – L'impédance de normalisation est $Z_g=65.82+j*27.89$

Le coefficient de réflexion S_{11} est calculé de la manière suivante :

$$S_{11} = \frac{Z_e - Z_g^*}{Z_e + Z_g}$$

IV.4 Conclusion

Dans le paragraphe IV, nous avons conçu une antenne à éléments parasites composée de 7 monopoles pour réaliser la validation de la procédure de synthèse programmée. La validation se traduit par une comparaison des résultats issus du programme de synthèse avec une rétro-simulation « Full wave » de la structure chargée sur les conditions de charge réactives fournies par le programme de synthèse, contraint par un objectif de rayonnement.

La validation numérique est un succès. Elle valide la formulation théorique que nous avons programmée. A ce stade, le fonctionnement de l'antenne développée reste une étape conceptuelle car les conditions de charge sont des réponses théoriques idéales, couplées à la simulation « Full wave » de l'antenne.

V Optimisation d'une antenne Yagi imprimée compacte

Le but est d'utiliser l'ergonomie de l'outil de synthèse pour assister l'optimisation d'une architecture imprimée d'antenne à éléments parasites. Nous fixons la fréquence de travail à **2.45GHz**. Nous imposons des contraintes d'encombrement et le PCB : l'antenne doit être imprimée sur un substrat de verre époxy (FR4) de permittivité $\epsilon_r=4.15$, de tangentes de pertes $T_g \delta = 0.025$ et d'épaisseur 1.58mm. Les dimensions totales du système antennaire sont 46mm.×74mm. Sur ce PCB, une surface métallisée de 46mm.×30mm. est réservée pour accueillir d'autres fonctions. Comme point de départ de l'étude, nous proposons de distribuer sur la surface de FR4 restante, 1 brin réflecteur, 1 brin actif et 2 directeurs.

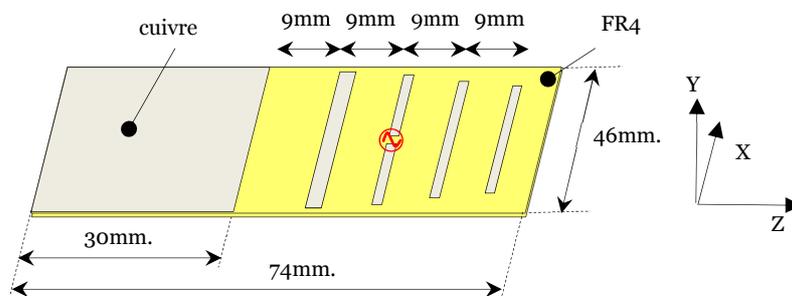


Figure II-15 : Implantation globale de l'antenne Yagi imprimée

Pour optimiser le rayonnement de cette antenne vers l'avant (direction Z) beaucoup de degrés de liberté devraient être ajustés :

- les largeurs des 4 brins,
- leurs longueurs,
- les positions relatives de ces brins.

Les simulateurs électromagnétiques peuvent permettre des optimisations paramétriques mais la tâche est rendue laborieuse par le nombre de paramètres à ajuster simultanément. Des méthodes génétiques utilisant des séquences d'apprentissage peuvent être utilisées pour limiter les temps d'investigation.

Nous proposons d'utiliser l'outil de synthèse pour accélérer la phase d'optimisation des formes des brins.

V.1 Adaptation du modèle numérique de l'antenne et analyse électromagnétique

Pour réaliser l'analyse électromagnétique qui permettra d'argumenter l'outil de synthèse, nous intégrons des ports numériques supplémentaires de telle sorte que chaque brin puisse être numériquement excité. Pour des raisons de compacité et d'intégration, les brins de la structure que nous souhaitons optimiser sont distants de 9mm ($0.07*\lambda_0$). Dans une optimisation classique d'antenne Yagi la distance séparant chaque brin serait comprise entre 0.1λ et 0.2λ , soit une distance minimum de 12.2mm.

Nous avons également fait le choix de remplacer le dipôle demi-onde n°2 qui servira de brin actif par un dipôle replié pour faciliter l'adaptation lors de la mise en réseau. Le dipôle replié a dans ce cas une longueur de 37 mm et une largeur de rubans métalliques de 1 mm. L'écartement des deux brins parallèles est de 3 mm.

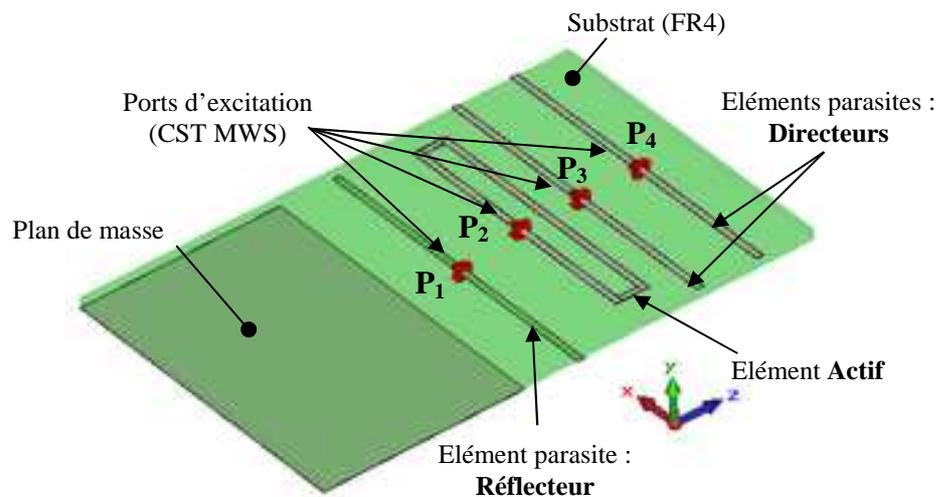


Figure II-16 : Point de départ pour l'analyse électromagnétique

La simulation Full-wave réalisée par CST_MWS nous a fourni la matrice $[S_{4 \times 4}]$ du système antennaire. Le temps d'analyse de la structure multiports finement numérisée (maillée) ne prend que six minutes avec le solveur transitoire de CST-MWS.

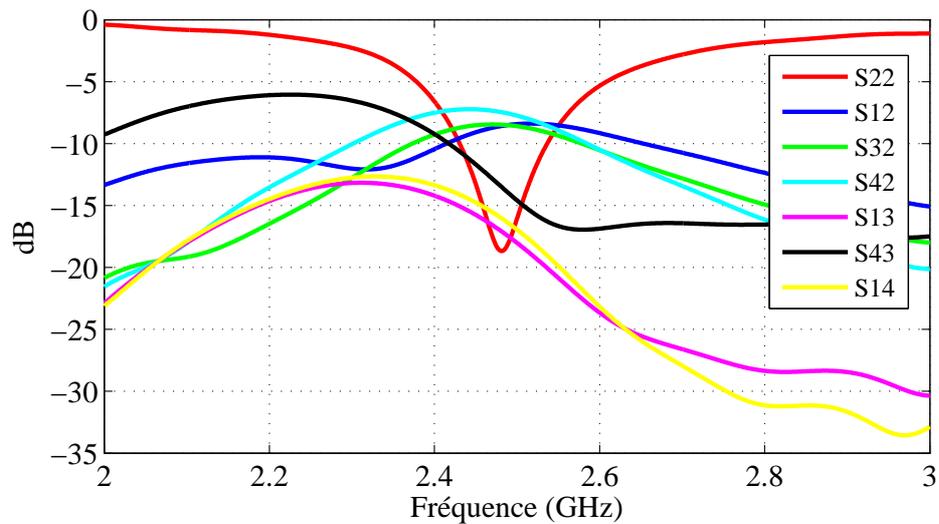


Figure II-17 : Couplage entre les 4 brins de l'antenne imprimée

L'écartement très faible entre les éléments entraîne d'importants couplages. Ces couplages sont contenus entre -7 dB pour les éléments les plus proches et -17 dB pour les éléments les plus éloignés.

V.2 Synthèse des charges à connecter aux ports

Les données électromagnétiques fournies par CST-MWS sont injectées dans le programme de synthèse. L'optimisation vise à renforcer le diagramme dans la direction d'alignement des brins (Z). Pour cela nous opérons le même type de résolution qu'au paragraphe IV. La résolution de l'Équation II-17 associée à

$$\angle a_i = \angle a_2 + \angle \Phi_2(\theta = 0) - \angle \Phi_i(\theta = 0),$$

a abouti aux fonctions électriques, à attacher aux quatre ports, fournies par le Tableau II-2.

N° Élément	a_i (poids complexe sur chaque élément)	CHARGES REACTIVES (jX_i) ET IMPEDANCE D'ENTREE (Z_E) A 2.45 GHz		
		IMPEDANCES	INDUCTANCES L_i	CAPACITES C_i
1	$0.189 \cdot \exp(-j \cdot 20^\circ)$	$jX_1 = j \cdot 1.63$	0.10 nH	
2 (élément)	1	$Z_{E_ant} = 79.73 - j \cdot 69.64$	---	---

actif)				
3	$0.183.\exp^{(j*174.54^\circ)}$	$jX_2 = j*47.79$	3.1 nH	
4	$0.819.\exp^{(-j*98.66^\circ)}$	$jX_4 = -j*108.4$		0.59 pF

Tableau II-2 : Charges à connecter sur les ports de l'antenne

D'après ces résultats, nous pouvons constater que l'impédance d'entrée de l'antenne vue à l'entrée de l'élément actif n'est plus égale à 50Ω .

Le calcul du diagramme de rayonnement qui serait obtenu en connectant les charges réactives du Tableau II-2 est illustré par la Figure II-18. La directivité atteinte est 7.7dB.

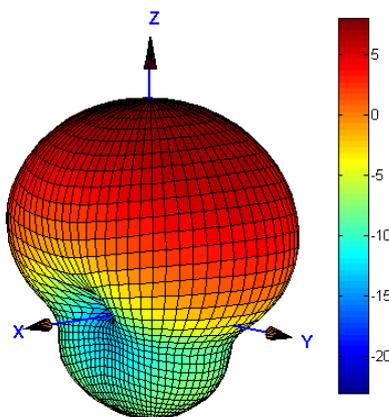


Figure II-18 : Diagramme de rayonnement que permettrait d'obtenir les charges réactives connectées aux ports des brins parasites (calcul Matlab)

V.3 Validation du modèle numérique

De la même façon que dans la simulation « full-wave » où nous avons introduit des ports numériques discrets, nous pouvons également remplacer ces ports par des éléments localisés (lumped elements) de type circuits passifs (R, L, C et combinaisons série et parallèle). Nous substituons donc aux ports 1, 3 et 4 des selfs et des capacités conformément aux valeurs identifiées dans le Tableau II-2 et réalisons une nouvelle simulation « Full-wave » en excitant le port 2. Ce port n°2 est affecté d'une impédance $Z_g=79.7\Omega$ en série avec une inductance de 4.5nH pour réaliser le complexe conjugué de Z_e (cf. Tableau II-2).

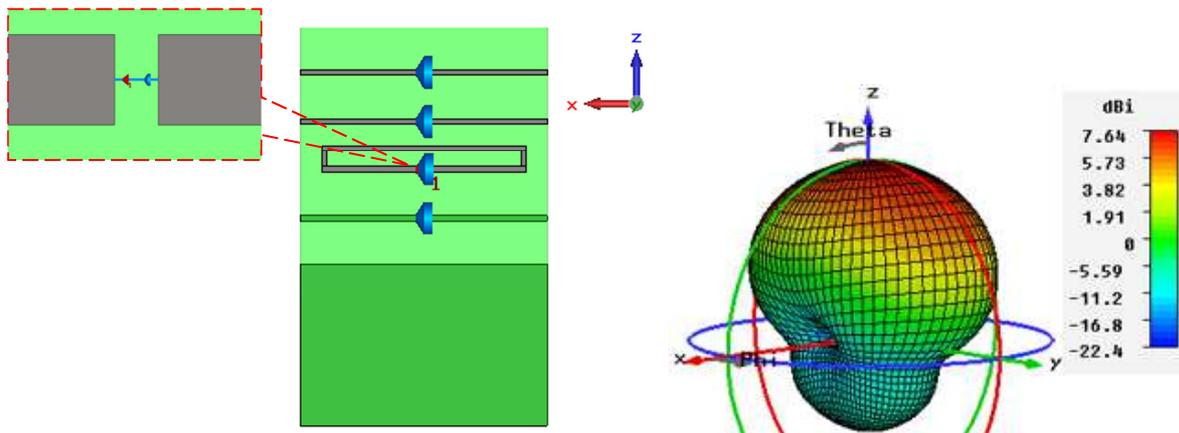


Figure II-19 : Des sels et des capacités sont introduites dans le calcul Full-wave en lieux et places des ports. Le diagramme de rayonnement est identique à celui de la Figure II-18

Le S22 de l'antenne à éléments parasites simulée avec les éléments passifs est représenté par le tracé bleu sur la Figure II-20 et comparé au résultat de synthèse calculé directement depuis le programme Matlab.

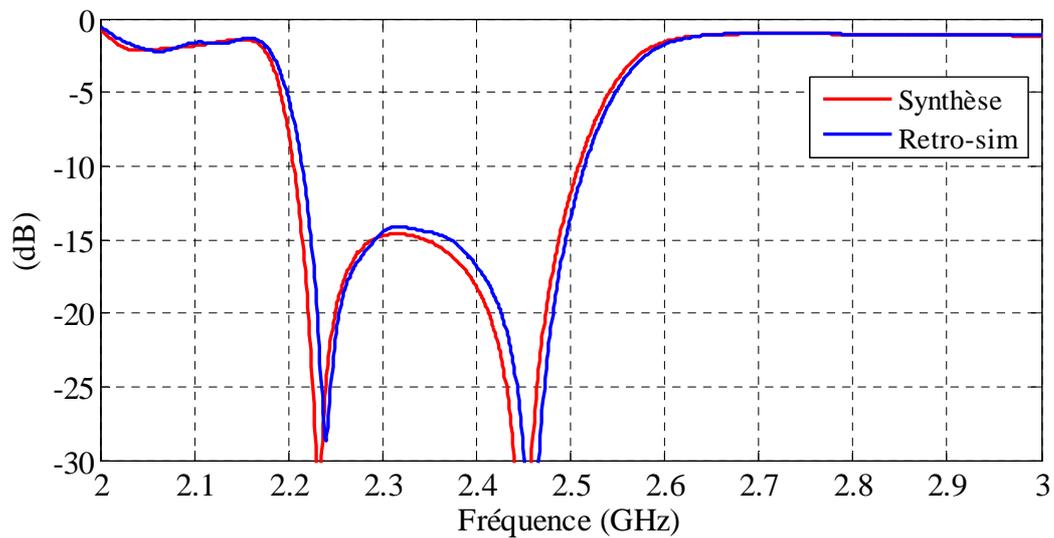


Figure II-20 : Adaptation électrique du modèle numérique de l'antenne à éléments parasites – Comparaison du calcul CST-MWS (avec sels et capacités) (« Retro-simu ») et du calcul Matlab (« Synthèse »)

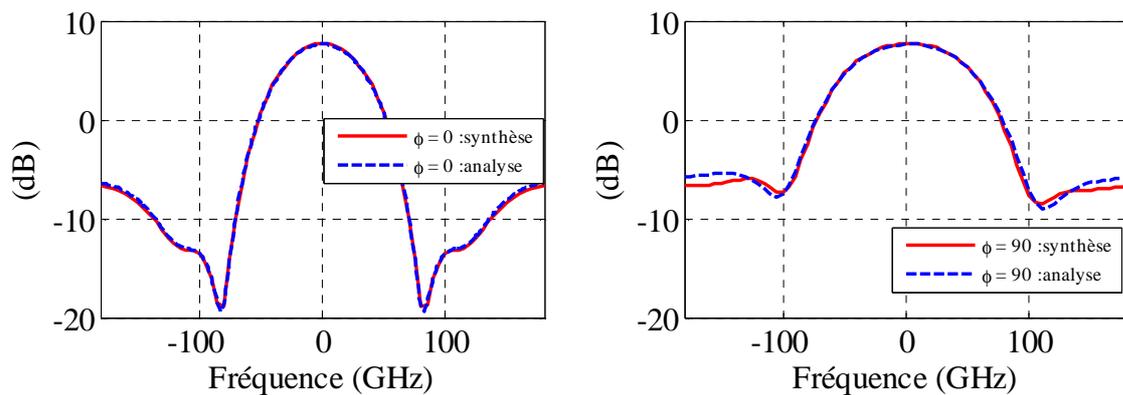


Figure II-21 : Diagrammes de directivité dans les deux plans de coupe principaux – Comparaison de la simulation CST (analyse) et du calcul Matlab (Synthèse)

D'après la Figure II-20, le coefficient de réflexion obtenu par la synthèse à la fréquence $f_0=2.45\text{GHz}$ est -30 dB avec une bande passante de 300 MHz , allant de 2.2 GHz jusqu'à 2.5 GHz , ceci est lié à l'application de la valeur de $Z_{E_ant}^*$ comme impédance de générateur.

La directivité maximale obtenue par la synthèse est de 7.7 dB dans l'axe de mise en réseau des éléments « Z » ($\theta=0$). Les diagrammes de directivité, synthétisés (avec MATLAB) et calculés par la simulation full-wave (CST MWS), ont été relevés dans les deux plans de coupe principaux (plan $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$ sur la Figure II-21).

Ce calcul électromagnétique « full-wave » constitue une étape intermédiaire. Il vérifie que l'impédance d'entrée de l'antenne est bien conforme au calcul réalisé par le programme de synthèse et que les lois de pondérations sont bien réalisées par le jeu de charges réactives connectées aux ports numériques de l'antenne.

V.4 Remplacement des charges réactives par des modifications de formes

Notre démarche a jusqu'à présent consisté à partir d'une architecture générique composée de brins parallèles identiques et distribués avec un pas régulier sur le PCB pour s'inscrire dans l'encombrement disponible. L'introduction de ports numériques discrets a permis d'optimiser les réponses électromagnétiques des brins pour focaliser le rayonnement dans la direction (Z). Il s'agit maintenant de remplacer les brins chargés des impédances

réactives par des motifs distribués qui offriront les mêmes performances. Pour cela nous réalisons une optimisation géométrique de chacun des brins de l'antenne tout en maintenant les autres chargés par les charges réactives. La longueur Ld et la largeur Wd de chaque brin constituent les paramètres à ajuster.

A chaque fois, que nous faisons varier les paramètres d'un élément du réseau, nous gardons les autres chargés sur leurs charges localisées correspondantes. L'objectif consiste alors à conserver le diagramme de l'antenne inchangé après la modification de la géométrie de chaque brin.

La Figure II-22 présente le début et la fin du remplacement des charges réactives par les modifications des formes des brins imprimés. Les dimensions obtenues sont portées dans le Tableau II-3.

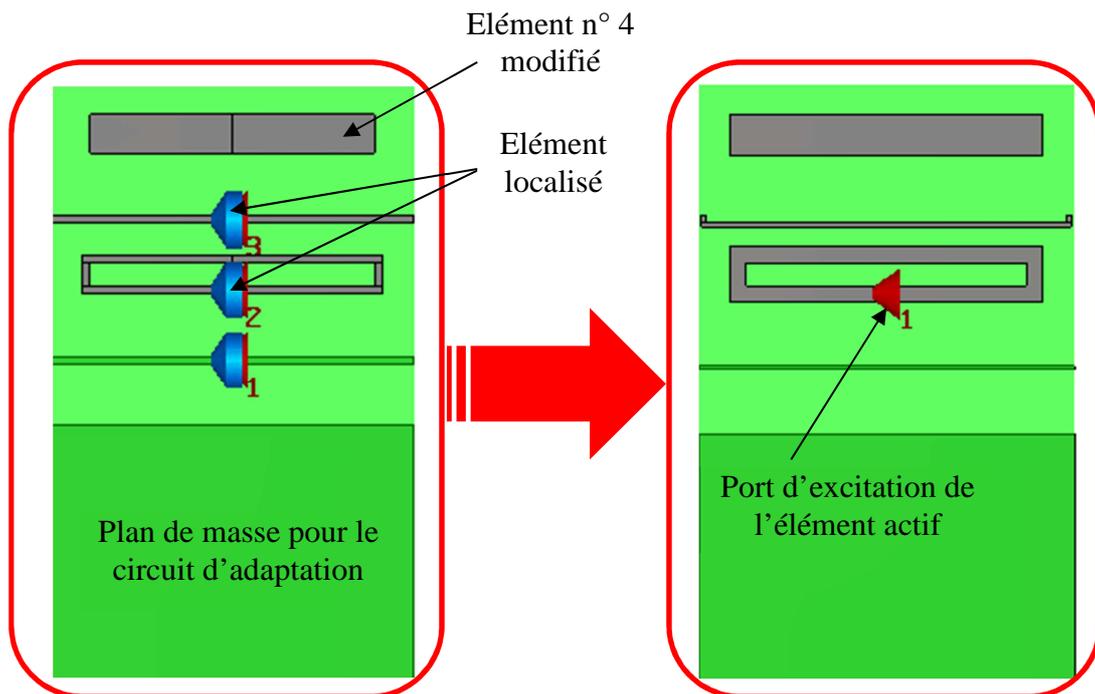


Figure II-22 : Le remplacement des charges réactives commence par l'optimisation des formes de l'élément n°4 (à gauche). Les charges sont supprimées les unes après les autres pour aboutir à l'antenne finale sans charge localisée (droite)

N° Elément	Charge à supprimer	Dimensions finales de chaque élément (mm)	
		Ld	Wd
1	0.10 nH	46	0.5
2 (élément actif)	4.5 nH	36.8	2
3	3.1 nH	47.5	0.5
4	0.59 pF	39	5

Tableau II-3 : Dimensions des brins qui ont permis de supprimer les charges réactives

Le diagramme de rayonnement rayonné par l'antenne de la Figure II-22 (droite) est représenté sur la Figure II-23. Ce diagramme est très semblable à ce qu'il était avant le remplacement des charges réactives (Figure II-19).

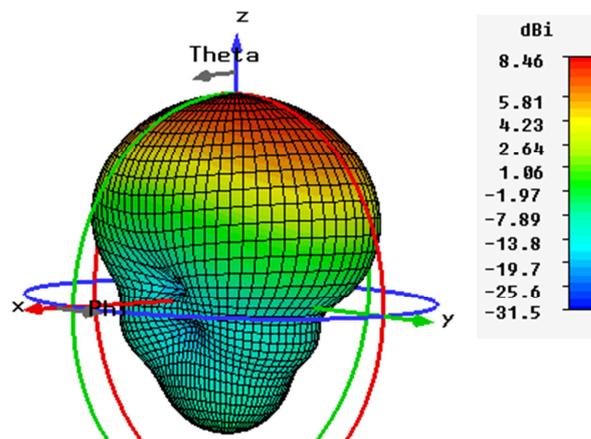


Figure II-23 : Diagramme de l'antenne aux formes optimisées

L'impédance d'entrée est calculée égale à $Z_e=44.75-j*35$.

V.5 Finalisation d'une maquette et caractérisation

Afin de conclure cette étude, nous proposons de poursuivre jusqu'à la fabrication d'un prototype. L'antenne représentée sur la Figure II-22 sera mesurable s'il est possible de l'alimenter.

V.5.1 Ajout d'un symétriseur pour l'alimentation

L'adaptation est finalement confiée à un balun formé d'un stub ouvert au bout d'un tronçon de ligne à fente. Ce dispositif permettra de réaliser simultanément la transformation d'impédance et la transformation du mode de la ligne à fente en mode microruban. Des informations sur le rôle et sur le calcul du stub sont disponibles dans les références [108]–[112]. Une représentation de l'antenne raccordée à une connectique SMA est illustrée par la Figure II-24. La ligne à fente d'impédance $Z_{c_f}=130\Omega$ est composée de rubans de 1mm de large séparés de 0.5mm. La ligne microruban d'impédance $Z_{c_m}=50\Omega$ a pour largeur 3.1mm, elle est imprimée sur le substrat FR4 ($\epsilon_r=4.15$) d'épaisseur 1.58mm. Pour ne pas court-circuiter la ligne à fente, le brin réflecteur sera imprimé sur la face arrière du substrat.

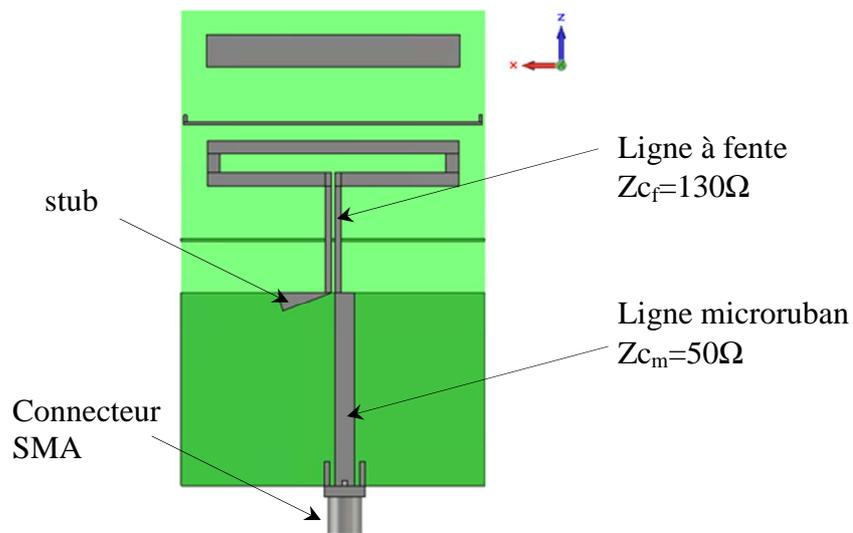


Figure II-24 : Antenne avec son balun d'excitation

L'adaptation est atteinte grâce aux dimensions du stub. Nous paramétrons ces dimensions par le rayon du stub et l'angle d'ouverture propre à sa forme en éventail. Les Figure II-25 et Figure II-26 fournissent deux faisceaux de courbes qui montrent l'évolution de l'adaptation de l'antenne en fonction de l'angle d'ouverture du stub et de son rayon.

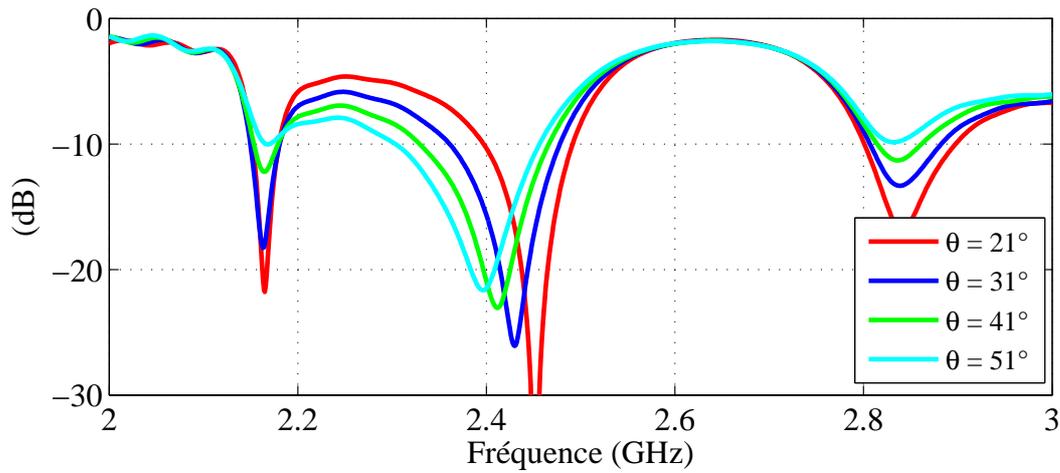


Figure II-25 : Variation du coefficient de réflexion ($/50\Omega$) de l'antenne en fonction de l'angle d'ouverture (θ_{ouv}) du Stub de rayon $R_{stub}=8mm$

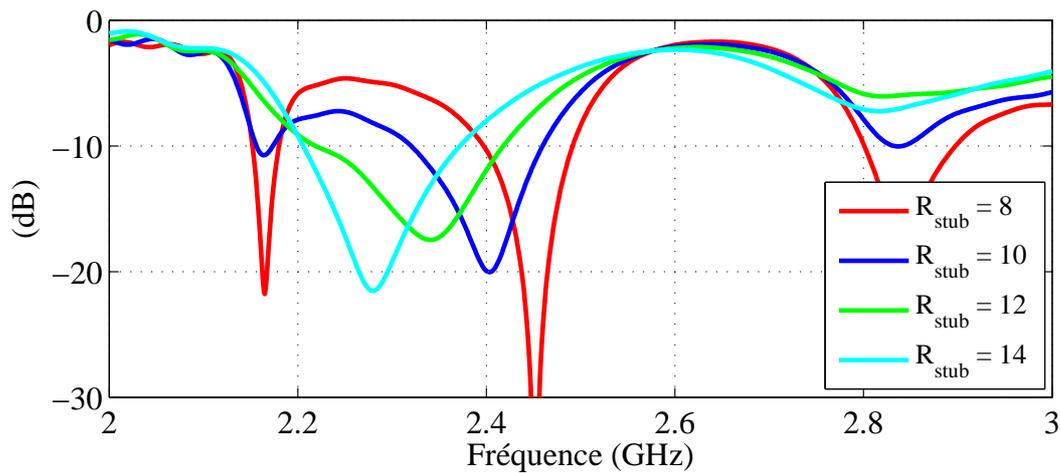


Figure II-26 : Variation du coefficient de réflexion ($/50\Omega$) de l'antenne en fonction du rayon du Stub (R_{stub}) pour $\theta_{ouv}=21^\circ$

Le meilleur compromis semble être obtenu avec les dimensions de stub $\{\theta_{ouv}=21^\circ ; R_{stub}=8mm\}$. Pour ces valeurs, l'adaptation est inférieure à -20dB à 2.45GHz et elle reste inférieure à -10dB sur la bande [2.4GHz ; 2.5GHz].

V.5.2 Réalisation et mesure d'un prototype

L'antenne a été fabriquée et mesurée.

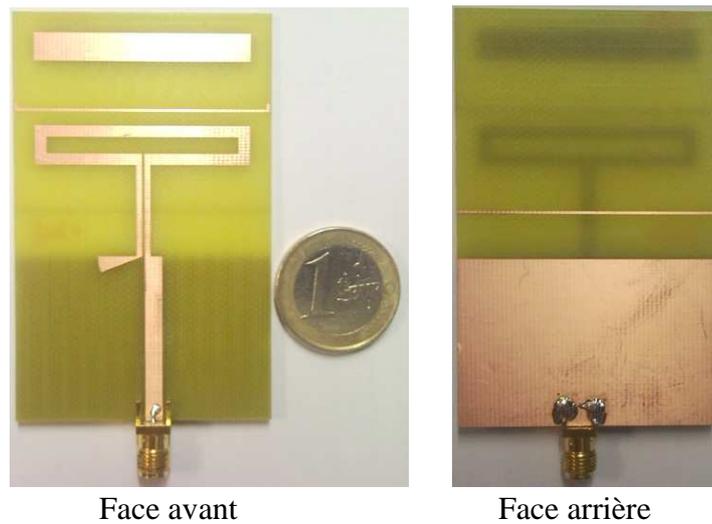


Figure II-27 : Antenne à éléments parasites reliée au connecteur SMA par le balun. Le balun se compose du stub et de la ligne à fente

Les résultats de mesure et de simulation sont présentés sur la Figure II-28. La mesure a été effectuée avec un analyseur de réseau vectoriel de la marque Anritsu MS4644A (10 MHz à 40 GHz) moyennant -10 dBm de puissance RF injectée sur l'entrée de l'antenne dans la bande de fréquence [2-3] GHz.

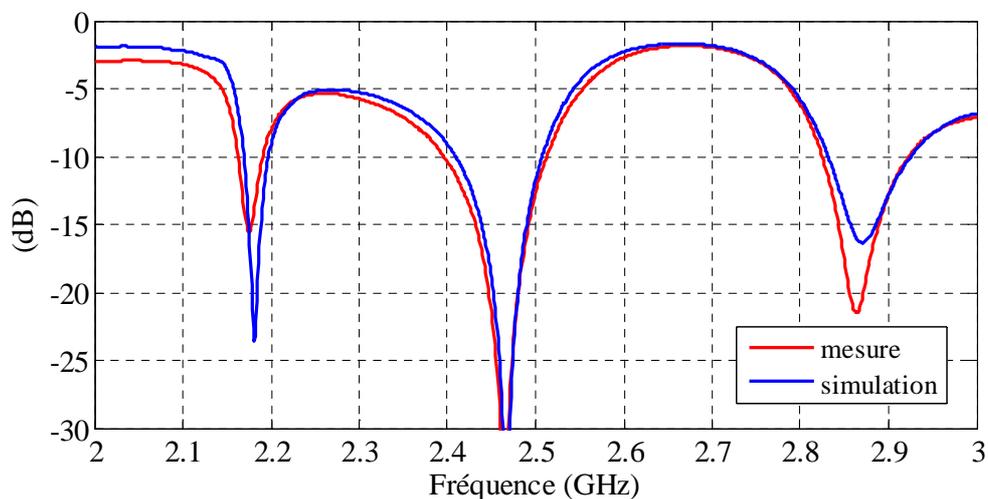


Figure II-28 : Coefficients de réflexion, mesuré et simulé (S_{11} (dB)), à l'entrée de l'antenne

Nous observons une excellente cohérence entre les résultats de la simulation et de la mesure sur toute la bande fréquentielle étudiée. Les résultats montrent une adaptation de l'antenne inférieure à -10 dB de 2.4 GHz à 2.51 GHz, ce qui correspond à une bande absolue de 110 MHz (4.5%).

Pour ce type de substrat bas coût, la valeur de la permittivité relative n'est pas garantie lors de l'approvisionnement, elle varie entre 3.9 et 4.9 ; elle varie aussi suivant les fournisseurs. Pour obtenir ces bons résultats nous avons préalablement caractérisé notre substrat.

Afin d'évaluer au mieux les performances en rayonnement du prototype réalisé, nous avons effectué deux séries de mesures. Les diagrammes de rayonnement ont tout d'abord été mesurés dans la base anéchoïque d'XLIM puis dans une base SATIMO Stargate 24. Les Figure II-29 et Figure II-30 montrent les diagrammes des gains mesuré à Xlim et simulé ainsi que l'évolution du gain réalisé avec la fréquence.

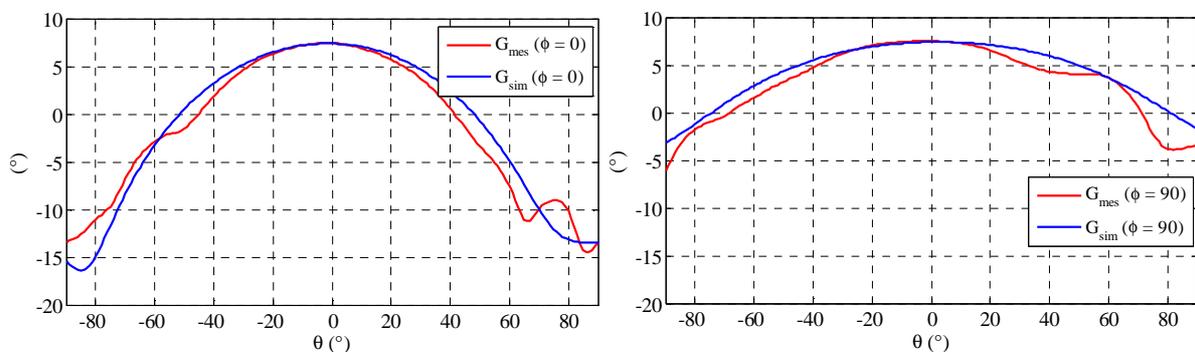


Figure II-29 : Diagrammes de rayonnement mesurés (courbes rouges) dans la base anéchoïque d'XLIM - Comparaisons avec la simulation (courbes bleues) pour les plans $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$

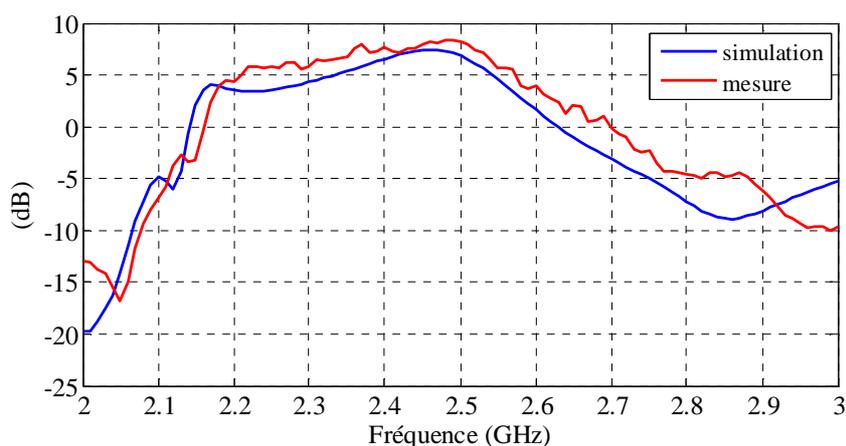


Figure II-30 : Mesure fréquentielle du gain réalisé (courbe rouge) - comparaison avec la simulation (courbe bleue)

L'observation des gains mesurés montrent que l'antenne offre des propriétés conformes à ceux produits par le simulateur. On note néanmoins une perturbation au voisinage de l'angle $\theta=60^\circ$. Cette perturbation apparaît pour les deux plans mesurés $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$ au même endroit (même direction θ). Nous avons soupçonné le support de l'antenne utilisé pour la mesure. En effet pour changer de plan ϕ mesuré, l'antenne subit une rotation autour d'un support de la base. Ce support se trouve néanmoins toujours dans la même position par rapport à l'antenne de réception (et de référence) qui lui fait face à l'autre extrémité de la base. Aussi, s'il y a signature du support, cette signature sera toujours localisée dans la même direction de pointage quelle que soit l'indexation en ϕ imposée à l'antenne sous test. Pour lever cette incertitude nous avons fait d'autres mesures dans la base champ proche Satimo SG24. Les nouvelles mesures sont illustrées par les Figure II-31 et Figure II-32.

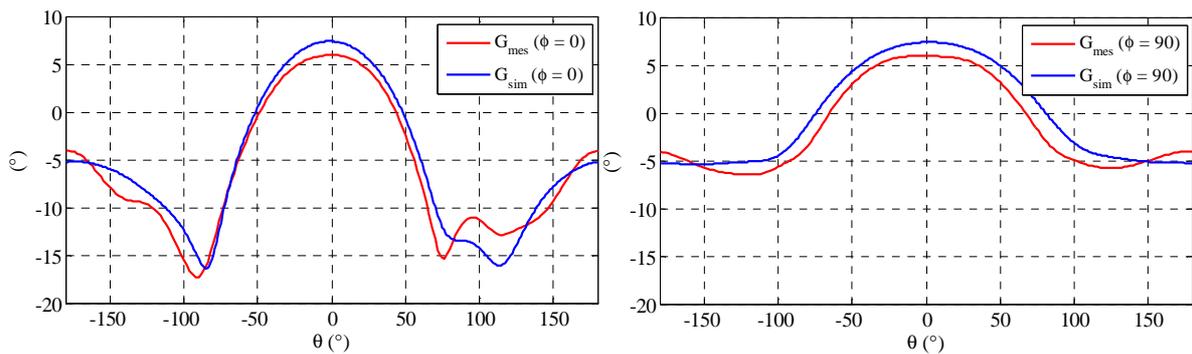


Figure II-31 : Diagrammes de rayonnement dans les plans principaux $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$; (mesure SATIMO SG-24)

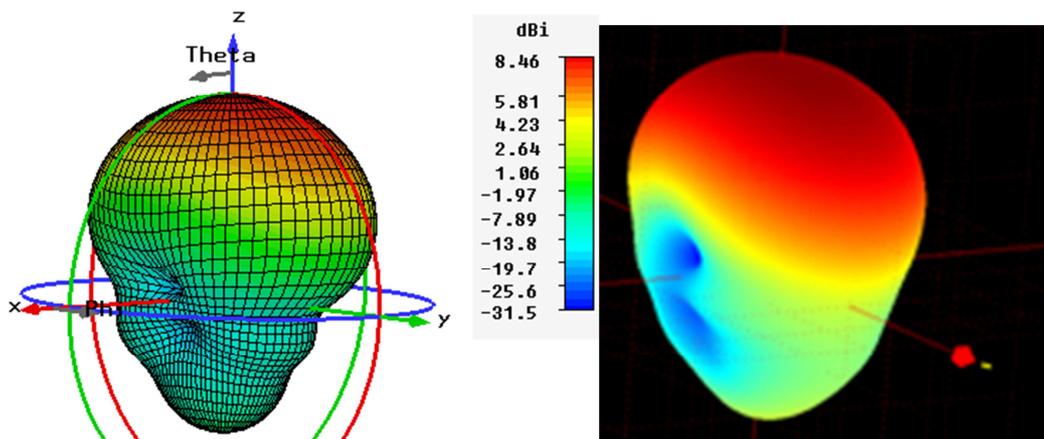


Figure II-32 : Diagrammes de rayonnement en 3D, simulé (à gauche) et mesuré dans la base SATIMO (à droite)

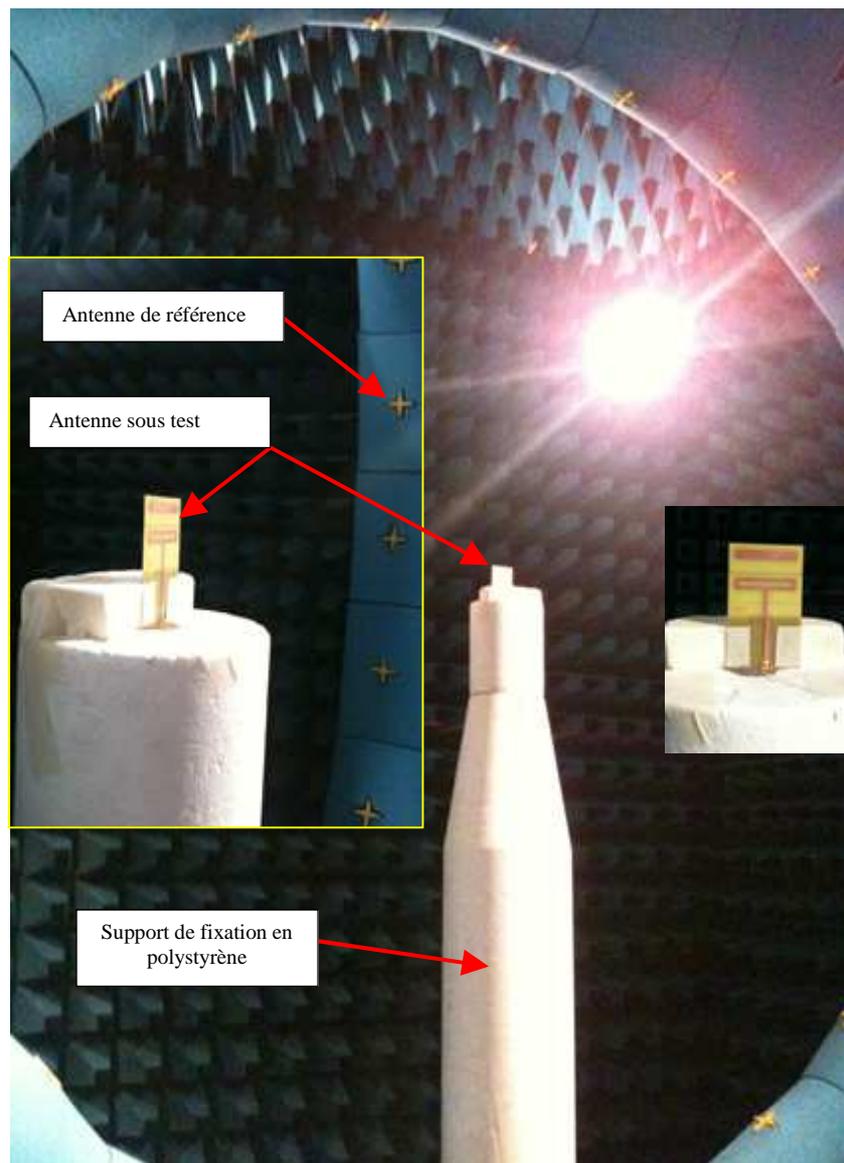


Figure II-33 : Base de mesure SATIMO SG-24

Les résultats de mesure effectués dans la base SATIMO et présentés sur la Figure II-31 ne montrent plus les perturbations pour les directions voisines des $\theta=60^\circ$. Cette observation confirme les hypothèses précédentes : les perturbations sont dues à un point brillant sur le support d'antenne. On remarque cependant que les niveaux mesurés par la Stargate SG-24 ont des amplitudes inférieures à celles mesurées dans la base d'Xlim. Les précisions des bases de mesure sont contenues dans un intervalle d'erreur de ± 0.5 dB.

VI Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode efficace pour concevoir des antennes à éléments parasites. Cette méthode consiste à rechercher les charges réactives qui une fois connectées aux ports des antennes dites « parasites » permettront de synthétiser une fonction de rayonnement. Cette méthode permet de s'affranchir en grande partie des études paramétriques ou des phases d'apprentissage nécessaire à certaines méthodes de synthèse. Un programme développé sous Matlab s'appuie sur les analyses électromagnétiques fournies par le simulateur CST Microwave Studio pour calculer les fonctions électriques, à connecter aux ports des éléments parasites, qui permettront d'épouser des objectifs de rayonnement.

L'outil a pu être validé par la mise en œuvre de deux exemples. Le premier exemple est une antenne à éléments parasites composée de 7 monopoles. Les résultats de la synthèse ont été injectés dans un calcul électromagnétique complet. Les résultats de la simulation « full-wave » ont confirmé ceux avancés par le programme Matlab. Au cours d'un second exemple nous avons pu apprécier comment cette méthode pouvait être un support efficace pour réaliser l'optimisation des formes des brins d'une antenne Yagi imprimée à 4 brins. Cette démonstration reste un cas d'école qui pourrait être généralisé à des structures plus ambitieuses. Une validation expérimentale a confirmé l'ensemble des investigations numériques.

La méthode présentée dans ce chapitre peut composer indifféremment avec des antennes élémentaires de nature différentes telles que les antennes Patches, les Pifa, les Spirales ... Elle reste efficace même avec un grand nombre d'antennes élémentaires et notamment pour des arrangements à deux dimensions.

Dans le chapitre suivant nous allons nous servir des résultats de ce chapitre II pour réaliser une antenne à éléments parasites à agilité de diagramme.

Chapitre III. Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

I Objectifs

Les antennes à éléments parasites s'offrent comme des solutions simples, efficaces et d'un faible prix de revient pour réaliser de la formation de faisceau. Nous avons établi et vérifié au chapitre II qu'un simple contrôle sur les fonctions électriques passives connectées à chaque antenne élémentaire servant d'élément parasite suffit à contrôler le diagramme de rayonnement. Dans ce chapitre nous souhaitons évaluer la capacité de ces antennes à intégrer des fonctions d'agilité et en mesurer les performances. La fonction d'agilité sera confiée à une reconfiguration de l'état des charges réactives. Cette stratégie offrira probablement moins de flexibilité qu'une antenne réseau agile qui intégrerait déphaseurs et circuits de distribution mais nous devrions obtenir en contrepartie des structures antennaires plus simples et beaucoup moins coûteuses. Ces architectures d'antennes à éléments parasites agiles pourraient se positionner comme un compromis technico-économique en phase avec des applications visant les particuliers.

En s'appuyant sur les résultats du chapitre précédent, la clé qui permettra de reconfigurer le diagramme de rayonnement d'une antenne à éléments parasites se trouve dans les charges réactives qui devront pouvoir être ajustées par un contrôle extérieur. La première partie de ce chapitre consistera à concevoir ce type de charges avec des technologies faible coût, à les réaliser et à les caractériser.

Dans une seconde partie nous réaliserons un réseau d'antennes élémentaires sur la base des développements déjà initiés dans le chapitre II. La matrice $[S]$ du réseau d'antennes sera mesurée et comparée aux analyses numériques.

Les caractéristiques expérimentales des charges réactives et du réseau d'antennes seront prises en compte par l'outil de synthèse afin de déterminer, pour des objectifs de rayonnement choisis, les charges réactives accessibles et donc les consignes extérieures à

imposer sur ces charges. Les performances susceptibles d'être délivrées par l'antenne complète seront calculées par le programme de synthèse.

Finalement l'antenne à éléments parasite agile sera assemblée et mesurée dans la chambre anéchoïque d'Xlim. Les résultats de mesure seront comparés, pour différentes configurations des charges connectées, aux estimations fournies par l'outil de synthèse.

II Conception, fabrication et caractérisation de charges réactives accordables

Un tronçon de ligne de transmission en circuit ouvert ou court-circuitée permet de réaliser une charge réactive. Tout signal injecté dans cette ligne se propagera jusqu'à l'extrémité, sera réfléchi et retournera vers son point d'entrée avec un déphasage correspondant au temps de parcours de l'onde dans la ligne. Suivant sa longueur électrique, le tronçon de ligne pourra ainsi émuler une inductance ou une capacité. L'ajout de composants accordables permettra de choisir la phase du coefficient de réflexion réalisé.

II.1 Conception d'un déphaseur en réflexion

II.1.1 Architecture du déphaseur à diodes varactors

Nous désirons concevoir des charges réactives accordables économiques. Nous considérons une fréquence de travail de 2.45GHz. Nous avons investigué la possibilité de reporter des diodes varactors sur un guide coplanaire imprimé sur substrat FR4. Les diodes varactors polarisées en inverse sont des capacités dont la valeur dépend de la tension de polarisation appliquée. Des diodes varactors miniatures de la marque Skyworks [113] ont été sélectionnées pour leurs dimensions, leur excursion de capacité et leur très faible coût (~0.3€). La plage de variation de la capacité de ces diodes s'étend de 0.3pF à 3.1pF pour une tension de polarisation inverse variant de 0V à 20V. La spécification technique de cette diode est fournie sur la Figure III-1. Le boîtier CMS mesure **1mm de long, 0.6mm de large et 0.46mm d'épaisseur**. Les pavés de soudage sont sous le boîtier.

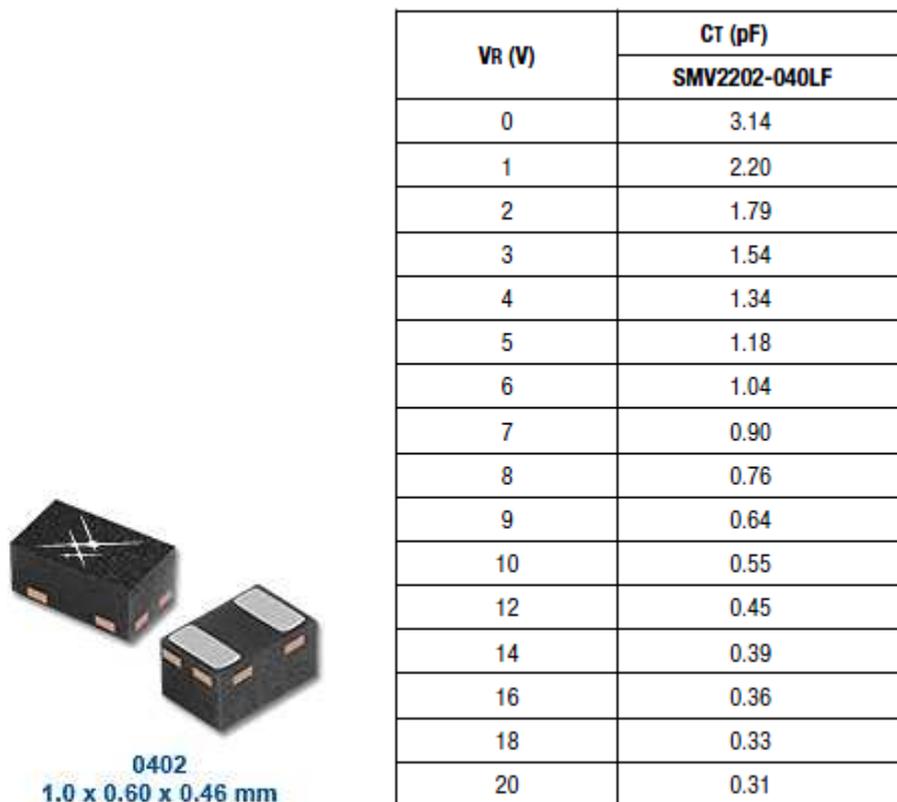


Figure III-1 : Caractéristiques de la diode varactor SMV2202-040LF

Après avoir vérifié qu'une simple diode chargeant l'extrémité de la ligne coplanaire ne permet pas d'obtenir une excursion de la phase du coefficient de réflexion suffisante ($\sim 360^\circ$), nous rajoutons une paire de diodes supplémentaire le long de la ligne pour créer une onde stationnaire, plus sensible aux variations des capacités. La paire de diodes est implantée symétriquement de part et d'autre de la ligne afin de limiter les pertes par rayonnement.

Le tronçon de ligne coplanaire est dimensionné pour une impédance caractéristique de 50Ω . Elle est imprimée sur le même substrat que celui utilisé pour l'antenne dans le chapitre II, à savoir un substrat de type verre époxy FR4 de 1.58 mm d'épaisseur et de permittivité $\epsilon_r=4.15$. Les dimensions du guide coplanaire sont sa largeur de ligne $W=6\text{mm}$ et la largeur du gap entre la ligne et le plan de masse $g=0.45\text{mm}$. Les diodes sont reportées entre la ligne et le plan de masse aux positions L_1 et L_2 par rapport au plan d'accès, positions identifiées sur la Figure III-2. Pour anticiper la mise en œuvre, nous imposons que les trois diodes seront polarisées simultanément par une même tension. Elles auront toutes les trois la même valeur de capacité.

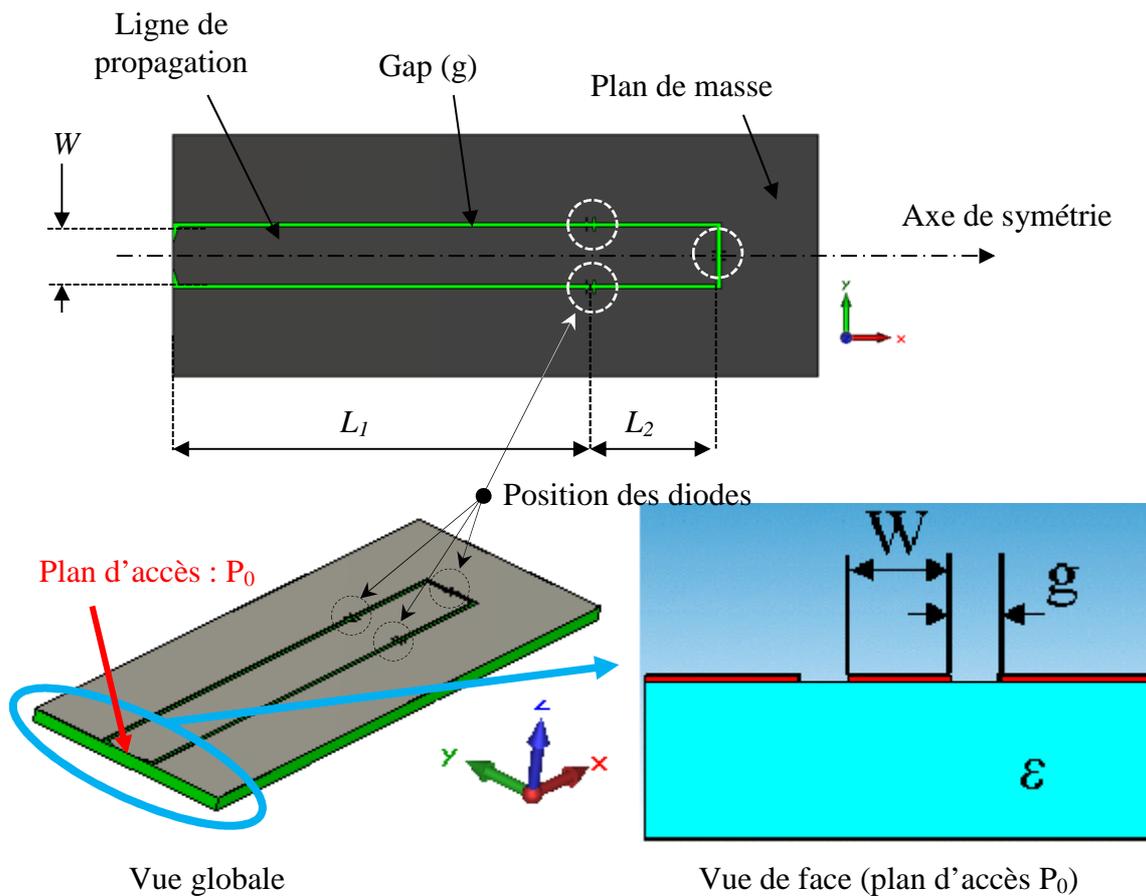


Figure III-2 : Schéma d'une charge réactive accordable - L_1 et L_2 repèrent les positions où seront soudées les diodes

II.1.2 Calcul du coefficient de réflexion pour $0.3pF < C_{diode} < 3pF$

Pour évaluer la réponse électromagnétique de la ligne chargée (Figure III-2) nous décomposons cette ligne en un dispositif à deux accès (Figure III-3).

Chaque accès a une impédance caractéristique Z_{c1} double de l'impédance de la ligne coplanaire : $Z_{c1}=100\Omega$. La constante de propagation est $\beta_1=79.3m^{-1}$.

En considérant la matrice $[S_{2 \times 2}]$ de ce dispositif, normalisée sur l'impédance Z_{c1} , l'onde de puissance réfléchie sur l'accès 1 dépendra des ondes a_1 et a_2 injectées sur les deux accès :

$$b_1=S_{11}*a_1+S_{12}*a_2$$

Il en sera de même pour l'onde réfléchi sur l'accès 2 :

$$b_2 = S_{21} * a_1 + S_{22} * a_2$$

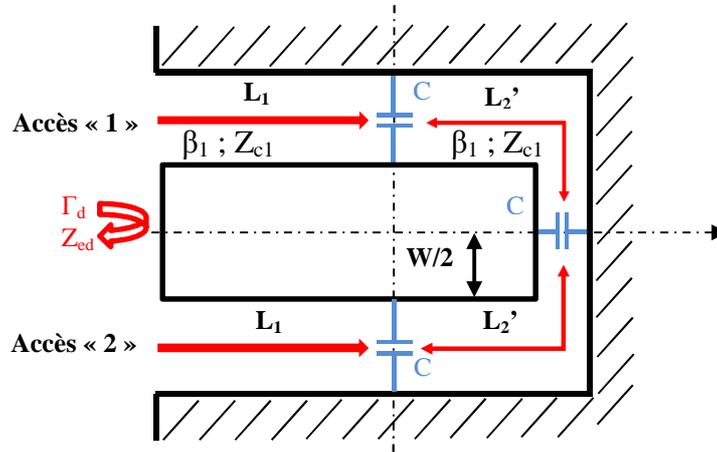


Figure III-3 : La ligne coplanaire chargée à son extrémité est appréhendée comme un guide coplanaire à deux accès simultanément excités

Dans le cadre de l'utilisation de la ligne coplanaire nous aurons $a_1 = a_2$ et $b_1 = b_2$. Le coefficient de réflexion résultant sera :

$$\Gamma = \frac{b_1 + b_2}{a_1 + a_2}$$

Ce calcul équivaut à : $\Gamma = \frac{b_1}{a_1} = \frac{b_2}{a_2}$

Équation III-1

Il faut donc calculer la longueur L_2 (ou $L_2' \approx L_2 + W/2$) qui permettra à la phase de Γ de parcourir la plus grande amplitude (à 2.45GHz) lorsque les capacités varient conformément aux spécifications du tableau de la Figure III-1.

Concernant le guide coplanaire d'impédance Z_{c1} et de constante de propagation β_1 , il sera plus simple d'aborder la résolution de la propagation dans ce guide chargé par des matrices chaîne. Chaque tronçon de guide est caractérisé par une matrice T, l'interaction du mode guidé avec chaque capacité est aussi traduite par une matrice T. Le chaînage série des différentes matrice T fournira les ondes sortantes $b_{1/2}$ en fonction des ondes entrantes $a_{1/2}$. Il

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

sera alors facile de calculer Γ en fonction de L_2 et sur toute la plage de polarisation des diodes.

Nous décomposons le guide coplanaire contenu entre les accès 1 et 2 en un chaînage de 7 quadripôles.

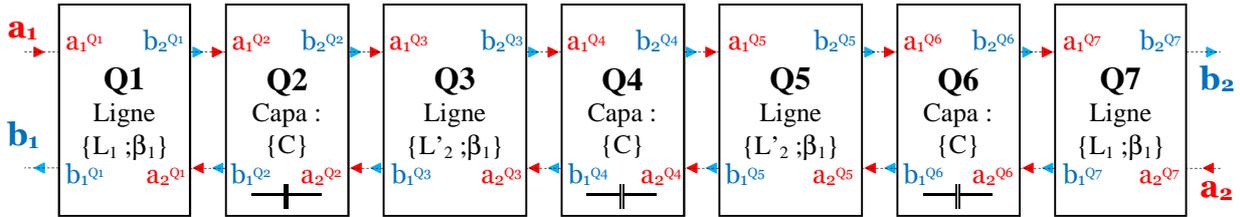


Figure III-4 : Schéma électrique du guide coplanaire chargé par les 3 diodes

Pour chaque quadripôle $Q_{i=1...7}$, les matrices S^{Q_i} et T^{Q_i} traduisent :

$$\left. \begin{aligned} \begin{pmatrix} b_1^{Q_i} \\ b_2^{Q_i} \end{pmatrix} &= [S^{Q_i}] \cdot \begin{pmatrix} a_1^{Q_i} \\ a_2^{Q_i} \end{pmatrix} \quad \text{et,} \\ \begin{pmatrix} b_1^{Q_i} \\ a_1^{Q_i} \end{pmatrix} &= [T^{Q_i}] \cdot \begin{pmatrix} a_2^{Q_i} \\ b_2^{Q_i} \end{pmatrix} \end{aligned} \right|$$

L'usage des matrices de transfert $[T^{Q_i}]$ permet d'exprimer simplement les ondes réfléchies aux accès 1 et 2 :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \underbrace{[T^{Q1}] \cdot [T^{Q2}] \cdot [T^{Q3}] \cdot [T^{Q4}] \cdot [T^{Q5}] \cdot [T^{Q6}] \cdot [T^{Q7}]}_{[T^{Tot}]} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad \text{Équation III-2}$$

$$\text{Soit,} \quad \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^{Tot} & T_{12}^{Tot} \\ T_{21}^{Tot} & T_{22}^{Tot} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad \text{Équation III-3}$$

Notre dispositif étant symétrique, $b_1=b_2$ et $a_1=a_2$. Le coefficient de réflexion que nous cherchons sera défini par :

$$\Gamma = \frac{b_1}{a_1} = \frac{T_{11}^{Tot}}{1-T_{12}^{Tot}} = \frac{1-T_{21}^{Tot}}{T_{22}^{Tot}} \quad \text{Équation III-4}$$

Nous devons exprimer la matrice $[T^{Q_i}]$ de chaque quadripôle Q_i .

Les quadripôles $Q1$ et $Q7$ sont identiques, ils caractérisent le tronçon de ligne d'impédance Z_{c1} et de longueur électrique $\beta_1 * L_1$.

$$\text{Les matrice } S^{Q\{1;7\}} \text{ et } T^{Q\{1;7\}} : \quad \left| \begin{array}{l} [S^{Q\{1;7\}}] = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\beta_1.L_1} \\ e^{-j\beta_1.L_1} & 0 \end{pmatrix} \\ [T^{Q\{1;7\}}] = \begin{pmatrix} e^{-j\beta_1.L_1} & 0 \\ 0 & e^{j\beta_1.L_1} \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Équation III-5}$$

De même, les quadripôles $Q3$ et $Q5$ sont identiques, ils caractérisent le tronçon de ligne d'impédance Z_{c1} et de longueur électrique $\beta_1 * L_2$

$$\text{Les matrice } S^{Q\{3;5\}} \text{ et } T^{Q\{3;5\}} : \quad \left| \begin{array}{l} [S^{Q\{3;5\}}] = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\beta_1.L_2} \\ e^{-j\beta_1.L_2} & 0 \end{pmatrix} \\ [T^{Q\{3;5\}}] = \begin{pmatrix} e^{-j\beta_1.L_2} & 0 \\ 0 & e^{j\beta_1.L_2} \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Équation III-6}$$

Les quadripôles $Q2$, $Q4$ et $Q6$ sont identiques, ils caractérisent la capacité introduite par chaque diode polarisée en inverse.

La diode varactor est modélisée par une capacité C_T en série avec une résistance R_{diode} traduisant les pertes ohmiques:

$$Z_{C_diode} = \frac{1}{j.C_T.2\pi f_0} + R_{diode} \quad \text{Équation III-7}$$

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

Les matrices S_{diode} et T_{diode} de l'impédance de la diode varactor sont données par les relations suivantes :

Les matrices

$$\begin{aligned}
 S^{Q\{2;4;6\}} \text{ et } T^{Q\{2;4;6\}} : \quad & \left[S_{diode}^{Q\{2;4;6\}} \right] = \begin{pmatrix} -\frac{Z_c}{2Z_d + Z_c} & \frac{2Z_d}{2Z_d + Z_c} \\ \frac{2Z_d}{2Z_d + Z_c} & -\frac{Z_c}{2Z_d + Z_c} \end{pmatrix} \\
 & \left[T_{diode}^{Q\{2;4;6\}} \right] = \begin{pmatrix} \frac{2Z_d - Z_c}{2Z_d} & \frac{-Z_c}{2Z_d} \\ \frac{Z_c}{2Z_d} & \frac{2Z_d + Z_c}{Z_d} \end{pmatrix} \quad \text{Équation III-8}
 \end{aligned}$$

La matrice de transfert $[T^{Tot}]$, exprimée dans l'Équation III-2, est totalement définie par les Équation III-5, Équation III-6, Équation III-8 et Équation III-7.

Le coefficient de réflexion de la charge réactive réalisée par le tronçon de guide coplanaire chargé des diodes varactors peut simplement être calculé grâce à l'Équation III-4.

Grâce à cette formulation analytique, il a été très facile de rechercher la longueur de guide L_2 (Équation III-2) qui permet au coefficient de réflexion Γ de réaliser une grande excursion de phase à 2.45GHz lorsque la capacité C_T des trois diodes varie simultanément entre 0.3pF et 3pF.

La Figure III-5 illustre l'évolution du coefficient de réflexion Γ déduit des formulations analytiques pour trois valeurs de L'_2 $\{L'_2=13\text{mm} ; L'_2=14.5\text{mm} ; L'_2=16\text{mm}\}$. La longueur du guide L_1 est 3.5mm. Sur ces tracés qui comparent les modules et les phases des Γ , on a porté le résultat d'un calcul « full-wave » conduit avec CST-MWS (courbe bleue en pointillés).

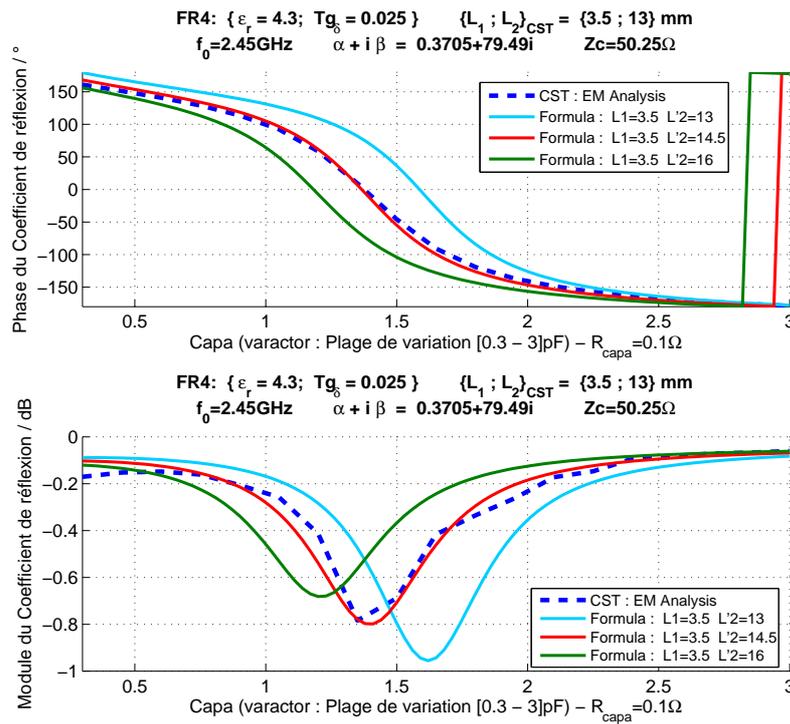


Figure III-5 : Evolution de Γ à 2.45GHz en fonction de la capacité C_T des diodes varactors pour 3 valeurs de L'_2 – validation par un calcul CST-MWS

Les longueurs $L_1=3.5\text{mm}$ et $L'_2=14.5\text{mm}$ associées aux capacités variant de 0.3pF à 3pF réalisent une excursion de 360° sur le coefficient de réflexion Γ . Les pertes d'insertion atteignent 0.8dB.

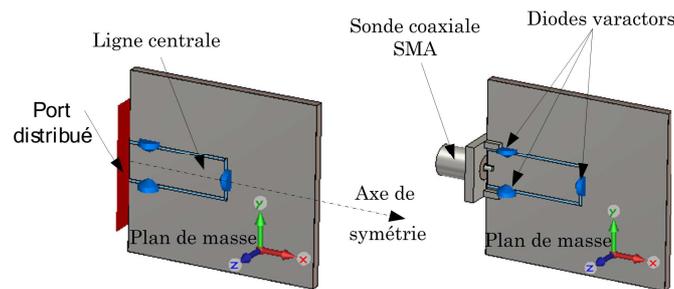


Figure III-6 : Représentation du déphaseur par le modeleur de CST_MWS

La simulation par CSTS-MWS avec $L_2=13\text{mm}$ est quasiment identique au modèle analytique dont $L'_2=14.55\text{mm}$ (tracé rouge). Les dispersions entre le modèle numérique et la simulation EM ne dépassent pas les **0.2dB** en amplitude et **10°** en phase.

Pour faciliter la mise en œuvre expérimentale des déphaseurs, nous préférons éloigner les diodes du connecteur car il y a un risque de destruction des diodes lors du soudage du

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

connecteur SMA si celui-ci reste à 3.5mm des diodes. Nous rajouterons donc une longueur $\lambda_g/2$ à la longueur L_1 (Figure III-7).

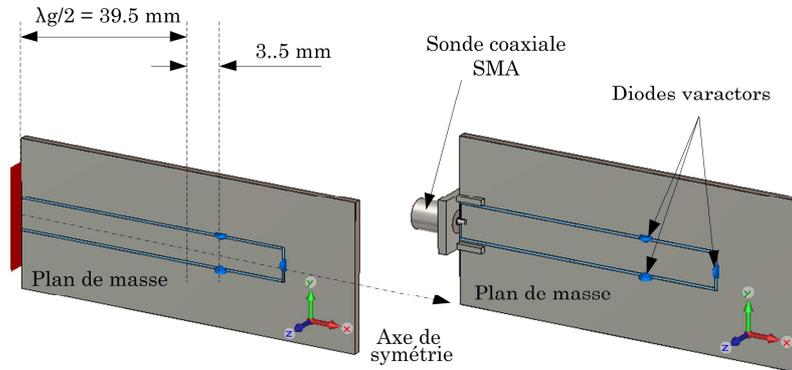


Figure III-7 : La longueur L_1 est allongée de 39.5mm

Les résultats de l'analyse « full-wave » ainsi que ceux du modèle analytique montrent que cette longueur supplémentaire est transparente par rapport au déphasage introduit sur le coefficient de réflexion Γ à l'entrée du déphaseur (Figure III-8).

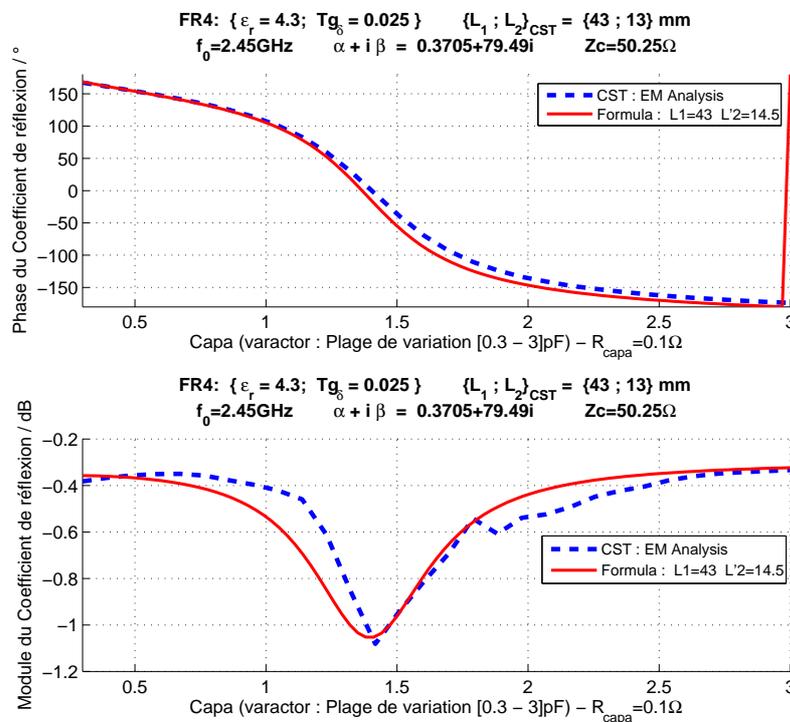


Figure III-8 : Comparaisons des réponses simulée par CST-MWS et calculée par la formulation théorique lorsque L_1 est allongée de 39.5mm

On note que les pertes d'insertion lorsque $L1=43\text{mm}$ sont légèrement supérieures au cas le plus court ($L1=3.5\text{mm}$). Ceci est lié à l'atténuation induite par la tangente de pertes du substrat.

II.2 Fabrication et caractérisation des charges réactives pilotables

Les PCB de FR4 ont été gravés à Xlim et les diodes en boîtier CMS ont été soudées dans la salle blanche du laboratoire.

La polarisation des diodes varactors SMV2202-040LF (Skyworks) est appliquée moyennant une self de choc reportée au dos du PCB. Un via permet d'appliquer la polarisation sur la ligne centrale du guide coplanaire.

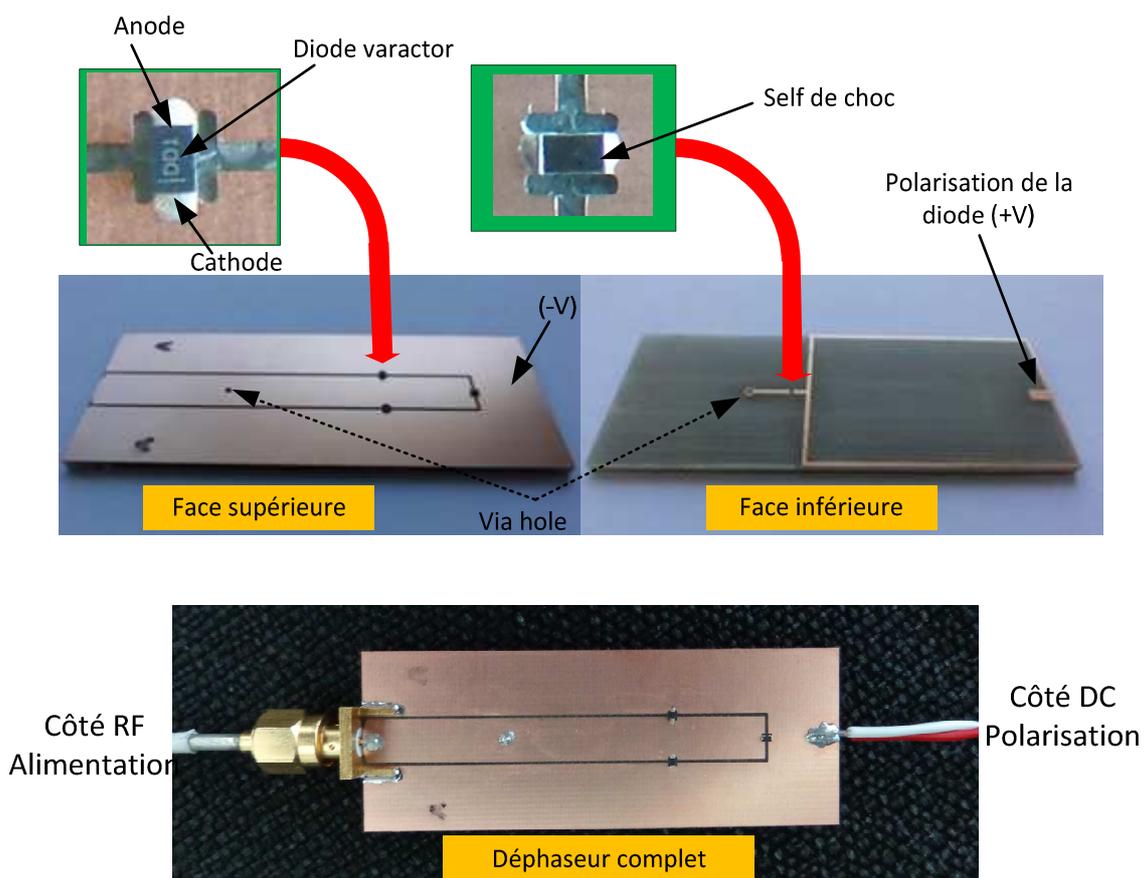


Figure III-9 : Circuit déphaseur accordable avec les trois diodes varactor (Skyworks SMV2202-40LF) et la self de choc permettant d'appliquer la polarisation

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

Six charges réactives de ce type ont été fabriquées et mesurées sur toute la plage de variation de la capacité totale de la diode varactor ([0.3-3.14] pF) en fonction de la tension de polarisation ([0-20] Volts).

La procédure de mesure du prototype avec des diodes varactors est présentée sur la *Figure III-10*.

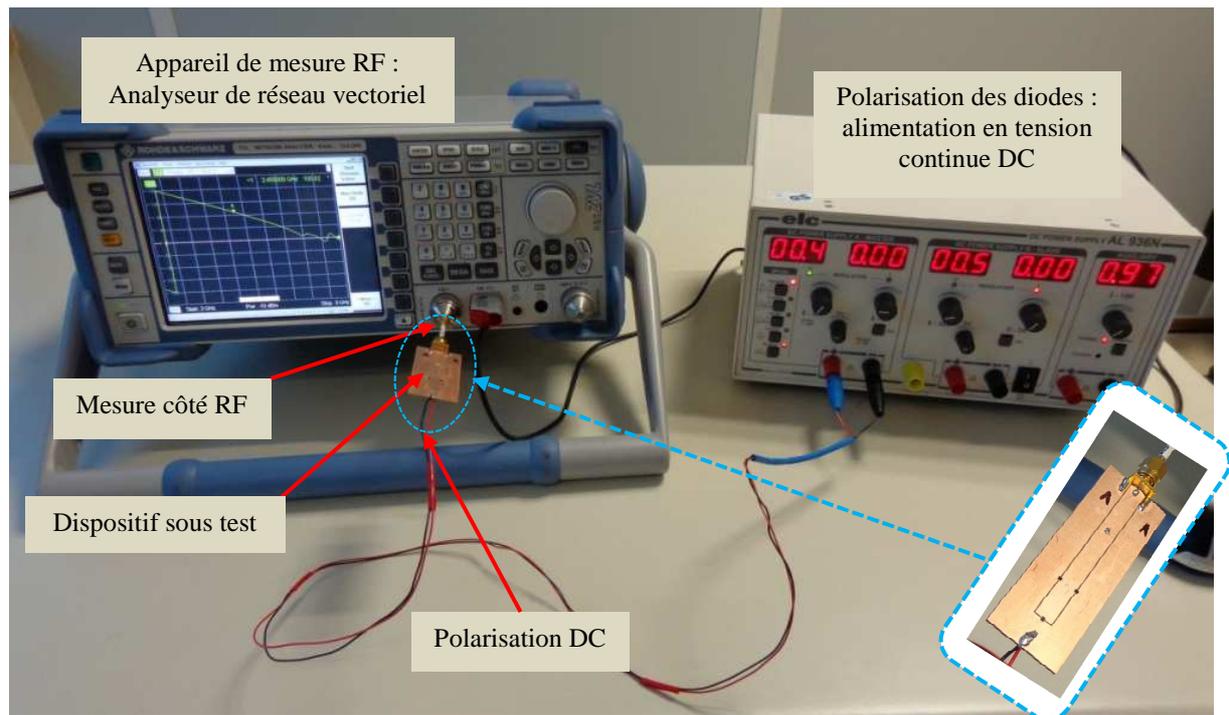


Figure III-10 : Caractérisation d'un déphaseur actif (mesure en réflexion : paramètre Γ)

Comme présenté sur le schéma ci-dessus, le déphaseur a été connecté au générateur de tension continue du côté DC. Le générateur DC utilisé dans cet exemple nous permet de régler le niveau de la tension souhaitée entre 0 et 30 volts par pas de 0.1 volts. Nous n'avons cependant pas dépassé 22 volts qui est la tension de claquage de la diode varactors (Skywork SMV 2202 LF 040). Nous nous sommes arrêtés à 20 volts, ce qui permet, d'après l'étude analytique et les simulations EM, de faire un tour complet autour de l'abaque de Smith. Le connecteur SMA du déphaseur est branché à l'analyseur de réseau (Rohde Schwartz) pour mesurer Γ en module et phase pour chaque valeur de tension DC. Un câble coaxial semi-rigide très court a été utilisé dans ce cas.

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

Les mesures brutes sont fournies en fonction de la fréquence pour un état de polarisation du circuit. Les Figure III-11 et Figure III-12 sont les coefficients de réflexions mesurés pour plusieurs tensions de polarisation. On constate que le circuit offre bien une agilité quant à la phase du coefficient de réflexion. Les résultats sont illustrés ici pour une tension de polarisation variant de 0Volt à 5Volts. L'observation du module du coefficient de réflexion montre les pertes pour la fréquence de résonance (lorsque la pente de la phase est la plus abrupte). Une deuxième résonance autour de 2.9GHz, indépendante de la polarisation est associée au circuit de polarisation. Cette résonance ne gêne pas le fonctionnement à 2.45GHz.

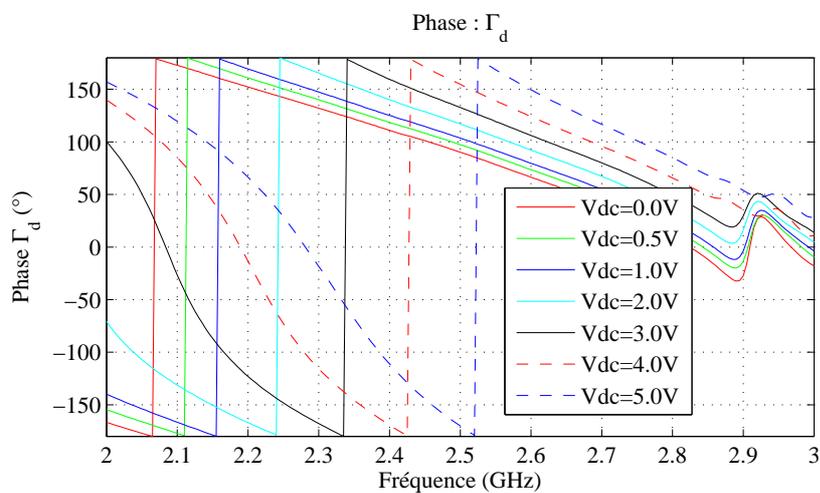


Figure III-11 : Phase mesurée du coefficient de réflexion du circuit polarisé entre 0Volt et 5Volt

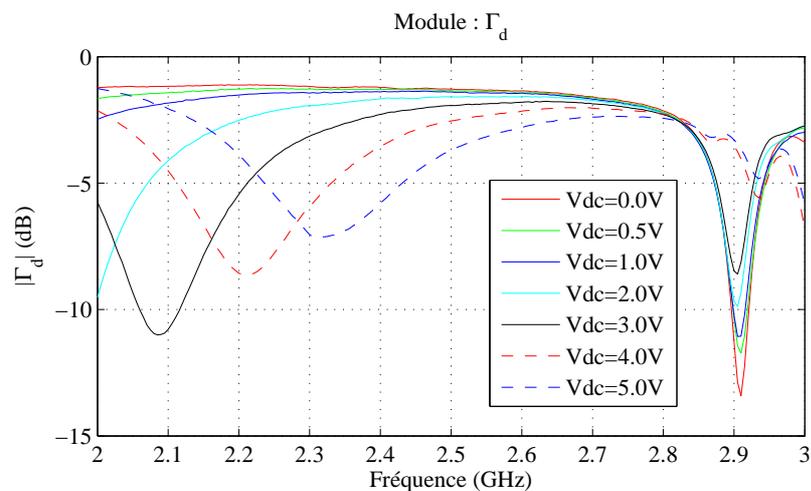


Figure III-12 : Module du coefficient de réflexion mesuré du circuit polarisé entre 0Volt et 5Volt

Nous présentons les résultats de mesure triés en fonction de la polarisation (paramétrés en fréquence) sur les Figure II-13 et Figure II-14. Nous constatons qu'en appliquant une polarisation entre 0Volt et 20Volts, l'agilité permet bien de réaliser un tour complet sur l'abaque de Smith à 2.45GHz puisque la phase en réflexion balaye 360°. A 2.45GHz, les pertes d'insertion mesurées sont maximales pour la polarisation $V_{dc}=6$ Volts. Ces pertes atteignent alors 5.5dB. Elles sont bien supérieures aux pertes que nous avons calculées avec les simulateurs.

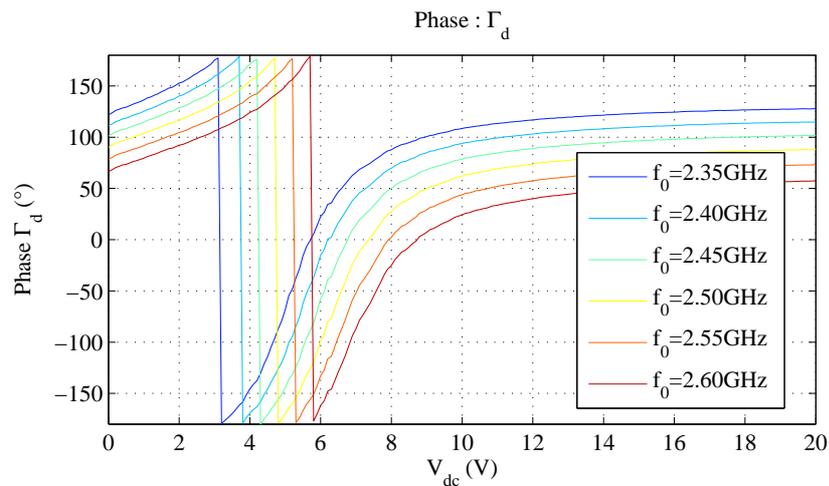


Figure III-13 : Phase mesurée du coefficient de réflexion, représentée pour plusieurs fréquences en fonction de la tension de polarisation

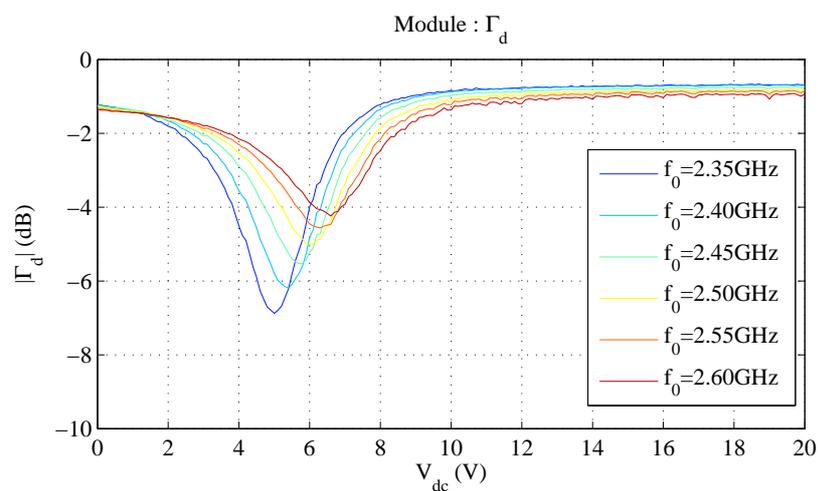
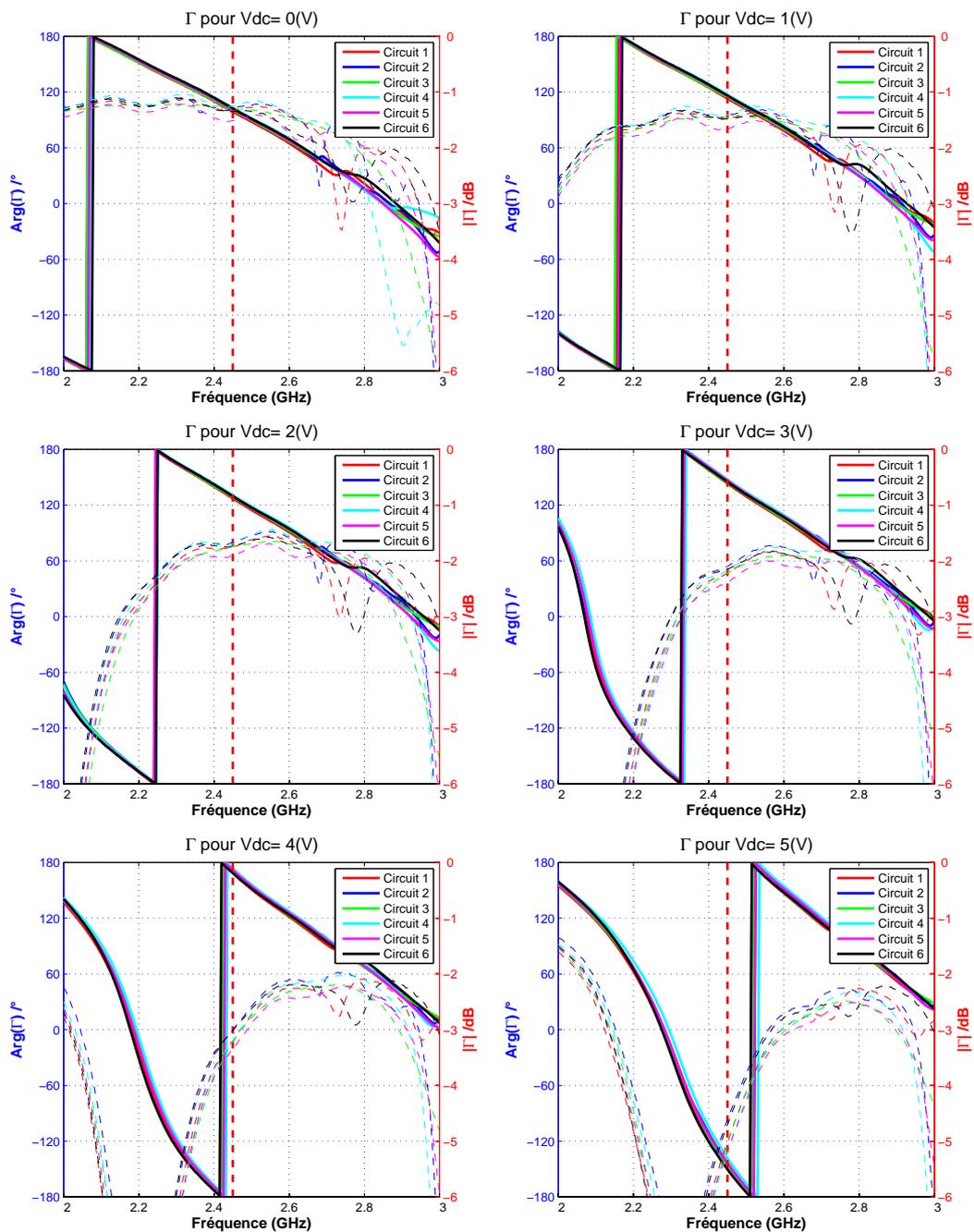


Figure III-14 : Mesure du module du coefficient de réflexion, représenté pour plusieurs fréquences en fonction de la tension de polarisation

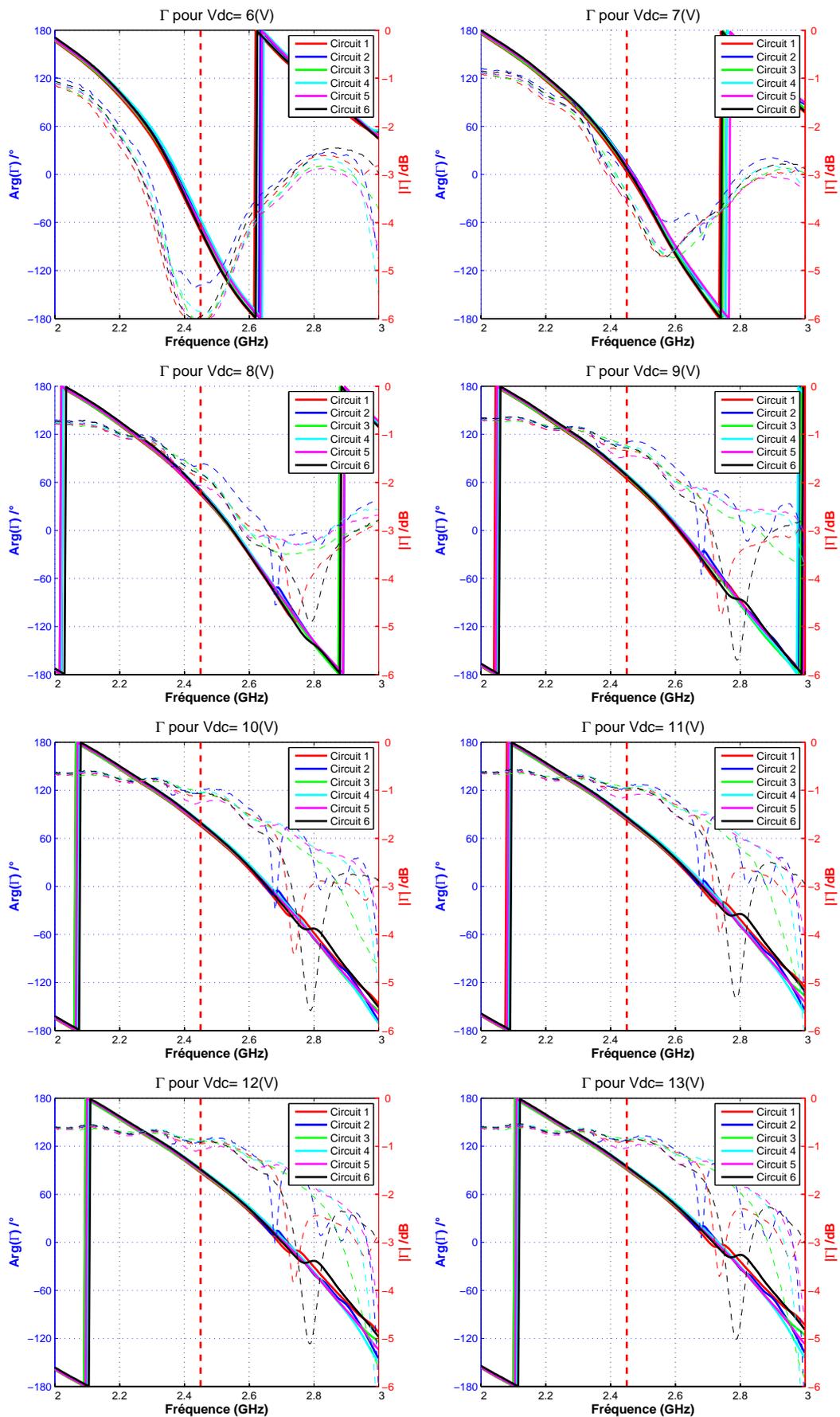
Ce circuit déphaseur offre des propriétés très semblables sur la gamme des fréquences représentées ; c'est-à-dire entre 2.35GHz et 2.6GHz.

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

Nous nous sommes intéressés à observer une éventuelle dispersion entre les circuits fabriqués. La Figure III-15 illustre les mesures des six circuits fabriqués pour plusieurs tensions de polarisation V_{dc} prises entre 0 Volt et 20 Volts. Pour chaque circuit et pour un panel de tensions de polarisation V_{dc} , les phases des coefficients de réflexion Γ sont représentées par les tracés en traits continus ; les modules (en dB) sont les courbes en pointillés.



Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable



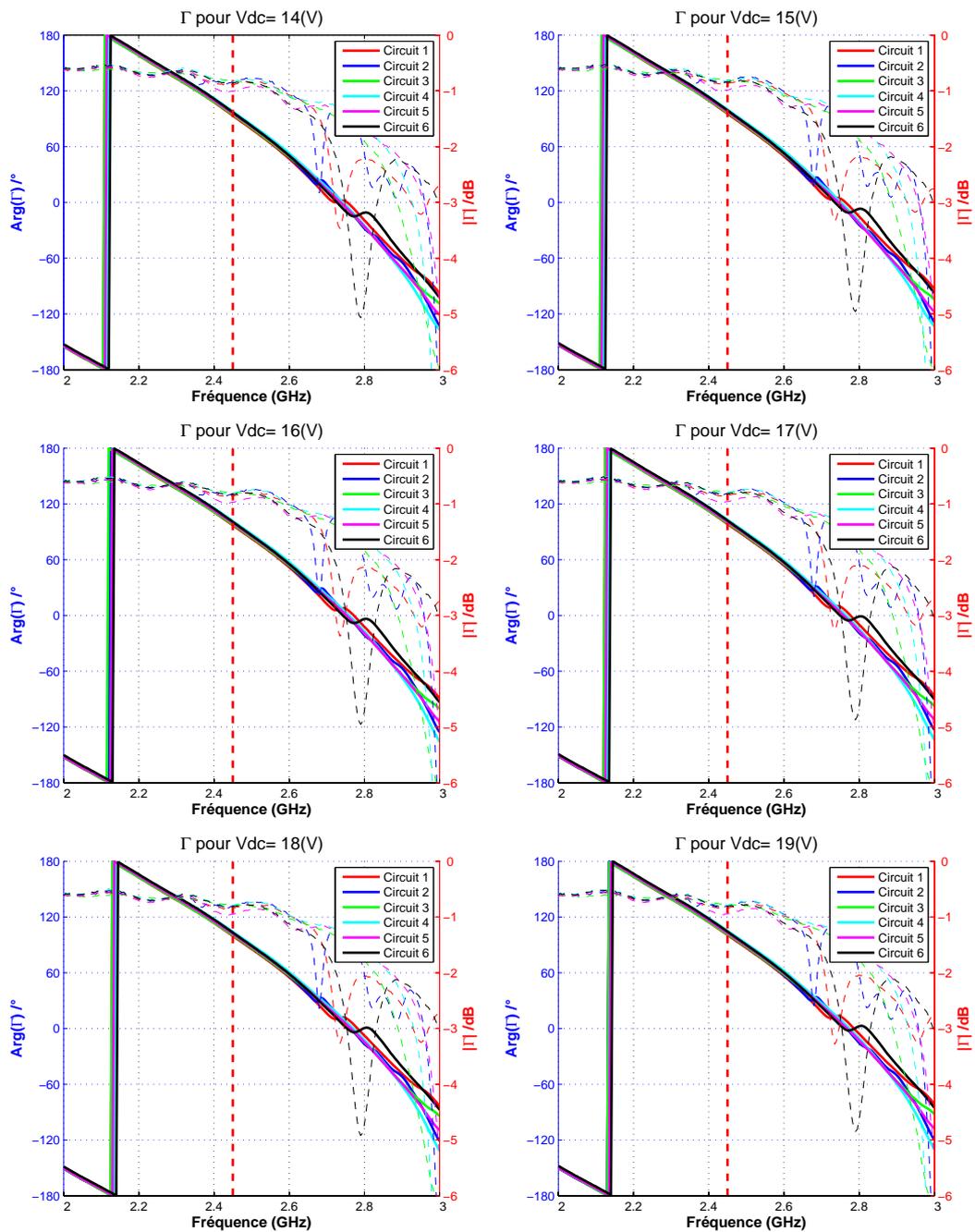


Figure III-15 : Mesures des 6 circuits déphaseurs pour V_{dc} compris entre 0Volt et 19Volts - Mise en évidence de la reproductibilité des circuits

Les résultats des mesures des 6 circuits déphaseurs ainsi réalisés sont tous identiques, que ce soient les phases ou les modules du paramètre Γ .

Pendant les mesures de ces dispositifs, nous avons relevé les coefficients de réflexion Γ (module et phase) en faisant varier la puissance RF en entrée entre -30 dBm et 0 dBm. D'après les tests effectués sur les 6 prototypes, nous avons observé une stabilité des performances en fonction de la puissance RF injectée. Pour la suite, il était important de vérifier ce point car ces charges agiles une fois connectées aux ports d'une antenne à éléments parasites ne traiteront pas les mêmes niveaux de signaux.

Il reste à faire la démonstration que les performances atteintes avec ces déphaseurs élémentaires, bas coût, suffiront à faire fonctionner une antenne à éléments parasites agile.

III Fabrication et caractérisation du réseau linéaire de 7 monopôles

Les éléments rayonnants que nous allons utiliser sont les 7 monopôles déjà étudiés au paragraphe IV du chapitre II. Le réseau de monopôles, conçu pour fonctionner à 2.45GHz, a été fabriqué au laboratoire. Les monopôles ont été gravés sur un substrat de FR4 ($\epsilon_r=3.95$), d'épaisseur 1.58mm. Les monopôles mesurent 24.2mm \times 3mm et sont distants de 40mm. Ils reposent centrés sur un plan de masse massif de 270mm \times 100mm. La maquette fabriquée est en tout conforme aux schémas relatifs aux Figure II-3 et Figure II-4 (chapitre II). Une photographie de cette maquette est montrée par la Figure III-16.



Figure III-16 : Le réseau de monopôles est maintenu par un support en polycarbonate. Chaque monopôle est relié à un connecteur SMA

La matrice $[S_{7 \times 7}]$ de l'antenne a été mesurée sur le banc de mesure d'Xlim/Cisteme. Ce banc associe des multiplexeurs RF pilotés par un PC avec un analyseur de réseau vectoriel pour réaliser de façon automatique des mesures de matrices $[S]$ de dispositifs multi-antennes. Une photographie du banc est fournie par la Figure III-17.

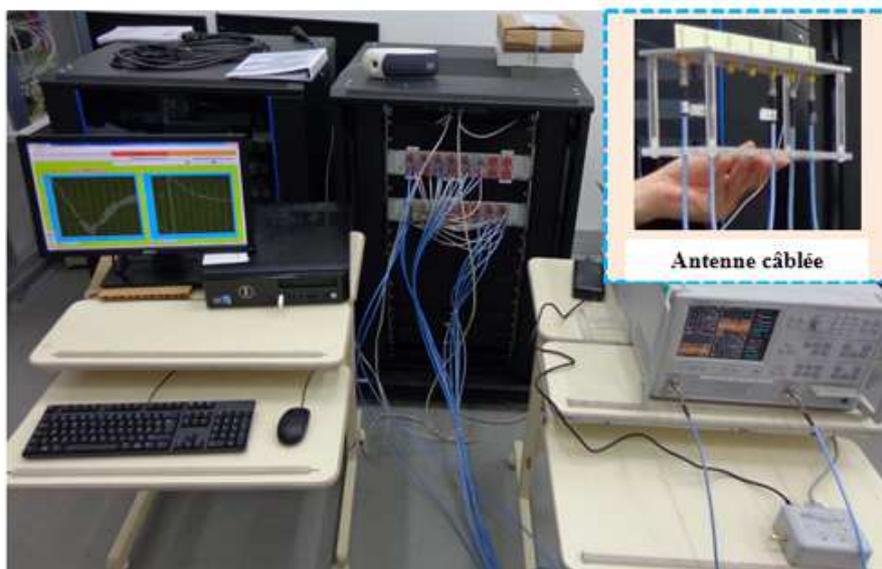


Figure III-17 : Banc de mesure de matrices $[S]$ d'antennes

La Figure III-18 présente des comparaisons entre les performances simulées et mesurées par le banc de caractérisation en ce qui concerne les amplitudes des coefficients de

réflexions en entrée de chaque antenne élémentaire. Les coefficients de couplages S_{ji} ($j \neq i$) en module et phase sont présentés sur les graphes de la Figure III-19.

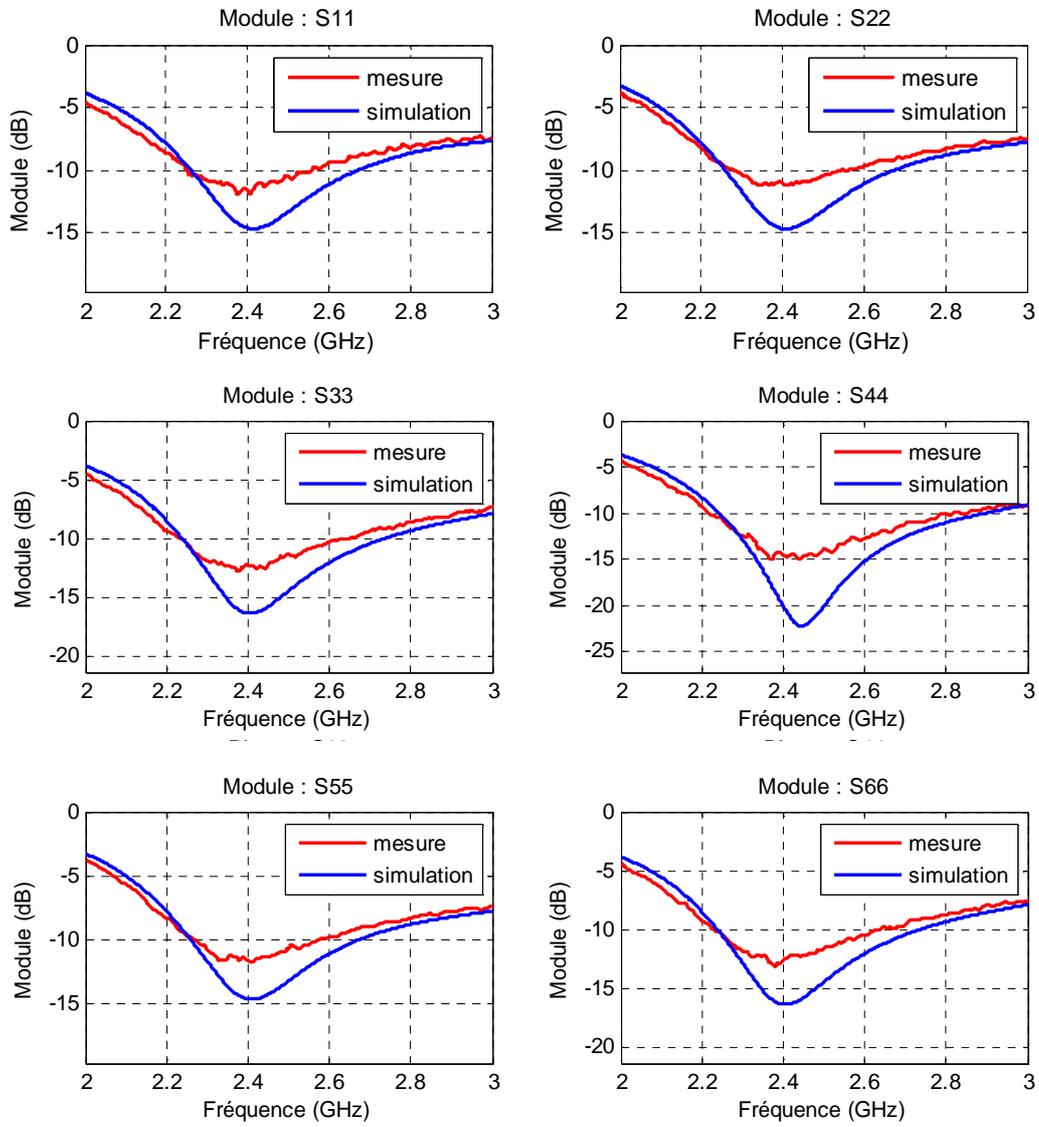
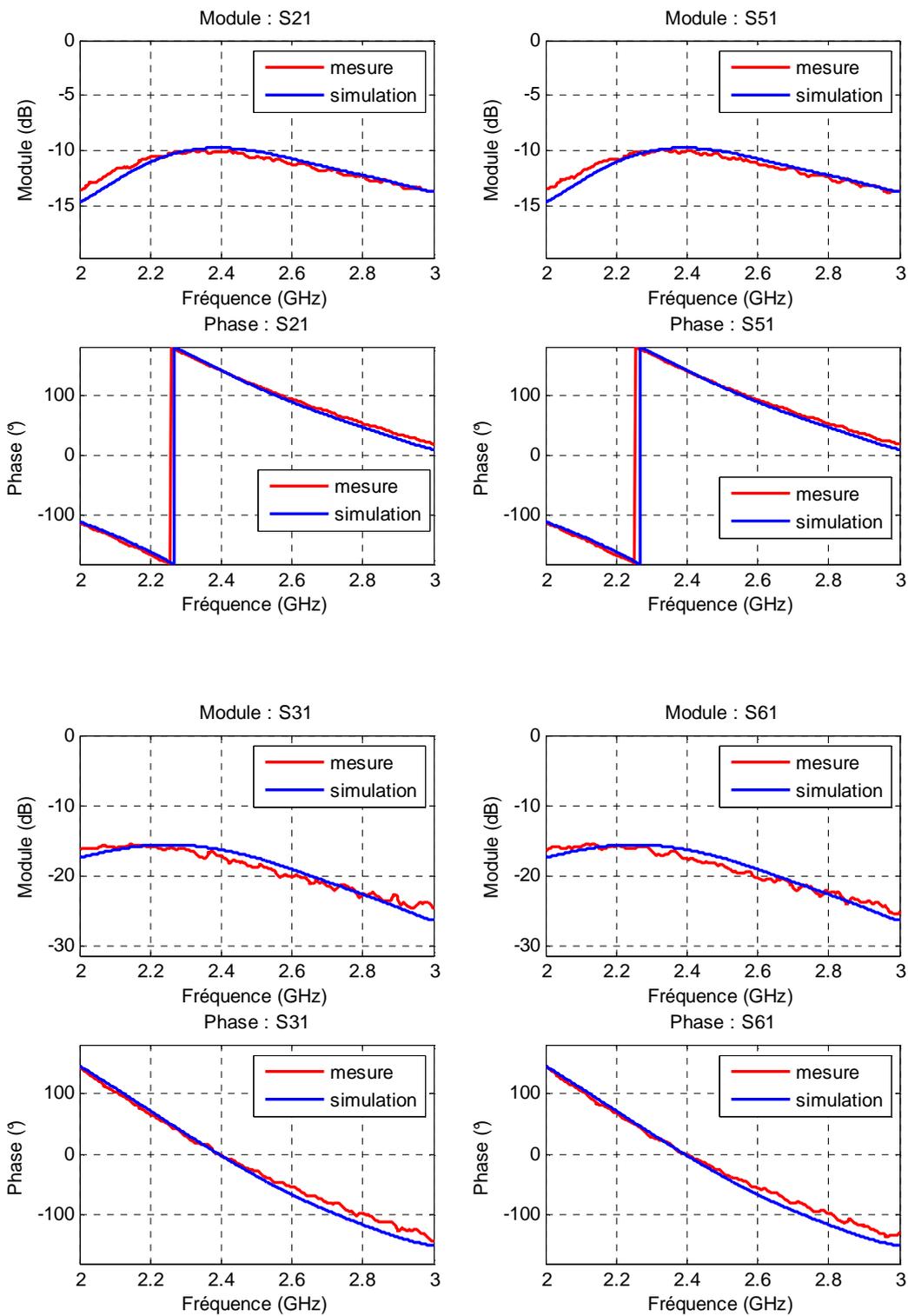
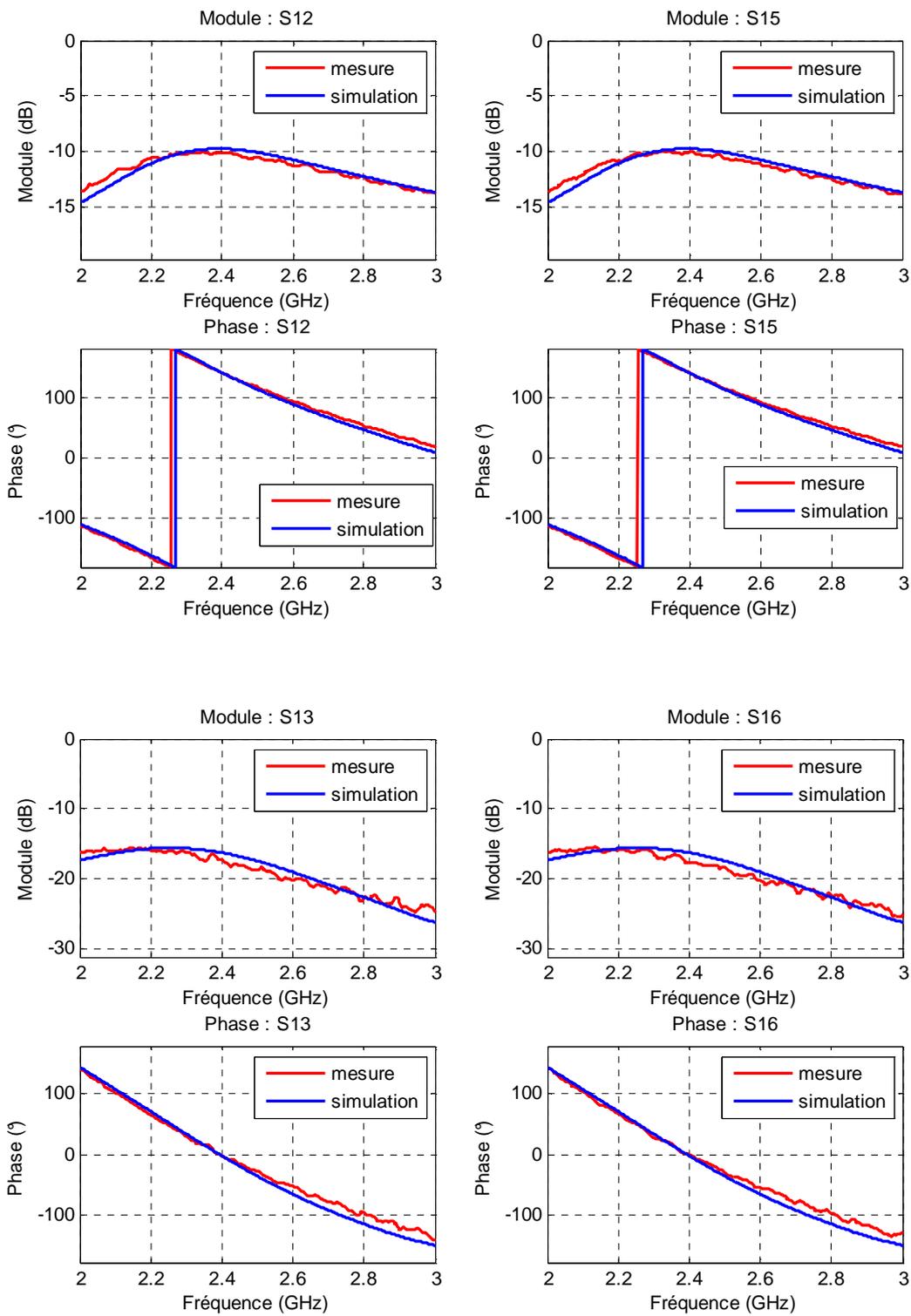


Figure III-18 : Coefficients de réflexions en entrée de chaque antenne élémentaire du réseau de monopôles (7 éléments)





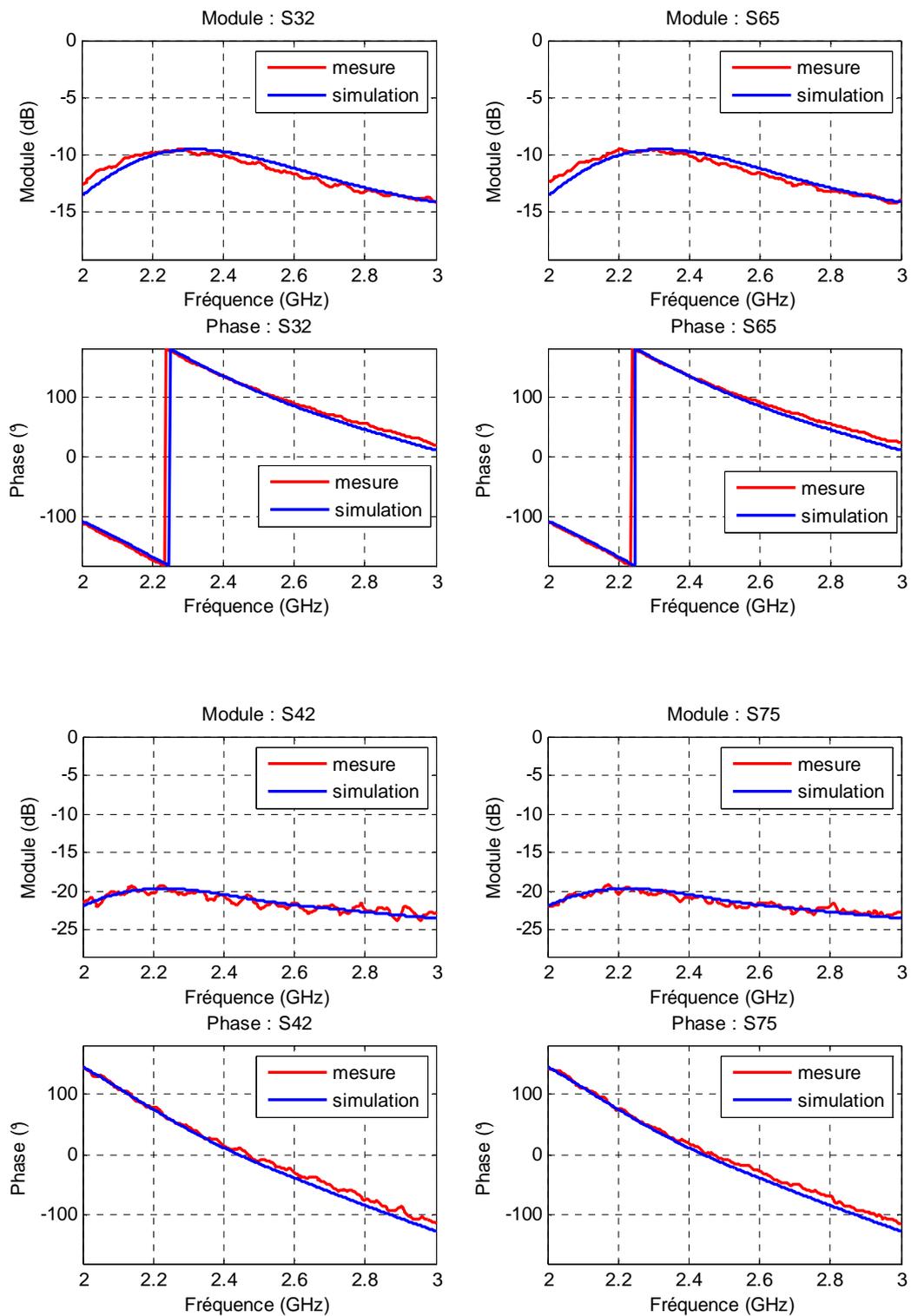


Figure III-19 : Mesures des couplages entre les antennes élémentaires et comparaison avec la simulation

Les résultats présentés sur les Figure III-18 et Figure III-19 confirment les résultats de simulation conduits avec le logiciel CST MWS. On observe une très bonne corrélation entre les S_{ji} mesurés et simulés, tant en module qu'en phase. Bien que les performances mesurées et simulées soient quasiment identiques, nous intégrerons les données réellement mesurées dans le programme de synthèse.

Le paragraphe suivant combine les performances mesurées de l'antenne et des déphaseurs pour établir le fonctionnement de l'antenne à éléments parasites agile.

IV Synthèse de diagrammes de rayonnement

Dans ce paragraphe sont abordées deux configurations pour lesquelles l'antenne pointe dans les directions $\{\theta_{steer}=90^\circ; \phi_{steer}=0^\circ\}$ et $\{\theta_{steer}=90^\circ; \phi_{steer}=180^\circ\}$.

IV.1 Configuration n°1 : $\{\theta_{steer}=90^\circ; \phi_{steer}=0^\circ\}$

Nous avons déjà réalisé cette étude dans le cadre du chapitre II. Pour rechercher les valeurs des charges réactives à connecter aux six ports de l'antenne nous avons considéré la matrice S de l'antenne simulée et nous avons supposé les charges réactives idéales, c'est-à-dire que les coefficients de réflexion engendrés par ces charges avaient pour modules 0dB.

Afin de mesurer l'impact des rendements des déphaseurs, nous menons une synthèse pour 4 cas qui combinent les données mesurées et simulées des déphaseurs et de l'antenne. On liste les caractéristiques des 4 cas qui argumentent tour à tour le programme de synthèse :

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

- **Cas 1 :** $\{[S_{ij}]_{\text{ant_CST}} ; \text{Déphaseurs_idéaux}\}$, la matrice S de l'antenne est celle extraite avec le simulateur Electromagnétique CST MWS. Les déphaseurs dans ce cas sont des coefficients de réflexions théoriques sans pertes (modules égaux à 1). Ce cas 1 correspond à l'étude du paragraphe IV du chapitre II.
- **Cas 2 :** $\{[S_{ij}]_{\text{ant_MES}} ; \text{Déphaseurs_idéaux}\}$, la matrice S de l'antenne est obtenue par la mesure. Les déphaseurs sont des coefficients de réflexions théoriques sans pertes (modules égaux à 1).
- **Cas 3 :** $\{[S_{ij}]_{\text{ant_CST}} ; \text{Déphaseurs_MES}\}$ La matrice S de l'antenne est celle extraite avec le simulateur Electromagnétique CST MWS. Les coefficients de réflexion des déphaseurs sont mesurés.
- **Cas 4 :** $\{[S_{ij}]_{\text{ant_MES}} ; \text{Déphaseurs_MES}\}$ La matrice S de l'antenne comme les coefficients de réflexion des déphaseurs sont ceux obtenus par la mesure.

Nous regroupons dans trois tableaux les coefficients calculés par le programme de synthèse pour les quatre cas (ou combinaisons) consignés ci-dessus.

Le premier tableau (Tableau III-1) fournit les poids complexes affectés aux sept diagrammes de rayonnement des 7 monopôles. Ce tableau permet de comparer la dispersion des résultats induite par le mode de calcul (cas 1 à cas 4).

Élément i	$\mathbf{a_i}$ (POIDS COMPLEXES AFFECTES AUX 7 ANTENNES) $\{\theta_{\text{STEER}} ; \varphi_{\text{STEER}}\} = \{90^\circ ; 0^\circ\}$			
	Cas 1 $\{[S_{ij}]_{\text{ant_CST}} ; \text{Déphaseurs_idéaux}\}$	Cas 2 $\{[S_{ij}]_{\text{ant_MES}} ; \text{Déphaseurs_idéaux}\}$	Cas 3 $\{[S_{ij}]_{\text{ant_CST}} ; \text{Déphaseurs_MES}\}$	Cas 4 $\{[S_{ij}]_{\text{ant_MES}} ; \text{Déphaseurs_MES}\}$
1 (actif)	1	1	1	1
2	$0.384.\exp^{-j*119.7^\circ}$	$0.385.\exp^{-j*119.7^\circ}$	$0.332.\exp^{-j*119.7^\circ}$	$0.324.\exp^{-j*119.7^\circ}$
3	$0.299.\exp^{j*119.4^\circ}$	$0.263.\exp^{j*119.4^\circ}$	$0.226.\exp^{j*119.4^\circ}$	$0.198.\exp^{j*119.4^\circ}$
4	$0.184.\exp^{-j*17.4^\circ}$	$0.172.\exp^{-j*17.4^\circ}$	$0.132.\exp^{-j*17.4^\circ}$	$0.127.\exp^{-j*17.4^\circ}$
5	$0.294.\exp^{j*125.3^\circ}$	$0.316.\exp^{j*125.3^\circ}$	$0.193.\exp^{j*125.3^\circ}$	$0.198.\exp^{j*125.3^\circ}$

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

6	$0.107.exp^{-j*118.8^\circ}$	$0.099.exp^{-j*118.8^\circ}$	$0.05.exp^{-j*118.8^\circ}$	$0.042.exp^{-j*118.8^\circ}$
7	$0.018.exp^{-j*0.4^\circ}$	$0.014.exp^{-j*0.4^\circ}$	$0.027.exp^{j*0.4^\circ}$	$0.024.exp^{-j*0.4^\circ}$
Directivité (dBi)	9.44	9.43	8.64	8.53

Tableau III-1 : Pondérations a_i des antennes élémentaires pour la configuration n° 1 $\{\theta_{steer}; \varphi_{steer}\} = \{90^\circ; 0^\circ\}$

Le second tableau (Tableau III-2) compare pour les 4 modes de calcul les valeurs des coefficients de réflexion à configurer sur les sept déphaseurs.

Élément i	Γ_i (COEFFICIENTS DE REFLEXION A CONNECTER AUX ANTENNES) $\{\theta_{STEER}; \varphi_{STEER}\} = \{90^\circ; 0^\circ\}$			
	Cas 1 $\{[S_{ij}]_{ant_CST};$ Déphaseurs_idéaux }	Cas 2 $\{[S_{ij}]_{ant_MES};$ Déphaseurs_idéaux }	Cas 3 $\{[S_{ij}]_{ant_CST};$ Déphaseurs_MES }	Cas 4 $\{[S_{ij}]_{ant_MES};$ Déphaseurs_MES }
1 (actif)	X	X	X	X
2	$1.exp^{j*96^\circ}$	$1.exp^{j*89.2}$	$0.907.exp^{j*98.3}$	$0.901.exp^{j*92.1}$
3	$1.exp^{j*116.9^\circ}$	$1.exp^{j*106.7}$	$0.843.exp^{j*119.5}$	$0.855.exp^{j*110}$
4	$1.exp^{j*103^\circ}$	$1.exp^{j*87.1}$	$0.858.exp^{j*104.5}$	$0.903.exp^{j*88}$
5	$1.exp^{j*6.9^\circ}$	$1.exp^{j*6.6}$	$0.645.exp^{j*1.5}$	$0.645.exp^{j*0.9}$
6	$1.exp^{-j*57.0^\circ}$	$1.exp^{-j*50}$	$0.488.exp^{-j*77.7}$	$0.488.exp^{-j*78}$
7	$1.exp^{j*138.1^\circ}$	$1.exp^{j*109.6}$	$0.798.exp^{j*121}$	$0.834.exp^{j*121}$
Directivité (dBi)	9.44	9.43	8.64	8.53

Tableau III-2 : Coefficients de réflexions Γ_i des antennes élémentaires pour la configuration n° 1 $\{\theta_{steer}; \varphi_{steer}\} = \{90^\circ; 0^\circ\}$

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

Le troisième tableau (Tableau III-3) compare les valeurs des charges réactives calculées en fonction des caractéristiques des déphaseurs et de l'antenne (cas 1 à cas 4) introduits dans le programme de synthèse.

Élément i	CHARGES CONNECTEES AUX PORTS DES ANTENNES			
	$\{\theta_{STEER} ; \varphi_{STEER}\} = \{90^\circ ; 0^\circ\}$			
	Cas 1 $\{[S_{ij}]_{ant_CST} ;$ Déphaseurs_idéaux }	Cas 2 $\{[S_{ij}]_{ant_MES} ;$ Déphaseurs_idéaux }	Cas 3 $\{[S_{ij}]_{ant_CST} ;$ Déphaseurs_MES }	Cas 4 $\{[S_{ij}]_{ant_MES} ;$ Déphaseurs_MES }
1 (actif)	L=1.8 nH	L=2.7 nH	L=1.6 nH	L=2.5 nH
2	L=2.9 nH	L=3.2 nH	L=2.7 nH	L=3.11 nH
3	L=1.9 nH	L=2.4 nH	L=1.8 nH	L=2.2 nH
4	L=2.5 nH	L=3.4 nH	L=2.4 nH	L=3.3 nH
5	L=53.5 nH	L=56.1 nH	L=0.9 nH	L=0.5 nH
6	C=0.7 pF	C=0.6 pF	C=1.4 pF	C=1.4 pF
7	L=1.2 nH	L=2.2 nH	L=1.2 nH	L=1.8 nH
Directivité (dBi)	9.44	9.43	8.64	8.53
Impédance du générateur : Z_g	65.8+j*27.8	68+j*42.7	67.8+j*24.9	71+ j*38.8

Tableau III-3 : Charges réactives X_i des antennes élémentaires pour la configuration n°
 $1\{\theta_{steer} ; \varphi_{steer}\}=\{90^\circ ; 0^\circ\}$

L'observation de ces trois tableaux montre qu'il est important de considérer le comportement réel des déphaseurs. En effet ceux-ci peuvent afficher des pertes non négligeables pour certaines valeurs de la polarisation. Dans ce cas les états de phase à réaliser peuvent s'écarter de plusieurs dizaines de degrés de l'optimum calculé sans les pertes. Ce phénomène est remarquable sur les déphaseurs connectés aux ports 5 et 6 de l'antenne. En revanche, la directivité de l'antenne globale n'est pas fortement affectée (-0.9dB) par les

perdes a-priori importantes dans ces deux déphaseurs. L'impédance de l'antenne complète reste stable quelle que soit l'origine des paramètres (simulation ou mesure) introduits dans le programme de synthèse.

A cela il faut ajouter les pertes liées aux déphaseurs et à la désadaptation de l'antenne. Concernant le « cas 4 » : pour 1Watt incident sur le port actif de l'antenne, 0.12Watt seront réfléchis par désadaptation et 0.10Watt seront dissipés dans les déphaseurs. Le dispositif affiche donc un rendement intrinsèque (pertes ohmiques) $\eta_i = 1 - 0.1 / (1 - 0.12) = 88\%$. Si on prend en compte la désadaptation, le rendement effectif devient $\eta_e = 1 - (0.1 + 0.12) = 78\%$. Le gain réalisé sera environ 1.1dB inférieur à la directivité.

Nous reportons sur les Figure III-20 et Figure III-21 les diagrammes de directivité issus des quatre modes de calcul (cas 1 à cas 4). Ces diagrammes sont issus du programme de synthèse. Le calcul des diagrammes de rayonnement a été validé au chapitre II.

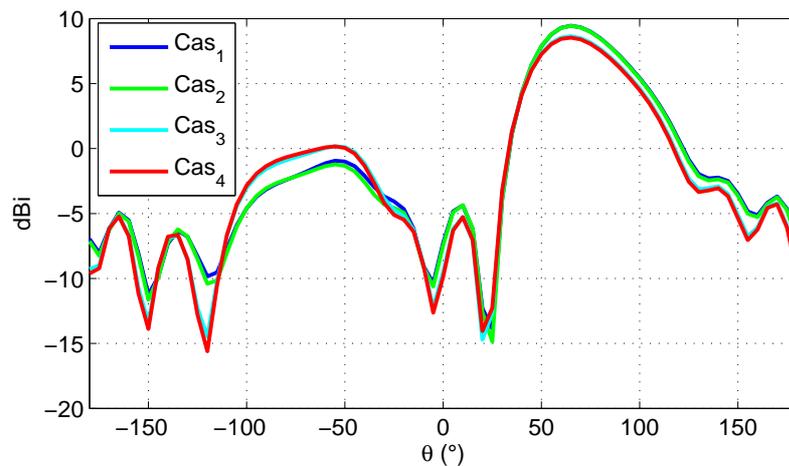


Figure III-20 : Comparaison des diagrammes de directivité à 2.45GHz pour les 4 modes de calcul dans le plan $\phi=0^\circ$ (pour la configuration $n^\circ 1$)

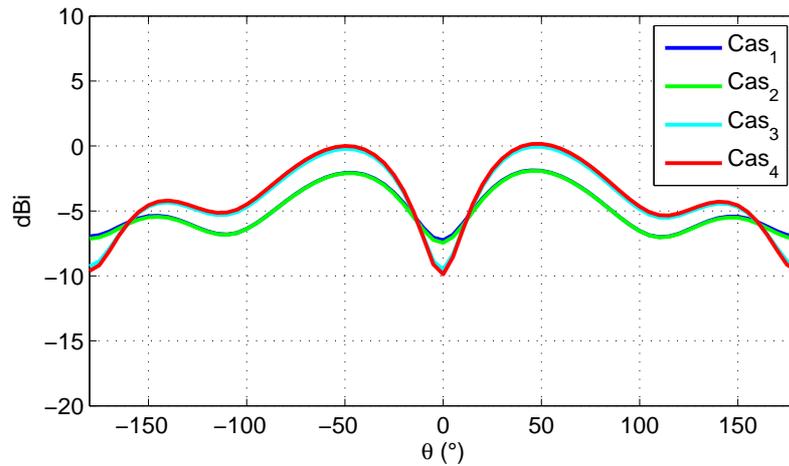


Figure III-21 : Comparaison des diagrammes de directivité à 2.45GHz pour les 4 modes de calcul dans le plan $\phi=90^\circ$ (pour la configuration n°1)

On constate que les diagrammes « cas 1 » et « cas 2 » sont identiques. Les diagrammes « cas 3 » et « cas 4 » sont sensiblement différents des deux premiers. L'utilisation des réponses électromagnétiques des déphaseurs mesurés est le point commun des cas 3 et cas 4. La prise en compte de la matrice S de l'antenne mesurée est compensée par les valeurs des charges sans qu'il n'y ait d'impact sur la formation des diagrammes (pas de différence entre les diagrammes obtenus avec les modes de calcul « cas 3 » et « cas 4 »). Ceci nous permet de conclure qu'il est important d'introduire dans le programme de synthèse le comportement mesuré du déphaseur.

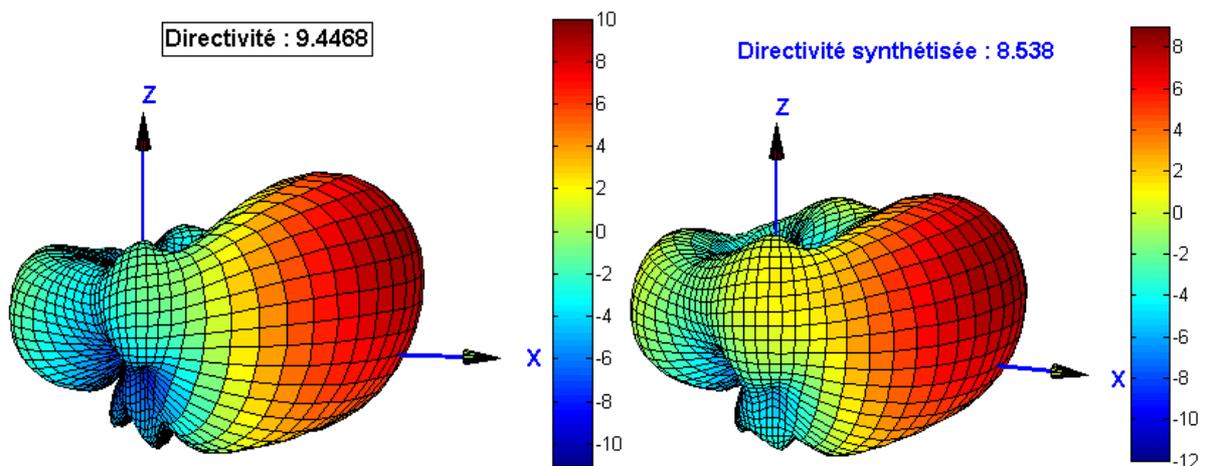


Figure III-22 : Comparaison des diagrammes 3D des cas 1 (gauche) et cas 4 (droite) pour la configuration n°1

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

Pour envisager l'agilité nous anticipons une formation de faisceau par l'antenne à éléments parasites pour une autre direction de pointage.

IV.2 Configuration n°2 : $\{\theta_{steer}=90^\circ ; \phi_{steer}=180^\circ\}$

Pour cette seconde configuration il est envisagé de focaliser le faisceau dans la direction opposée, c'est-à-dire dans la direction $\{\theta_{steer}=90^\circ ; \phi_{steer}=180^\circ\}$. Etant donnée la géométrie de l'antenne, nous devrions obtenir des performances parfaitement symétriques à celles du paragraphe précédent. Les différences devraient se limiter aux écarts des propriétés mesurées et aux légères dispersions entre les différents déphaseurs.

Après avoir conclu qu'il est important de travailler directement avec les performances mesurées des déphaseurs comme du réseau de monopôles, nous nous contentons de fournir une synthèse pour les modes de calcul « cas 1 » et « cas 4 ». Ces résultats sont rapportés dans le Tableau III-4. Les diagrammes de rayonnement correspondants sont présentés sur les Figure III-23, Figure III-24 et Figure III-25.

Élément n° i		a_i (poids complexes sur chaque antenne)	Coefficients de réflexion synthétisés Γ (souhaités sur les accès des déphaseurs) à 2.45 GHz	
			Γ (Complexe)	$ \Gamma $ (dB)
1	(antenne active)	1		
2	Cas 1	$0.294.exp(j*125.32^\circ)$	$exp(j*6.94^\circ)$	0
	Cas 4	$0.207.exp(j*125.32^\circ)$	$0.6606*exp(j*1.96^\circ)$	-3.60
3	Cas 1	$0.107.exp(-j*118.82^\circ)$	$exp(-j*57.04^\circ)$	0
	Cas 4	$0.048.exp(-j*118.82^\circ)$	$0.5329*exp(-j*71.08^\circ)$	-5.46
4	Cas 1	$0.018.exp(j*0.48^\circ)$	$exp(j*138.17^\circ)$	0
	Cas 4	$0.021.exp(j*0.48^\circ)$	$0.8595*exp(j*103.10^\circ)$	-1.31
5	Cas 1	$0.384.exp(-j*119.76^\circ)$	$exp(j*96.04^\circ)$	0
	Cas 4	$0.323.exp(-j*119.76^\circ)$	$0.9028*exp(j*92.48^\circ)$	-0.88
6	Cas 1	$0.299.exp(j*119.46^\circ)$	$exp(j*116.91^\circ)$	0

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

	Cas 4	$0.201 \cdot \exp(j \cdot 119.46^\circ)$	$0.8338 \cdot \exp(j \cdot 108.19^\circ)$	-1.57
7	Cas 1	$0.184 \cdot \exp(-j \cdot 17.48^\circ)$	$\exp(j \cdot 103.01^\circ)$	0
	Cas 4	$0.130 \cdot \exp(-j \cdot 17.48^\circ)$	$0.9041 \cdot \exp(j \cdot 95.34^\circ)$	-0.87

Tableau III-4 : Valeurs des paramètres optimaux calculés par le programme de synthèse pour la configuration n°2

Les directivités et les impédances d'entrée sont calculées à 2.45GHz pour les cas 1 et 4 :

$$\text{Dir}_{\text{cas 1}} = 9.44 \text{ dBi}$$

$$\text{Dir}_{\text{cas 4}} = 8.6 \text{ dBi}$$

$$Z_{g_{\text{cas 1}}} = 65.8 + j \cdot 27.9 \ \Omega$$

$$Z_{g_{\text{cas 4}}} = 70.2 + j \cdot 38.6 \ \Omega$$

$$(L_g = 1.8119 \text{ nH})$$

$$(L_g = 2.5067 \text{ nH})$$

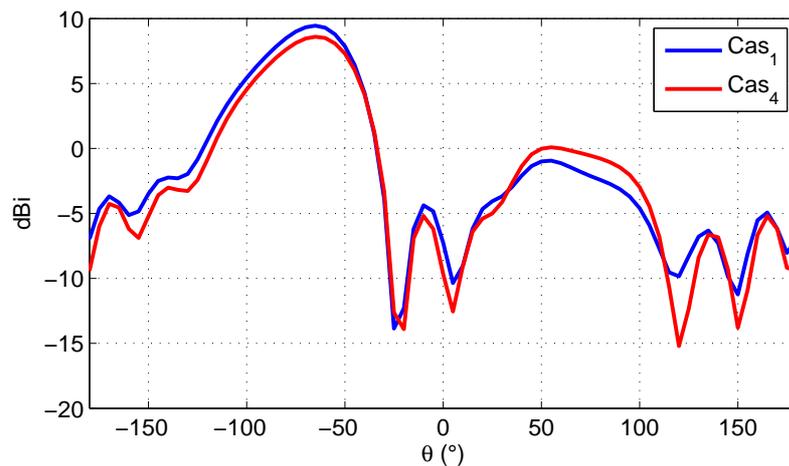


Figure III-23 : Comparaison des diagrammes de directivité à 2.45GHz dans le plan $\phi=0^\circ$ pour les 2 modes de calcul correspondants aux cas 1 et cas 4 (pour la configuration n°2)

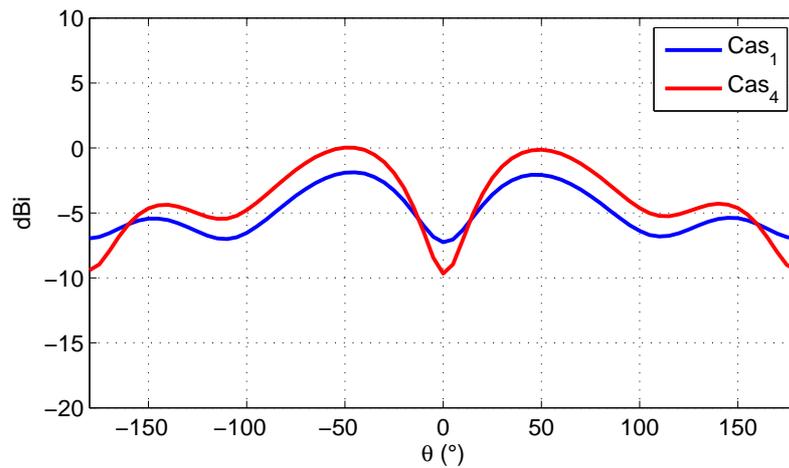


Figure III-24 : Comparaison des diagrammes de directivité à 2.45GHz dans le plan $\phi=90^\circ$ pour les 2 modes de calcul correspondants aux cas 1 et cas 4 (pour la configuration n°2)

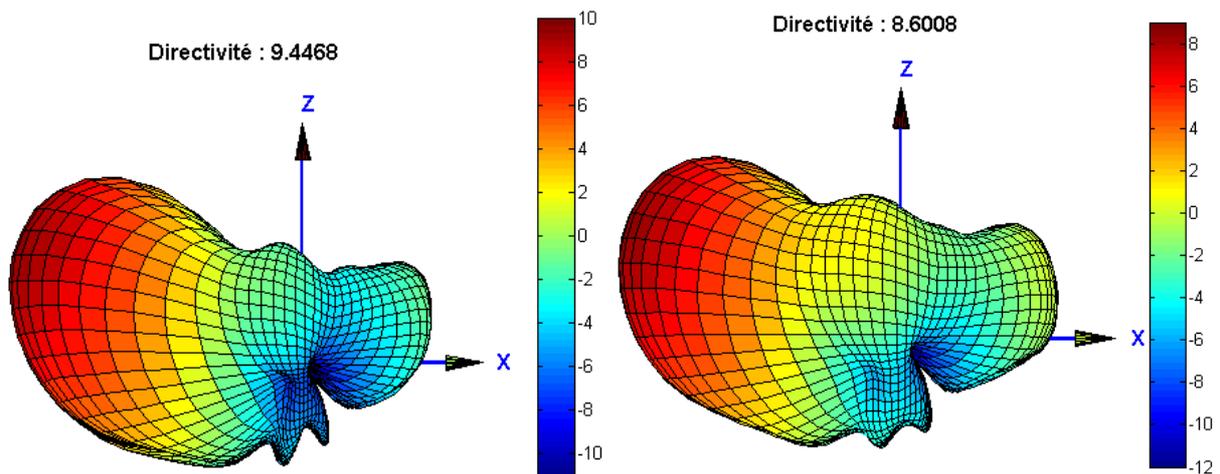


Figure III-25 : Comparaison des diagrammes 3D des cas 1 (gauche) et cas 4 (droite) pour la configuration n°2

On constate effectivement que les diagrammes obtenus sont parfaitement symétriques aux diagrammes calculés pour la configuration n°1 (Figure III-22 vs. Figure III-25). Seulement 0.07dB d'écart de directivité sépare les configurations n°1 et n°2 pour les modes de calcul « cas 4 ». Cette très légère différence traduit globalement les dispersions sur les réponses des déphaseurs mesurées ainsi que des dissymétries sur les paramètres S de l'antenne.

Il reste à réaliser une mesure de l'antenne complète en polarisant les six déphaseurs pour qu'ils fournissent les réponses calculées par le programme de synthèse et exposées dans les tableaux des paragraphes IV.1 et IV.2.

V Mesure de l'antenne à éléments parasites reconfigurable

L'antenne est associée aux six déphaseurs connectés de part et d'autre du monopôle central. La Figure III-26 présente l'antenne sur laquelle apparaissent les fils servant à polariser les diodes varactors de chaque charge.

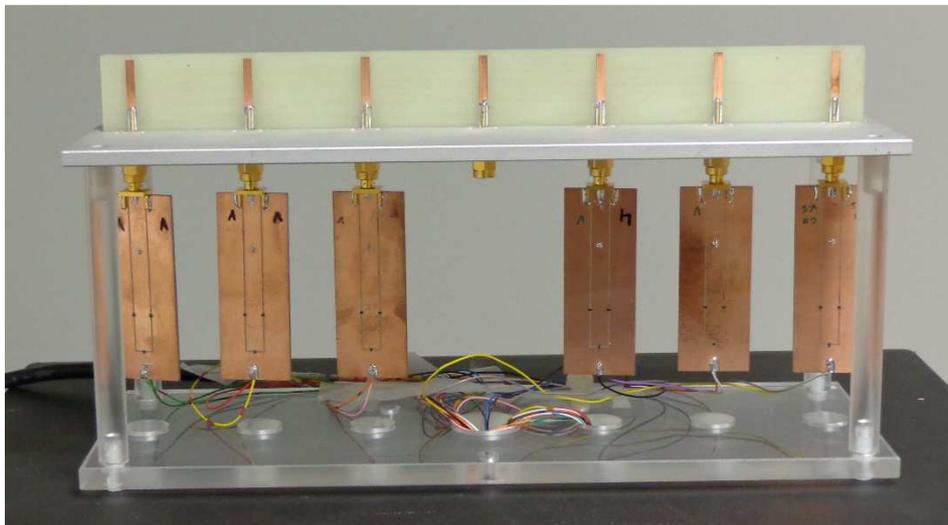


Figure III-26 : Prototype final de l'antenne connectée aux charges réactives pilotables

Les tensions de polarisation à appliquer à chaque déphaseur pour réaliser les coefficients de réflexions Γ calculés précédemment sont données par le Tableau III-5 pour les deux configurations de diagrammes testées :

N° élément	Configuration n° 1			Configuration n° 2		
	Arg(Γ)	Γ _{dB}	V _{dc}	Arg(Γ)	Γ _{dB}	V _{dc}
2	92.1	-0.90	13.5	1.96	-3.6	7
3	110.1	-1.36	0.5	-71.1	-5.5	5.9
4	88.0	-0.88	11.8	103.1	-1.3	0.1

5	0.97	-3.8	6.8	92.5	-0.89	12.1
6	-78.2	-6.2	5.8	108.2	-1.58	0.5
7	121.4	-1.6	1.4	95.3	-0.87	13.3

Tableau III-5 : Coefficients de réflexion réalisés par les 6 déphaseurs et tensions de polarisations à appliquer pour configurer deux diagrammes de rayonnement

V.1 Mesure de l'adaptation

Les résultats de mesure de l'adaptation de l'antenne pour les deux configurations étudiées sont présentés ci-après. Nous n'avons pas introduit d'étage d'adaptation d'impédance sur le port 1 de l'antenne. Les impédances d'entrée pour les configurations n°1 et n°2 sont attendues égales aux valeurs fournies pour 2.45GHz dans les Tableau III-3 et Tableau III-4. Les impédances fournies par le programme analytique ont été calculées en prenant en compte les réponses fréquentielles sur toute la bande d'analyse des 6 circuits déphaseurs mesurés et polarisés par les tensions V_{dc_i} indiquées dans le Tableau III-5. Les S_{11} calculés par le programme de synthèse et mesurés sont comparés pour les configurations 1 et 2 sur les Figure III-27 et Figure III-28. Les évolutions fréquentielles des S_{11} mesurés sont en parfait accord avec les prévisions produites par le programme de synthèse pour les deux diagrammes configurés.

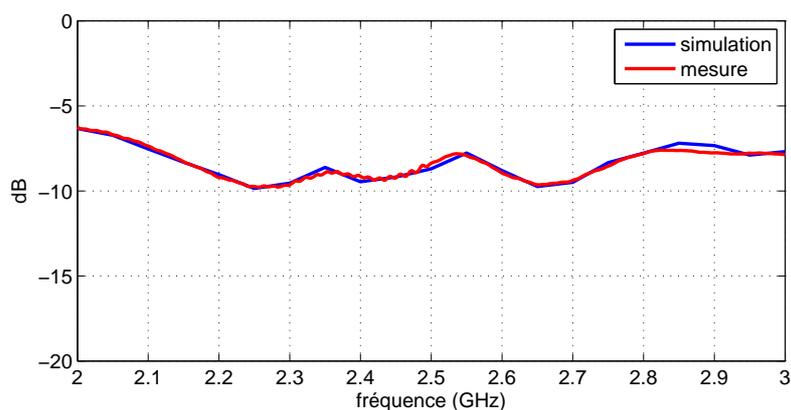


Figure III-27 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne pour la configuration n° 1 – Comparaison du S_{11} mesuré avec le S_{11} prévu par le programme de synthèse

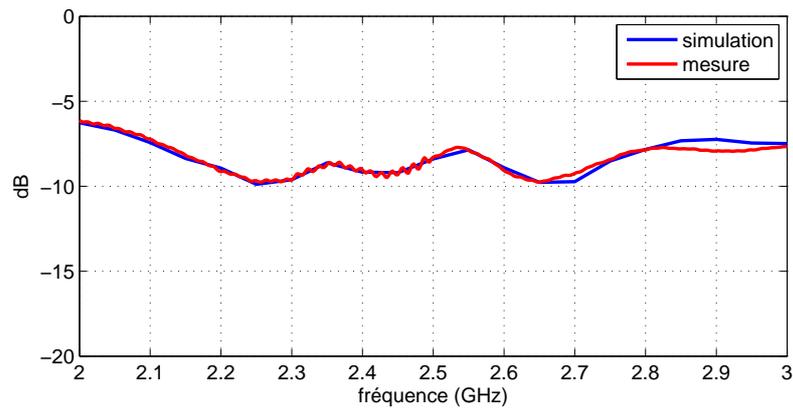


Figure III-28 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne pour la **configuration n° 2** - Comparaison du S_{11} mesuré avec le S_{11} prévu par le programme de synthèse

V.2 Mesure des diagrammes de rayonnement

Pour valider le fonctionnement de l'antenne nous proposons de comparer les diagrammes des directivités simulées et mesurées pour la configuration 1 et nous présentons un diagramme de gain réalisé pour la configuration 2. Toutes ces mesures ont été faites avec les moyens expérimentaux d'Xlim.



Figure III-29 : Antenne sous test dans la chambre anéchoïque (base de mesure d'XLIM)

Ces diagrammes de directivités sont tracés dans les Figure III-30 et Figure III-31 dans les plans principaux $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ pour la configuration n°1. Des représentations 3D des

diagrammes de directivités sont illustrés par la Figure III-33. Le diagramme de gain réalisé pour la configuration n°2 est proposé par la Figure III-32.

Les diagrammes mesurés et simulés sont quasiment superposés dans le demi-espace au-dessus du plan de masse ($-90^\circ < \theta < 90^\circ$). On note un écart dans le demi-espace derrière l'antenne où se trouvent les déphaseurs, le câble et le support d'antenne. Tous ces éléments ne sont pas intégrés à la simulation.

Les mesures des performances du prototype réalisé ont montré que la prise en compte de tous les paramètres de la structure réelle tels que les niveaux des couplages mesurés entre les éléments de l'antenne et les coefficients de réflexions mesurés des déphaseurs a permis d'avoir un très bon contrôle de l'agilité de l'antenne à éléments parasites. La corrélation entre les performances mesurées simulées nous est apparue très satisfaisante.

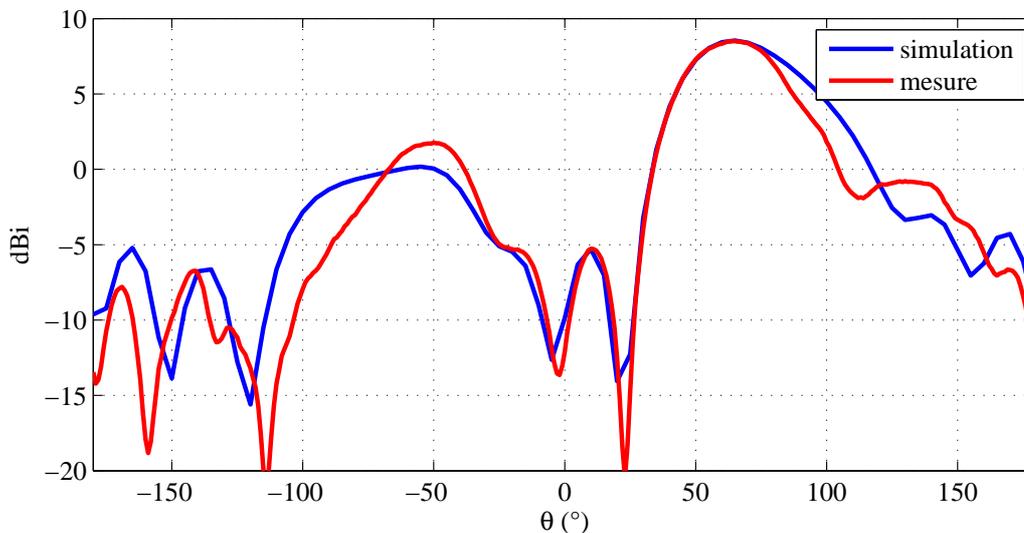


Figure III-30 : Directivité mesurée comparée à la simulation - plan $\phi=0^\circ$ (configuration 1)

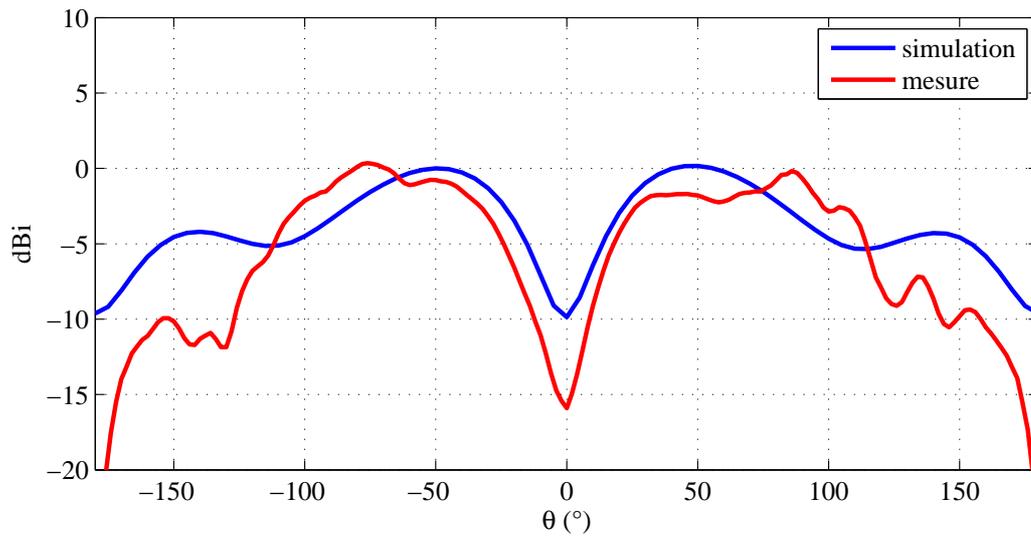


Figure III-31 : Directivité mesurée comparée à la simulation - plan $\phi=90^\circ$ (configuration 1)

La directivité pour la configuration 1 a été mesurée égale à 8.48dBi. Le gain expérimental est 7.3dB.

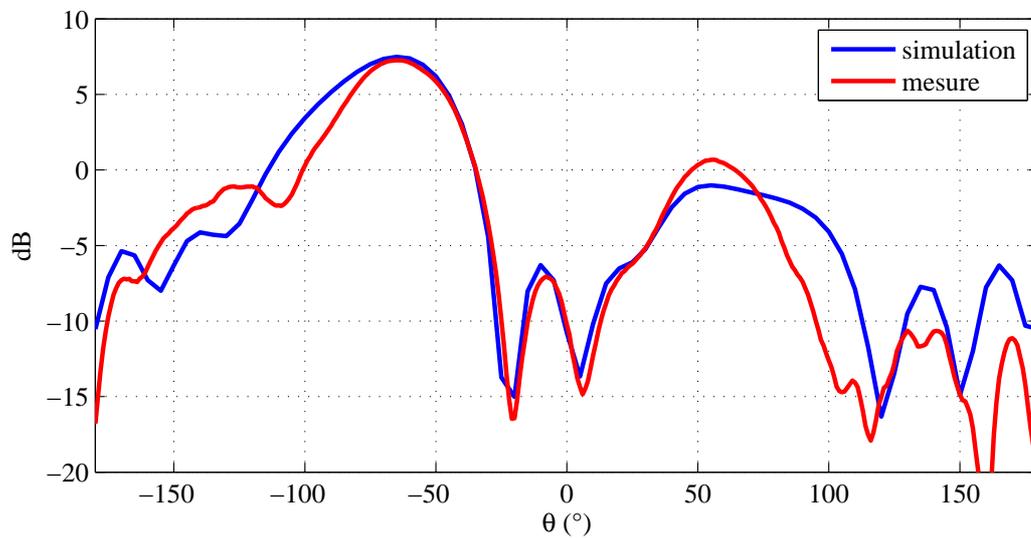


Figure III-32 : Gain réalisé mesuré comparé à la simulation - plan $\phi=0^\circ$ (configuration 2)

Le gain a aussi été mesuré égal à 7.3dB.

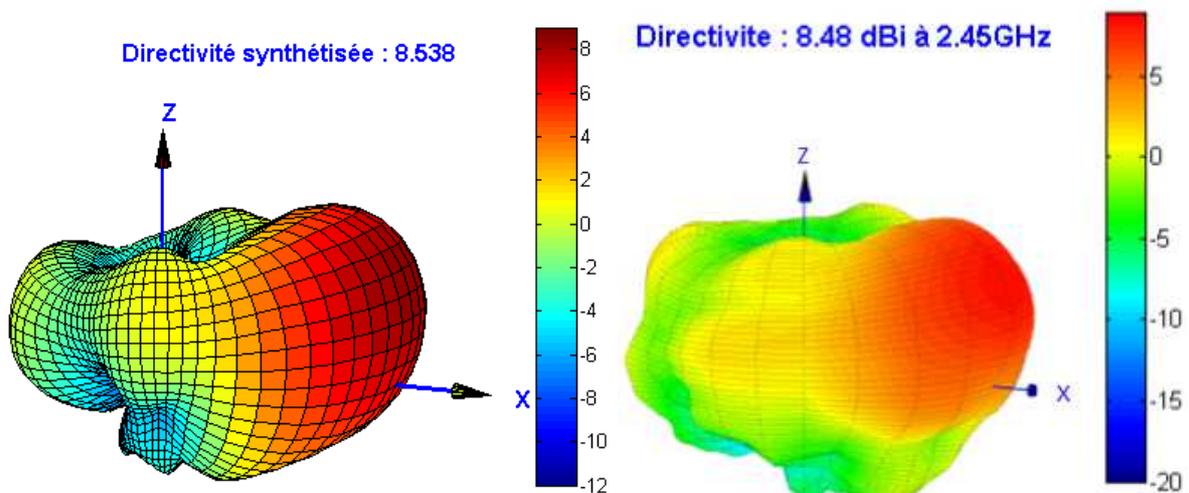


Figure III-33 : Diagrammes de rayonnements 3D synthétisé (à gauche) et mesuré (à droite) pour la configuration n°1 (à 2.45 GHz)

VI Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le développement et la synthèse des antennes à éléments parasites reconfigurables. Les performances (couplage, adaptation et diagramme de rayonnement) mesurées d'un prototype à 7 éléments sont apparues en très bonne cohérence avec les résultats de la synthèse. A partir des résultats des mesures obtenus par les dispositifs réalisés, nous avons montré, à travers les exemples des déphaseurs et de l'antenne à 7 éléments, l'efficacité de la méthodologie et ses potentialités dans le développement d'antennes à éléments parasites destinées à la formation de faisceau. Chaque étape de la procédure de synthèse présentée a été validée. La méthodologie de synthèse présentée permet de réaliser des antennes à éléments parasites reconfigurables efficaces, bon marché et compatibles avec des processus de fabrication industriels.

Des déphaseurs actifs ont été développés avec des diodes varactors et leurs performances en simulation ont été validées par les résultats de mesure. Les diodes utilisées dans ce cas permettent d'avoir une variation de leur capacité totale C_T comprise entre 0.3pF et 3.14pF. Cette variation a été suffisante pour disposer d'une excursion de la phase du coefficient de réflexion de 360° . Pour garantir des performances expérimentales conformes aux simulations, il est impératif de porter une grande attention au report des boitiers CMS à

Chapitre III-Conception d'une antenne à éléments parasites reconfigurable

souder. En effet une technique de soudage mal maîtrisée peut entraîner de fortes résistances ohmiques ainsi que la possibilité d'endommager les composants.

Dans les perspectives de ce travail, nous chercherons à intégrer les déphaseurs et l'antenne sur un même PCB afin de réduire l'encombrement total du dispositif, de faire l'économie des connecteurs et de minimiser les pertes dans les déphaseurs et dans les connectiques. Nous envisagerons des structures plus ambitieuses de réseaux à deux dimensions pouvant intégrer plusieurs ports actifs pour former par exemple des faisceaux orthogonaux ou tout simplement pour renforcer la résolution pour la formation de faisceaux.

Chapitre IV. Intégration de composants discrets au sein d'une structure rayonnante

I Introduction

Nous avons montré dans les deux chapitres précédents des validations électromagnétiques d'antennes à éléments parasites, conçues et optimisées à l'aide d'une méthodologie efficace. Le programme de synthèse utilisé s'appuie sur des notions de charges réactives à connecter aux ports des éléments parasites. Grâce aux travaux déjà présentés nous avons constaté deux choses importantes :

- la réalisation de telles charges a montré son efficacité pour synthétiser des fonctions de rayonnement (chapitre III),
- l'insertion temporaire de ports numériques additionnels au sein d'une structure distribuée a permis de faciliter la résolution d'un problème d'optimisation de formes (chapitre II). Ces ports discrets ont servi dans cet exemple à relever des couples tension/courant permettant ensuite l'analyse et la détermination de réponses électriques optimales nécessaires à l'optimisation d'une fonction rayonnement. Ces ports additionnels ont été remplacés par la suite par des modifications des formes géométriques des motifs rayonnants tout en conservant la fonction rayonnement.

Ce chapitre propose d'étudier la possibilité d'intégrer les charges réactives directement au sein de la structure rayonnante sous la forme de composants discrets miniatures. Cette approche marque une réelle différence par rapport au contenu du chapitre III dans lequel l'antenne à éléments parasites était un réseau de vraies antennes munies de ports d'accès auxquels avaient été connectées les charges réactives. L'avantage de cette nouvelle approche sera de simplifier la phase d'optimisation des antennes à éléments parasites en proposant des conceptions relativement génériques. L'utilisation de composants passifs miniatures en boîtiers CMS reportés sur des structures antennaires distribuées imprimées peut s'avérer comme un concept générique relativement faible coût et très facile à mettre en œuvre. Cette stratégie de conception qui consiste à faire participer les composants discrets dans la synthèse de la fonction rayonnement nécessite d'être vérifiée par l'expérimentation.

Dans un premier temps, nous validerons le concept avec une structure simple d'un prototype construit au laboratoire. Nous reprendrons l'exemple de l'antenne à 4 éléments développée aux paragraphes V.1 à V.3 du chapitre II et nous tenterons de substituer à la phase d'optimisation de formes, des reports de composants CMS de type selfs et capacités en lieux et places des ports numériques additionnels. Cette étude consiste en une validation expérimentale de la véracité du concept.

Dans un second temps, nous explorerons les limites du concept en proposant la conception et la fabrication d'un prototype d'antennes à 15 éléments parasites. Nous envisagerons deux modes de réalisation pour percevoir l'importance d'une parfaite maîtrise des procédés de fabrication. Une première version sera développée sur un substrat FR4 simple couche, elle sera fabriquée au laboratoire avec des interventions manuelles pour le soudage des composants CMS. Une seconde version sera développée sur un substrat FR4 multicouche et bénéficiera des outillages industriels pour le report des boîtiers CMS.

II Validation du concept par une structure de référence

Dans ce paragraphe, nous nous sommes basés sur la conception de l'antenne à 4 éléments parasites présentée sur la Figure II-16 du chapitre II. Celle-ci avait été développée en utilisant des modifications géométriques des motifs rayonnants pour réaliser les fonctions électriques déterminées par la procédure de synthèse. Cette antenne déjà fabriquée et mesurée constituera la structure de référence pour ses performances électromagnétiques. Nous essayerons de supprimer l'étape d'optimisation de formes qui fait appel à plusieurs simulations paramétrées (et qui consomme du temps et des ressources informatiques).

Nous avons donc repris l'analyse électromagnétique « Fullwave » déjà conduite au chapitre II avec les mêmes objectifs et les mêmes résultats de synthèse. Cette analyse numérique faisait intervenir des ports numériques additionnels sur des éléments métalliques tous identiques et distribués de façon périodique sur le substrat de FR4. Nous rappelons les valeurs obtenues lors de la synthèse :

- une inductance de 1nH (charge n°1), devait être associée au premier élément parasite jouant un rôle de réflecteur,
- une deuxième inductance de 3.1nH (charge n°2) à reporter sur l'élément n° 3 servant de premier directeur,
- et enfin, un condensateur de 0.5pF (charge n°3) pour le dernier élément constituant le deuxième directeur.

Le schéma du layout de l'antenne avec l'emplacement des composants CMS tel qu'elle sera réalisée est présenté sur la Figure IV-1.

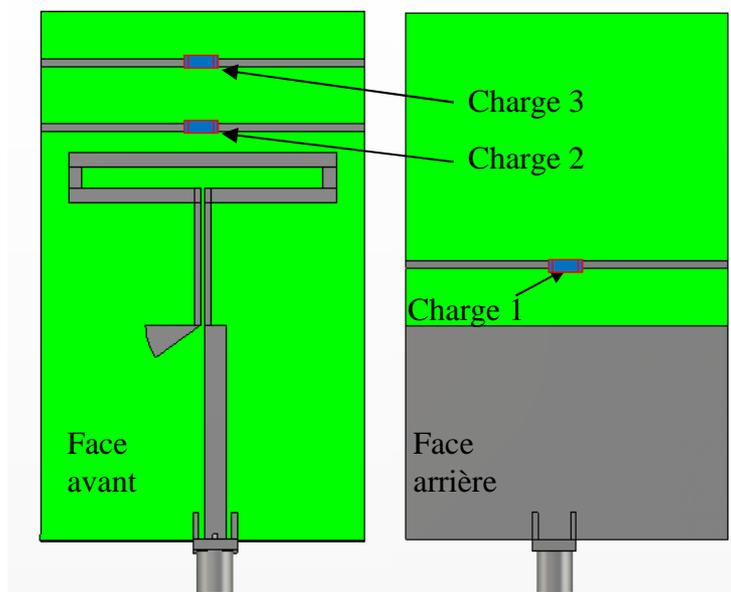


Figure IV-1 : Masques du circuit de l'antenne 4 éléments parasites avec CMS

Des simulations ont été réalisées avec le simulateur « full wave » CST MWS en introduisant les valeurs théoriques calculées par l'algorithme de synthèse et en ajoutant des faibles résistances correspondant aux résistances typiques des boîtiers CMS (de 0.2 à 1 Ω).

II.1 Réalisation du prototype

Les fabricants de composants CMS proposent une offre complète de valeurs d'inductances et de capacités pour la bande ISM avec plusieurs formats de boîtiers. Ainsi nous avons trouvés chez les fabricants Coilcraft [114] (pour les inductances) et AVX [115] (pour les condensateurs) un vaste choix de composants avec des valeurs de charges réactives

Chapitre IV-Intégration de composants discrets au sein d'une structure rayonnante

assez faible (pF et nH). Avant d'associer ces petits boîtiers à la structure des antennes, il faudra toujours vérifier que les fréquences d'auto-résonances des boîtiers utilisés sont très supérieures à la fréquence de travail du système étudié.

Pour réaliser notre prototype nous avons sélectionné les références de composants ci-dessous :

L1 : self - Fabricant COILCRAFT – Réf=0402HP-1N0

L2 : self - Fabricant COILCRAFT – Réf=0402HP-3N3



C3 : Condensateur accu-p 0,5pF 25V – Fabricant AVX – Réf=04023J0R5ABSTR



La gravure de l'antenne générique (même taille d'éléments parasites distribués périodiquement) et le soudage des composants ont été entièrement réalisés au laboratoire. Une photographie du prototype fabriqué est illustrée sur la Figure IV-2 et comparée au prototype optimisé par les formes des éléments parasites au chapitre II. Les deux prototypes ont été réalisés sur un substrat FR4 de mêmes dimensions provenant d'un même échantillon.

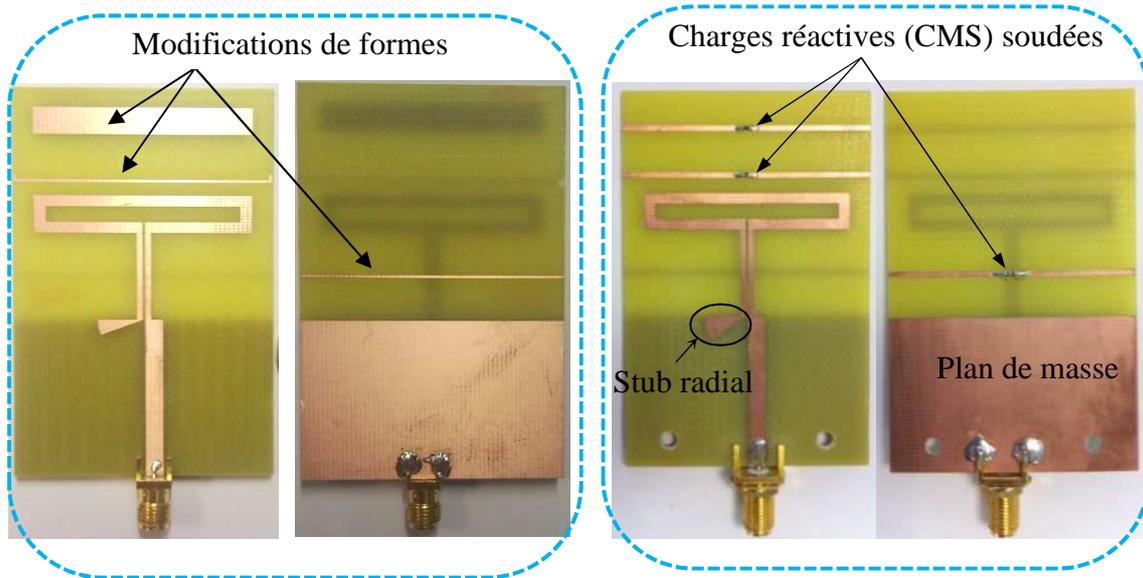


Figure IV-2 : Réalisations : antenne avec modifications de formes (à gauche) ; version développée avec les boîtiers CMS intégrés à la structure rayonnante (à droite)

II.2 Validation expérimentale

Le prototype a été mesuré dans la chambre anéchoïde [116] d'Xlim. Des comparaisons entre les résultats de mesure et de simulation sont présentées ci-après.

II.2.1 Coefficient de réflexion S_{11}

L'adaptation mesurée de l'antenne intégrant les trois boîtiers CMS est comparée à la simulation (Figure IV-3). La mesure apparaît très proche de la simulation : les positions des résonances comme les niveaux des adaptations sont très semblables. L'antenne est adaptée entre 2.35GHz et 2.5GHz.

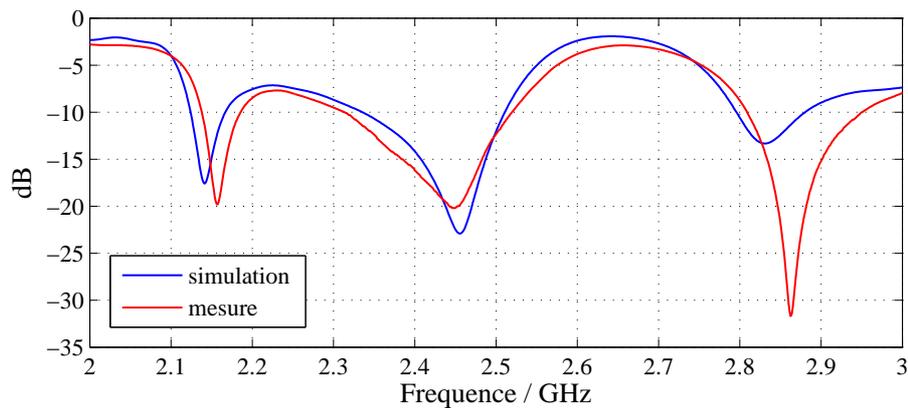


Figure IV-3 : S11 mesuré et simulé de la structure d'antenne intégrant les trois boitiers CMS

La Figure IV-4 regroupe les S11 des deux prototypes (avec et sans CMS) mesurés et simulés. Les deux antennes fonctionnent bien sur les mêmes fréquences. Les tracés rouges correspondent aux mesures, les bleus aux simulations, les tracés en traits continus sont pour le prototype optimisé avec les composants CMS et les courbes en traits pointillés correspondent à l'antenne optimisée par les modifications des géométries des éléments parasites.

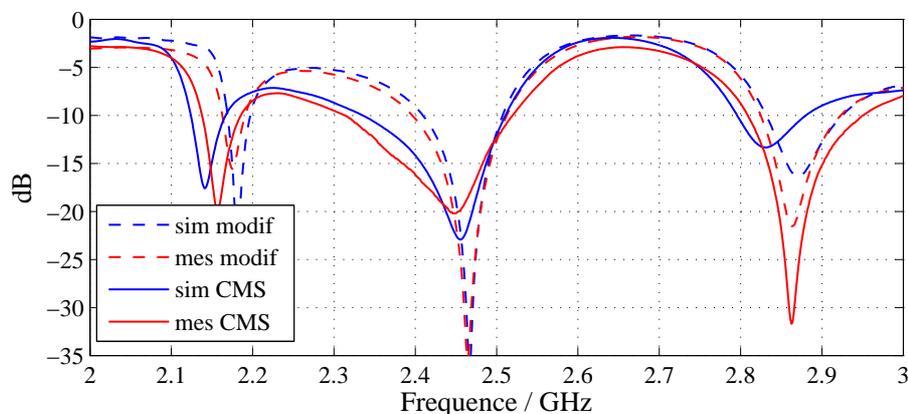


Figure IV-4 : Comparaison des S11 des deux antennes (avec et sans CMS)

En analysant bien les résultats des deux antennes (avec modifications géométriques et celle avec les CMS), tous les S11, mesurés comme simulés, atteignent -20dB pour la fréquence d'optimisation (2.45GHz). Nous complétons ces résultats avec les mesures des diagrammes de rayonnement.

II.2.2 Diagramme de rayonnement

La Figure IV-5 et la Figure IV-6 montrent, pour les deux plans principaux, une comparaison entre les résultats de simulation du gain réalisé et ceux de la mesure du prototype de l'antenne à 4 éléments qui intègre les composants CMS. Les tracés rouges correspondent au gain mesuré en polarisation principale et les tracés bleus sont les gains simulés. Les courbes en pointillés illustrent les niveaux de la polarisation croisée.

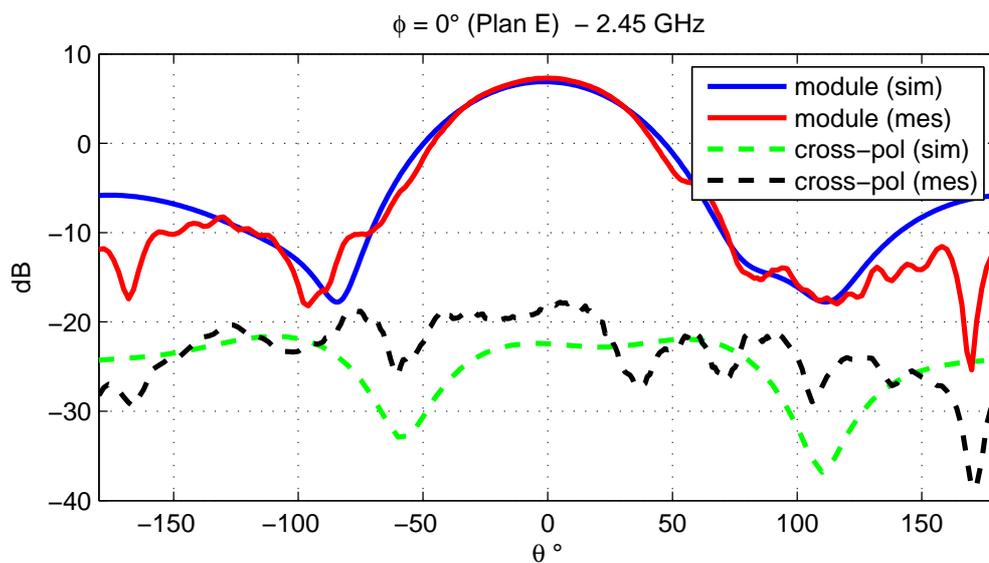


Figure IV-5 : Diagramme de gain de l'antenne avec CMS dans le plan E ($\phi=0^\circ$).

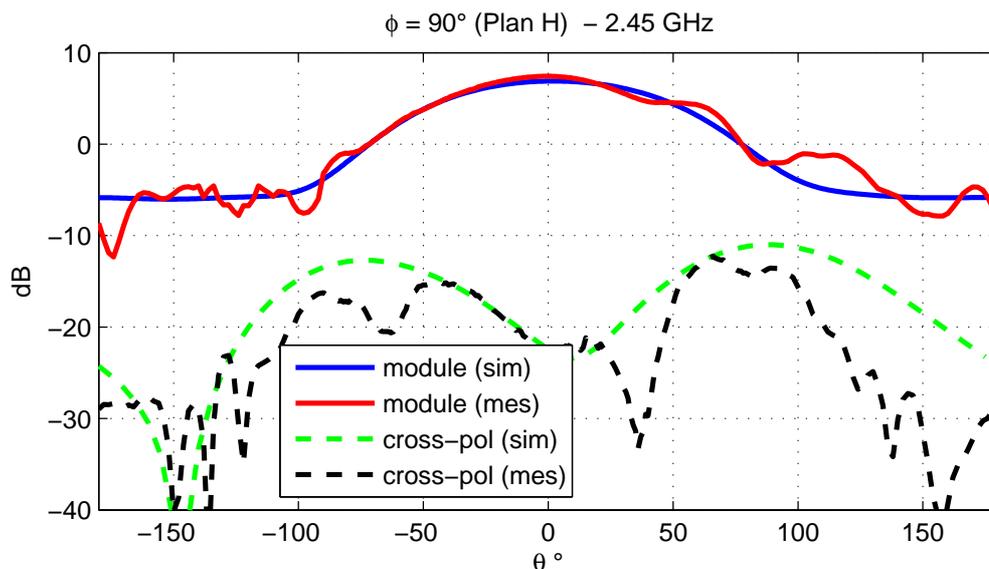


Figure IV-6 : Diagramme du gain dans le plan H ($\phi=90^\circ$)

Le gain réalisé mesuré dans la direction du pointage ($\Phi=0^\circ$ et $\Phi=0^\circ$), est de 7.3 dB. C'est pratiquement la valeur promise par la simulation. La forme du diagramme mesuré, contenu dans le demi espace de rayonnement avant ($-90^\circ < \theta < 90^\circ$), correspond parfaitement à la simulation. Nous notons néanmoins une perturbation autour de la direction $\theta=70^\circ$, et ceci dans les deux plans principaux. Ce phénomène avait déjà été observé au Chapitre II et avait été attribué à la signature électromagnétique du support sur lequel était fixée l'antenne lors de la mesure.

L'évolution fréquentielle du gain de l'antenne est présentée sur la Figure IV-7. La comparaison mesure-simulation est proposée entre 2GHz et 3GHz.

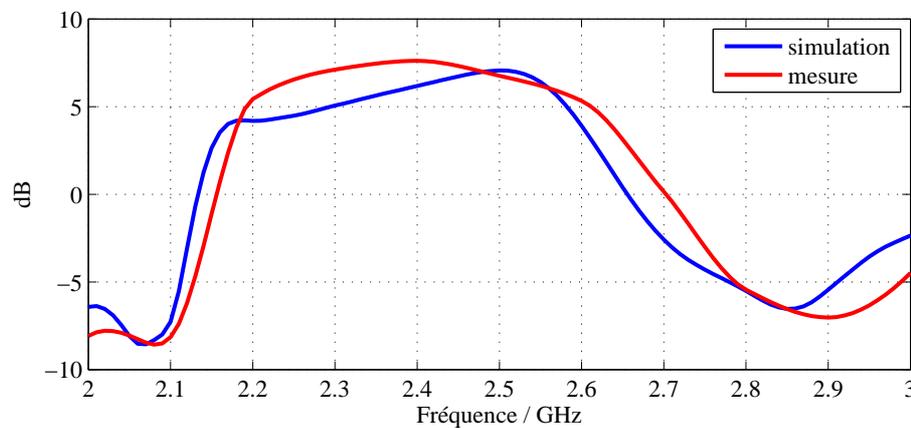


Figure IV-7 : Evolution fréquentielle du gain réalisé par l'antenne avec CMS

L'allure générale de la courbe de mesure est cohérente avec celle de la simulation à quelques légères différences près. Les deux courbes de gain se croisent à 2.45GHz pour une valeur de gain réalisé égale à 7.3 dB.

II.3 Conclusion

Les résultats présentés jusqu'à présent sur ce dernier prototype d'antenne à 4 éléments semblent satisfaisants car proches des performances prévues par la simulation. Les composants CMS remplissent donc la fonction attendue : ils peuvent s'intégrer au sein de la structure antennaire, se substituer à des optimisations géométriques des brins passifs et offrir ainsi une rapidité et une efficacité de conception très intéressante.

Après ce résultat encourageant nous allons combiner l'efficacité du programme de synthèse avec la méthode de réalisation utilisant des composants localisés pour imaginer une antenne avec beaucoup plus d'éléments parasites. Cette démarche devrait nous permettre d'optimiser le temps de conception.

III Mise à l'épreuve du concept technologique par la conception d'une antenne à 15 éléments.

Le procédé technologique qui consiste à réaliser l'optimisation des propriétés de l'antenne en intégrant une distribution de composants localisés dans la structure de l'antenne a été validé au paragraphe précédent. Nous pensons, néanmoins que cette validation qui met en œuvre 3 boîtiers CMS au sein de l'antenne ne permet pas de conclure totalement sur la validité du concept. Nous allons donc pousser nos investigations en imaginant une structure antennaire imprimée du même type que l'antenne du paragraphe précédent mais faisant intervenir davantage de brins réflecteurs et directeurs afin d'atteindre des directivités plus fortes. Cette étude permettra de mettre en évidence l'impact d'éventuelles dispersions sur les performances des composants discrets, l'effet des résistances ohmiques des boîtiers CMS sur l'efficacité de l'antenne et l'importance des techniques de fabrication utilisées.

Nous proposerons une géométrie d'antenne à 15 brins. Cette géométrie sera déclinée en deux prototypes. Le premier sera fabriqué au laboratoire. L'antenne sera gravée sur un substrat FR4 monocouche et les composants CMS seront soudés manuellement.

Un second prototype bénéficiera de procédés de fabrication industriels. Il sera imprimé sur un substrat FR4 multicouches et les composants CMS seront soudés à la machine.

III.1 Mise au point d'un premier prototype d'antenne à 15 éléments

Cette première antenne est destinée à être réalisée directement au laboratoire. Elle est une extension à 15 brins de l'antenne précédente. Le substrat d'accueil est le même verre époxy FR4 que l'antenne à 4 éléments du Chapitre II (épaisseur 1.58mm, de permittivité $\epsilon_r=4.15$ et de tangente de pertes $\tan\delta=2.5*10^{-2}$). Elle devra fonctionner à 2.45GHz. L'aspect

de l'antenne est présenté par la Figure IV-8. Le point de départ consiste donc à analyser la réponse électromagnétique d'une structure dont tous les brins sont identiques et distribués périodiquement sur une dimension. Pour rester sur une démarche de conception générique, nous nous interdisons de choisir arbitrairement quel brin sera le brin actif. Cela implique que nous abandonnons la technique du dipôle replié pour alimenter la structure.

Chaque brin a pour largeur 1 mm et pour longueur 40 mm . Tous les brins sont ouverts en leur milieu pour accueillir un port numérique discret pendant la phase de simulation. Ces gaps seront ensuite destinés à recevoir les composants discrets (CMS) qui participeront à optimiser la fonction rayonnement. Les dimensions globales du PCB sont $46.8 \times 270\text{ mm}^2$ dont $30 \times 46.8\text{ mm}^2$, métallisées sur l'arrière de l'antenne, sont réservés pour recevoir un éventuel circuit d'adaptation d'impédance et le connecteur SMA.

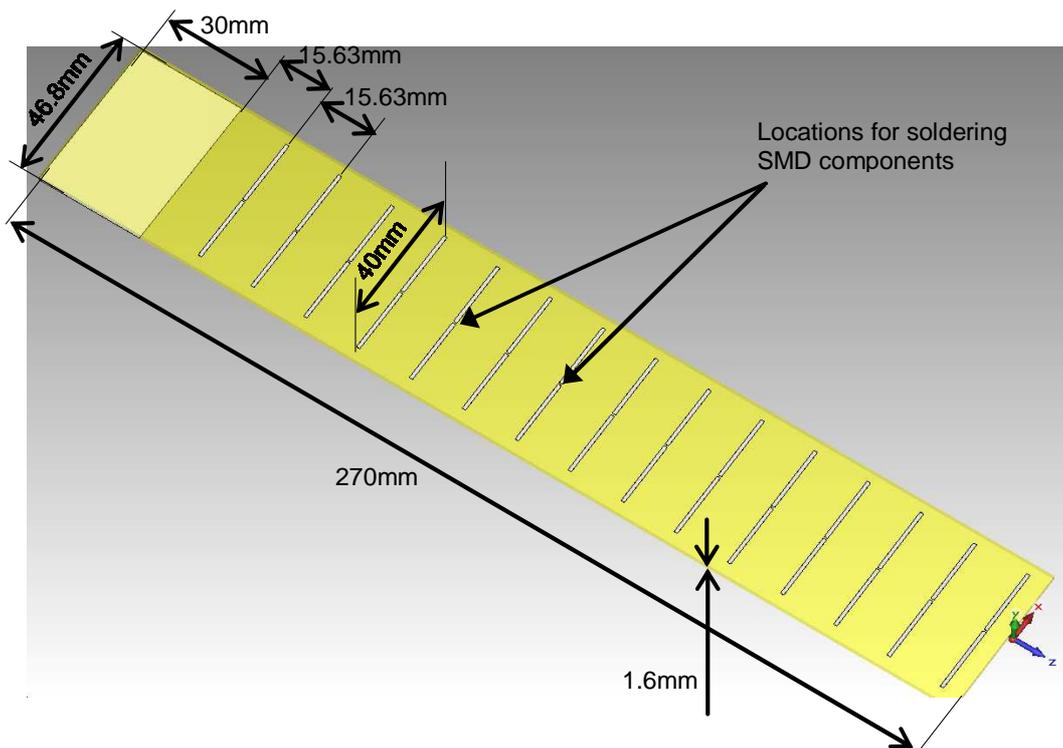


Figure IV-8 : Conception générique de l'antenne à éléments parasites à 15 brins

L'antenne a donc été simulée grâce au solveur transitoire de CST MWS. Un port numérique discret a été introduit sur chacun des 15 brins afin d'extraire la matrice $[S_{15 \times 15}]$ et les 15 diagrammes de rayonnements (à 2.45 GHz) correspondant aux excitations consécutives

de chacun des 15 ports. Les 15 ports sont numérotés dans l'ordre en partant du morceau de PCB métallisé jusqu'à l'extrémité de l'antenne dans la direction Z (ou $\theta=0^\circ$).

III.1.1 Synthèse de la fonction rayonnement

Les diagrammes de rayonnement et la matrice $[S_{15 \times 15}]$ issus de l'analyse « full wave » sont fournis au programme de synthèse avec l'objectif d'optimiser la directivité dans la direction portant la répartition des brins ((OZ) ou $\theta=0^\circ$).

La méthode de synthèse programmée étant extrêmement rapide nous effectuons un balayage sur les 15 ports pour identifier lequel devra jouer le rôle de brin actif. La Figure IV-9 présente la directivité qui serait obtenue en fonction du choix du port utilisé pour alimenter l'antenne à éléments parasites. La courbe noire montre le rayonnement avant et la courbe bleue, le rayonnement arrière. La Figure IV-10 reflète les variations de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction du brin actif qui serait choisi.

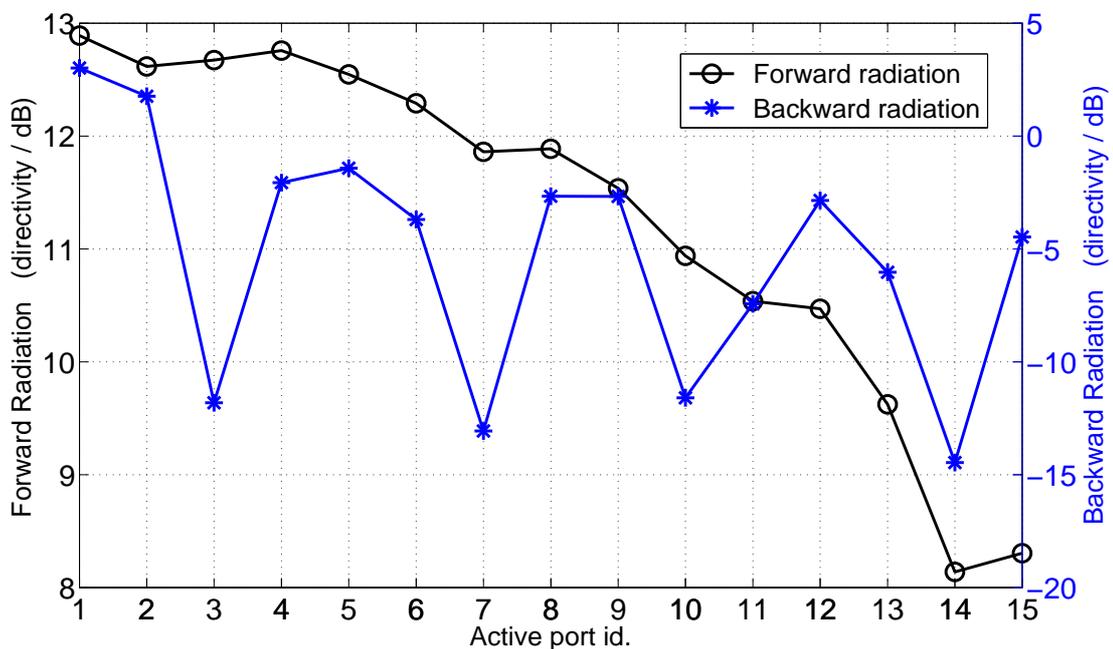


Figure IV-9 : Rayonnement avant et arrière (directivité) en fonction du n° du port actif

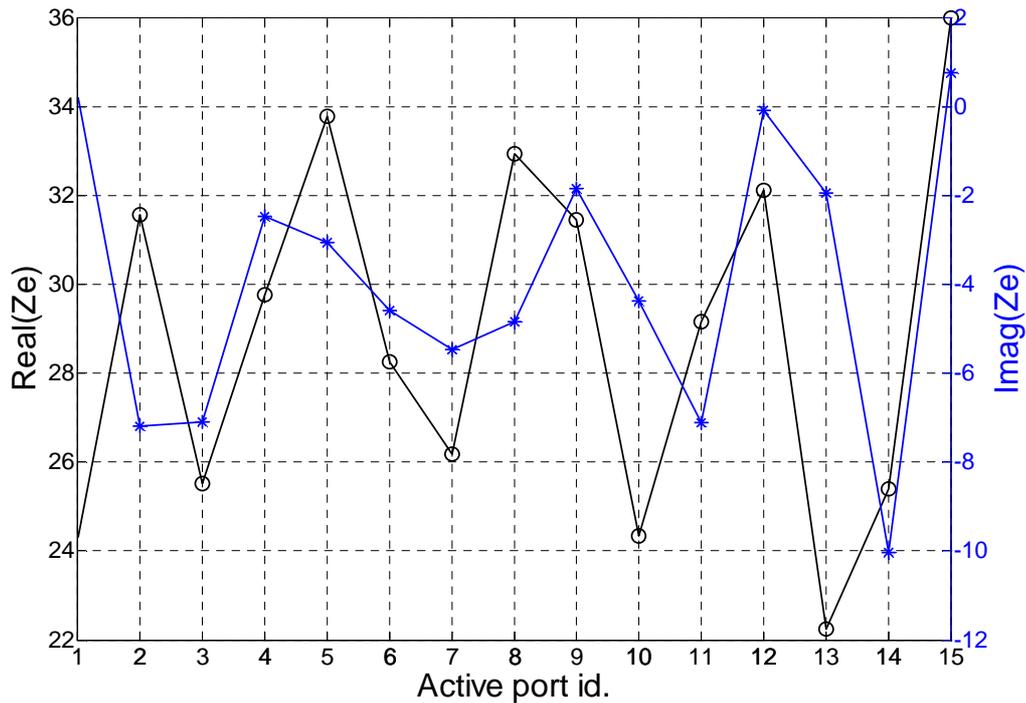


Figure IV-10 : Impédance d'entrée de l'antenne globale en fonction du n° du port actif

L'analyse de l'impédance d'entrée en fonction de l'élément actif montre qu'il n'y a pas beaucoup de variations sur les parties réelles et imaginaires. En effet, comme annoncé dans la littérature [18], l'augmentation du nombre d'éléments parasites dans une antenne de type Yagi-Uda a pour conséquence de réduire l'impédance globale vue en entrée de l'antenne. Ainsi, les valeurs relevées sur la Figure IV-10 montrent que dans tous les cas la partie réelle est toujours comprise entre 34Ω et 24Ω et la partie imaginaire reste faible et comprise entre -10Ω et 0.5Ω . Ces valeurs sont très faciles à ramener à celle d'un générateur 50Ω . L'impédance ne constitue donc pas un critère décisif pour sélectionner un brin actif.

Le choix de l'élément actif va donc être dicté par l'analyse des résultats du rayonnement. D'après les résultats de la Figure IV-9, le choix d'un des 6 premiers éléments pourrait convenir à générer un maximum de directivité vers l'avant de l'antenne ($\theta=0^{\circ}$). On atteindra alors une directivité supérieure à 12dBi. L'utilisation de l'un de ces éléments comme élément actif montre qu'on peut atteindre une directivité supérieure à 12 dBi dans l'axe de propagation. L'utilisation du brin n° 3 comme élément actif permettrait d'avoir le plus faible rayonnement arrière (-10 dB) et une directivité de 12.67 dBi dans la direction de pointage.

Chapitre IV-Intégration de composants discrets au sein d'une structure rayonnante

Nous avons donc retenu ce 3^{ème} brin comme élément actif. L'antenne dispose donc de 2 réflecteurs et 12 directeurs.

Les résultats complets de la synthèse (pondérations solutions et charges réactives) sont donnés sur le Tableau IV-1.

n° brin	a _i (Pondération rayonnée par chaque brin)	Charges réactives et impédance d'entrée à 2.45 GHz		
		jX _i / Z _E	Inductance L _i	Capacité C _i
1 (réflecteur)	0.214.exp ^(j*77°)	jX ₁ = j*49	3.18 nH	
2 (réflecteur)	0.342.exp ^(j*58.5°)	jX ₂ = j*59.8	3.88 nH	
3 (actif)	1	Z _E = 25.6 - j*7	---	---
4 (directeur)	0.382.exp ^(-j*64.5°)	jX ₄ = - j*83.1		0.78 pF
5 (directeur)	0.329.exp ^(-j*97.5°)	jX ₅ = - j*105		0.62 pF
6 (directeur)	0.276.exp ^(-j*142°)	jX ₆ = - j*113		0.57 pF
7 (directeur)	0.249.exp ^(j*156°)	jX ₇ = - j*107		0.61 pF
8 (directeur)	0.273.exp ^(j*110°)	jX ₈ = - j*156		0.42 pF
9 (directeur)	0.274.exp ^(j*66.3°)	jX ₉ = - j*143		0.45 pF
10 (directeur)	0.23.exp ^(j10.6°)	jX ₁₀ = - j*117		0.55 pF
11 (directeur)	0.233.exp ^(-j*44.7°)	jX ₁₁ = - j*167		0.39 pF
12 (directeur)	0.273.exp ^(-j*93.6°)	jX ₁₂ = - j*129		0.50 pF
13 (directeur)	0.244.exp ^(-j*148°)	jX ₁₃ = - j*78.9		0.82 pF
14 (directeur)	0.191.exp ^(j*148°)	jX ₁₄ = - j*107		0.61 pF
15 (directeur)	0.292.exp ^(j*78.9°)	jX ₁₅ = - j*71.1		0.91 pF

Tableau IV-1 : Pondérations couplées les 15 brins et charges réactives associées

Les valeurs des charges réactives contenues dans le Tableau IV-1 permettent théoriquement d'atteindre une directivité de 12.6dBi et une impédance d'entrée Z_e=25.6-j*7. Nous nous intéressons maintenant à l'adaptation de l'antenne.

Les charges calculées dans le Tableau IV-1 devront être approchées par les composants existants.

III.1.2 Rétro-simulation de l'antenne à éléments parasites avec les composants réels

Toutes les valeurs de capacités et d'inductances ne sont pas disponibles. Nous avons donc sélectionné chez les fournisseurs les composants les plus proches des objectifs définis par la synthèse. Les composants sélectionnés sont référencés dans le Tableau IV-2.

n° Brin	Inductances commerciales (Coilcraft) (nH)	Capacités commerciales (AVX) (pF)
1	3.3	
2	3.9	
4		0.8
5		0.5
6		0.5
7		0.5
8		0.5
9		0.5
10		0.5
11		0.5
12		0.5
13		0.8
14		0.5
15		0.9

Tableau IV-2 : Composants CMS réels à souder sur les 14 éléments parasites

L'antenne est donc re-simulée avec les caractéristiques constructeur des composants ci-dessus. Le module « design Studio » du simulateur CST permet de connecter les bibliothèques des caractérisations des composants fournies par les constructeurs. Ces bibliothèques contiennent des paramètres S mesurés et sont fournies dans un format « Touchstones ».

Le schéma de chaînage de l'antenne et des composants CMS est illustré sur la Figure IV-11.

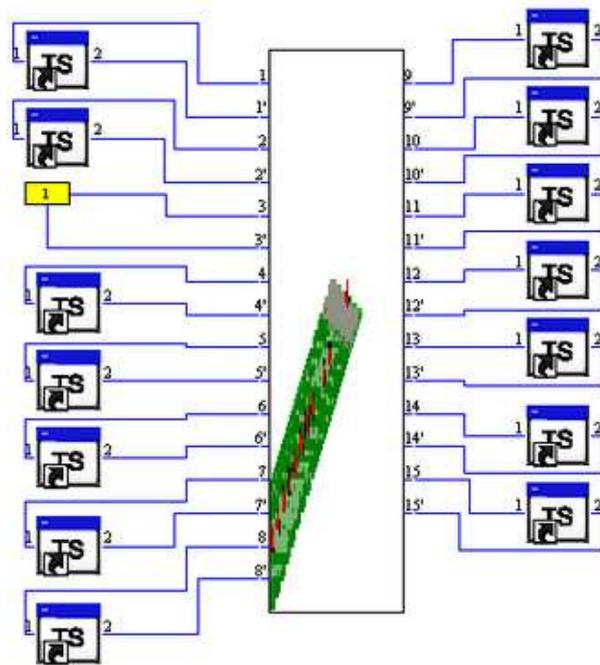


Figure IV-11 : simulation de l'antenne connectée aux fichiers « Touchstones » des composants CMS

Le diagramme de directivité calculé avec les composants réels est illustré par les Figure IV-12 et Figure IV-13.

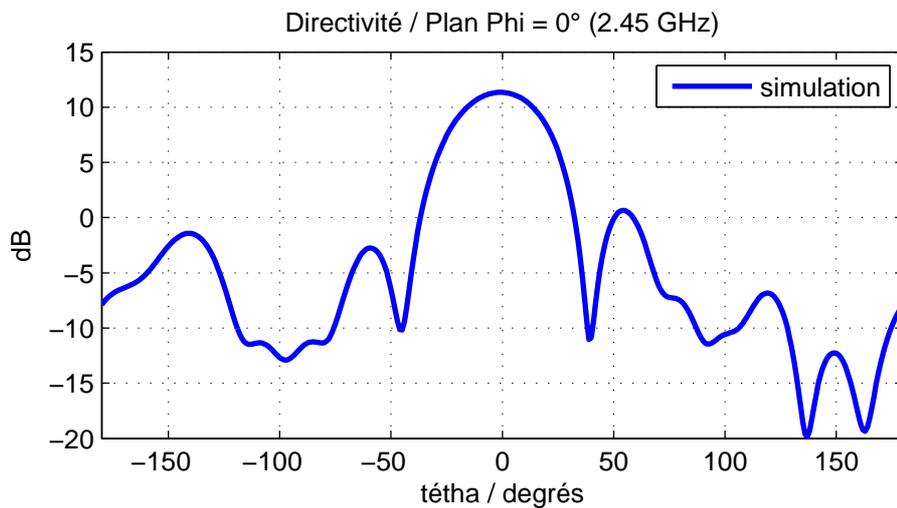


Figure IV-12 : Directivité de l'antenne simulée - plan $\phi=0^\circ$

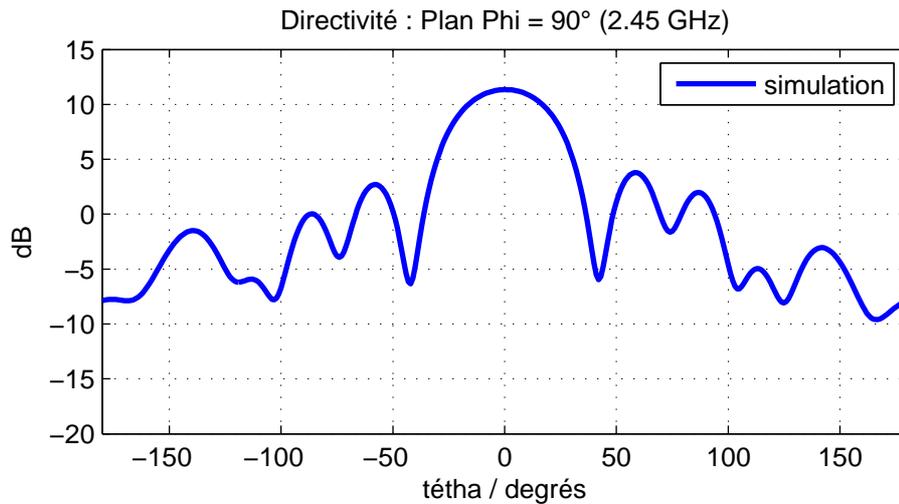


Figure IV-13 : Directivité de l'antenne simulée - plan $\phi=90^\circ$

La simulation calcule une directivité de **11.35dBi** pour la fréquence 2.45GHz. La prise en compte des composants réels dans la simulation a fait chuter la directivité de **1.3dB**.

III.1.3 Adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne

Nous devons réaliser l'adaptation avec notre PCB simple couche. Une ligne à fente déporte l'alimentation du brin n°3 jusqu'à l'arrière de l'antenne. La ligne à fente est alors raccordée à une seconde ligne d'impédance caractéristique 50Ω . Des stubs « papillon », symétriques, sont associés à la transition pour réaliser l'adaptation d'impédance à 2.45GHz. La Figure IV-14 détaille les dimensions du dispositif d'adaptation. Pour permettre le passage de la ligne à fente, les réflecteurs n°1 et n°2 ont été déportés sur la face arrière du PCB.

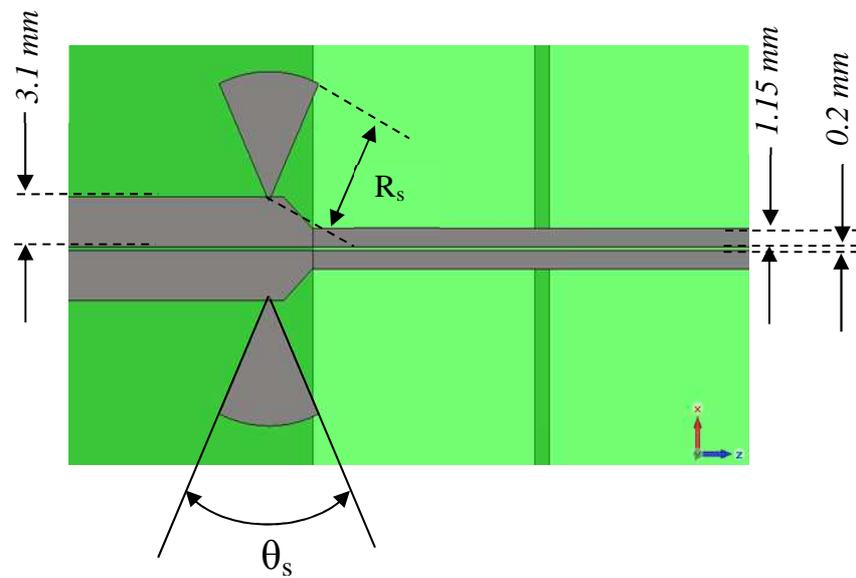


Figure IV-14 : Adaptation de l'impédance de l'antenne avec des Stubs ouverts ($\theta_s=25^\circ$ et $R_s=8$ mm)

L'antenne a été re-simulée avec son circuit d'adaptation. Le S11 simulé est montré sur la Figure IV-15. L'antenne est adaptée (à -10dB) de 2.4GHz à 2.46GHz. La simulation a également fourni le gain réalisé sur toute la bande d'analyse (Figure IV-16).

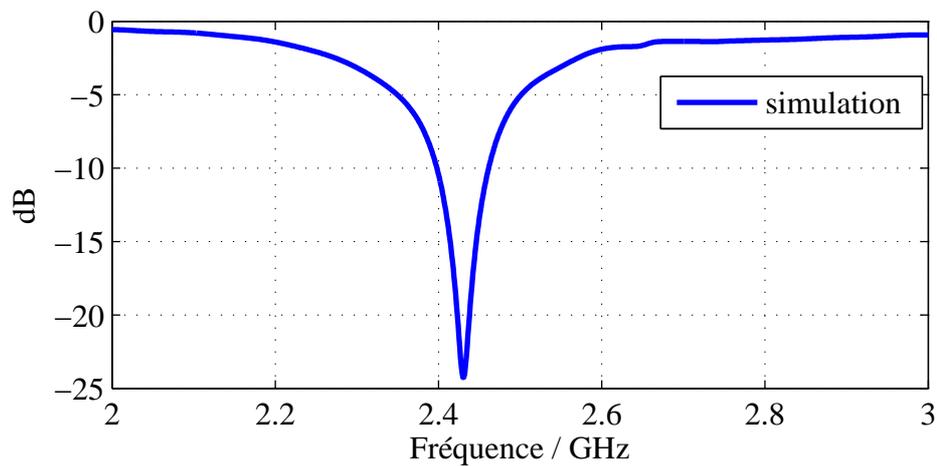


Figure IV-15 : S11 de l'antenne simulée avec son dispositif d'adaptation et les données constructeur des composants CMS

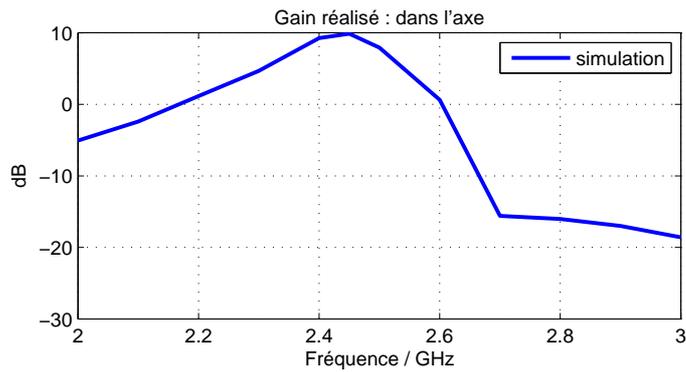


Figure IV-16 : Simulation du gain fréquentiel

Le gain réalisé simulé reste maximum pour 2.45GHz, il vaut **9.9dB**. Il est inférieur de **1.45dB** à la directivité.

Ces simulations ont montré l'impact des propriétés des composants CMS caractérisées par les constructeurs.

L'antenne doit maintenant être fabriquée et mesurée pour évaluer l'impact des dispersions liées à la réalisation. Nous pouvons espérer un gain maximum inférieur à 10dB.

III.1.4 Fabrication et mesure

L'antenne réalisée et mesurée au laboratoire est montrée sur la Figure IV-17.

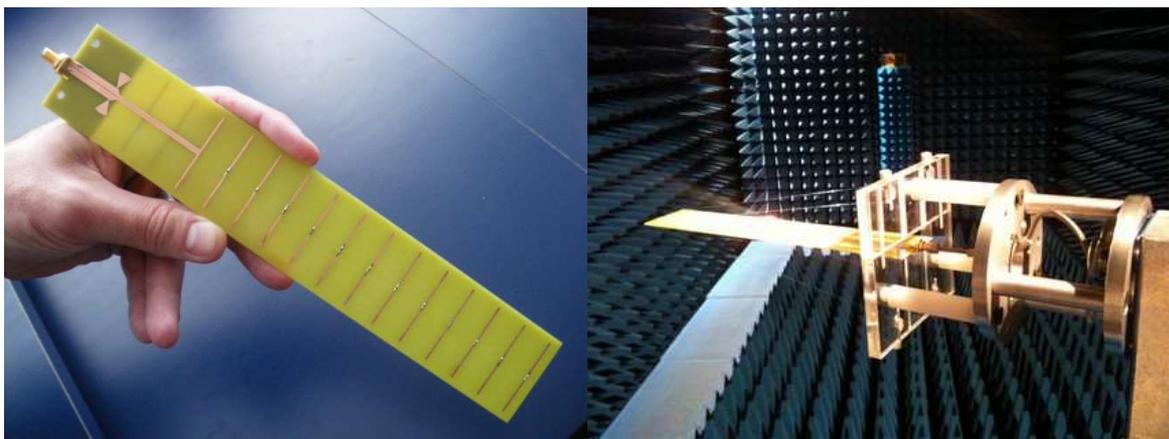


Figure IV-17 : Prototype d'antenne à 15 éléments fabriquée et mesurée au laboratoire

Le S11 mesuré est comparé à la simulation sur la Figure IV-18. On observe un très léger décalage fréquentiel de 28MHz. Le prototype expérimental est adapté de **2.36GHz** à **2.44GHz**.

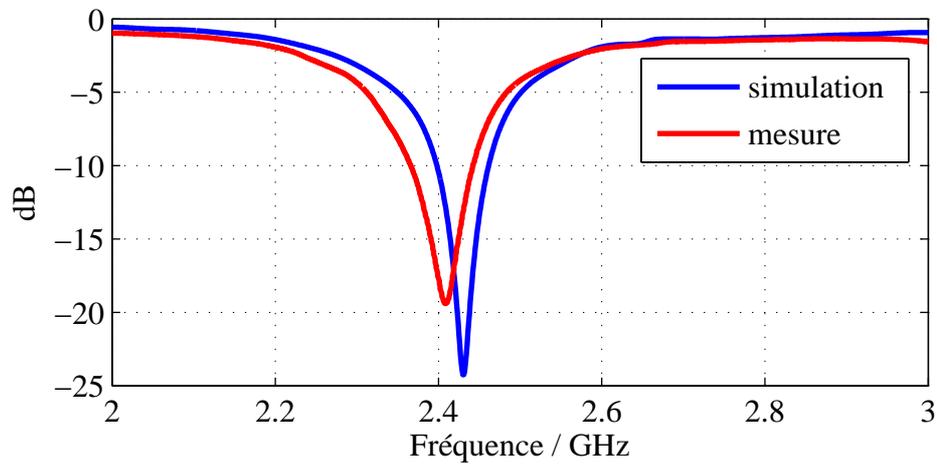


Figure IV-18 : Comparaison de l'adaptation mesurée et simulée de l'antenne 15 éléments simple couche

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont comparés à la simulation. La Figure IV-19 et la Figure IV-20 montrent les directivités dans les plans $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$.

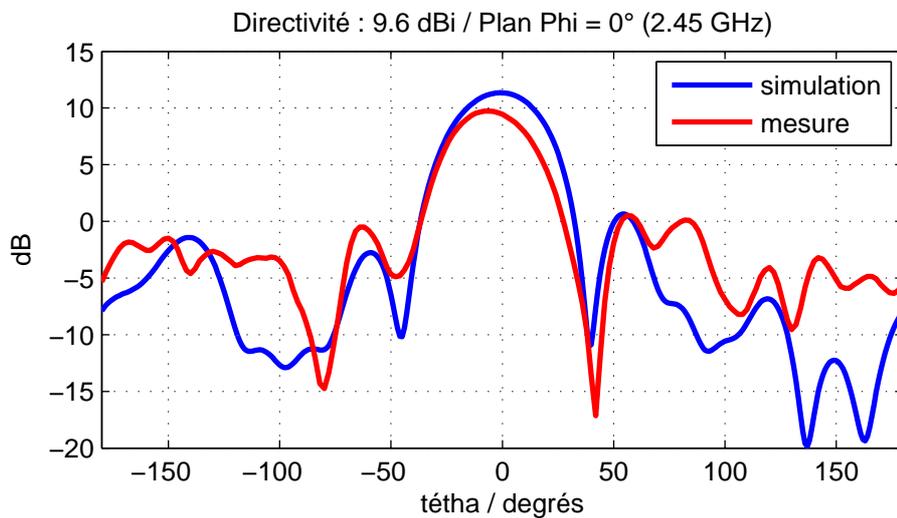


Figure IV-19 : Comparaison des diagrammes des directivités mesurée et simulée pour le plan $\phi=0^\circ$

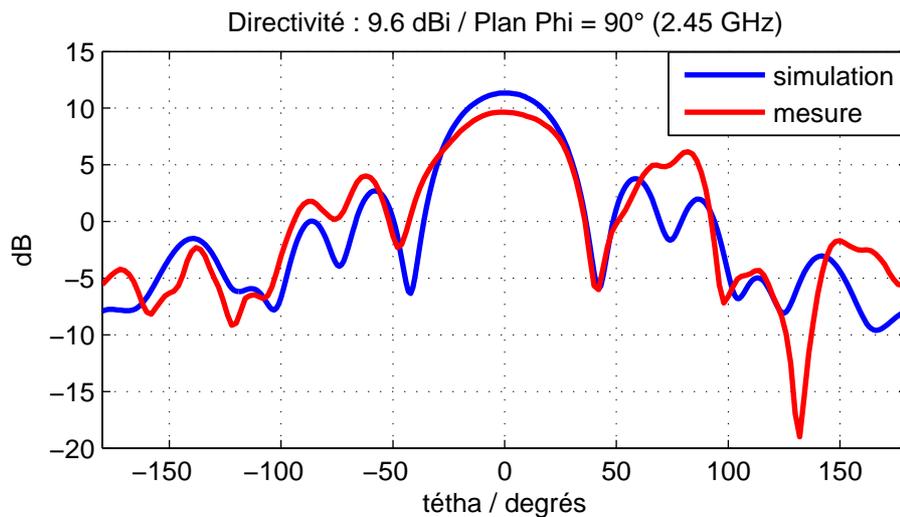


Figure IV-20 : Comparaison des diagrammes des directivités mesurée et simulée pour le plan $\phi=90^\circ$

Les diagrammes mesurés sont relativement différents des diagrammes calculés par la simulation numérique. On constate un lobe parasite dans la direction 75° pour le plan $\phi=0^\circ$. Cette remontée de lobe secondaire se traduit par une chute de **1.6dB** de la directivité du lobe principal qui atteint **9.7dB**. On remarque également que le lobe principal est asymétrique.

La mesure du gain fréquentiel est comparée à la simulation sur la Figure IV-21. Le gain réalisé mesuré n'atteint que **6.7dB** pour la fréquence 2.45GHz. En revanche les deux courbes se rejoignent à 2.35GHz.

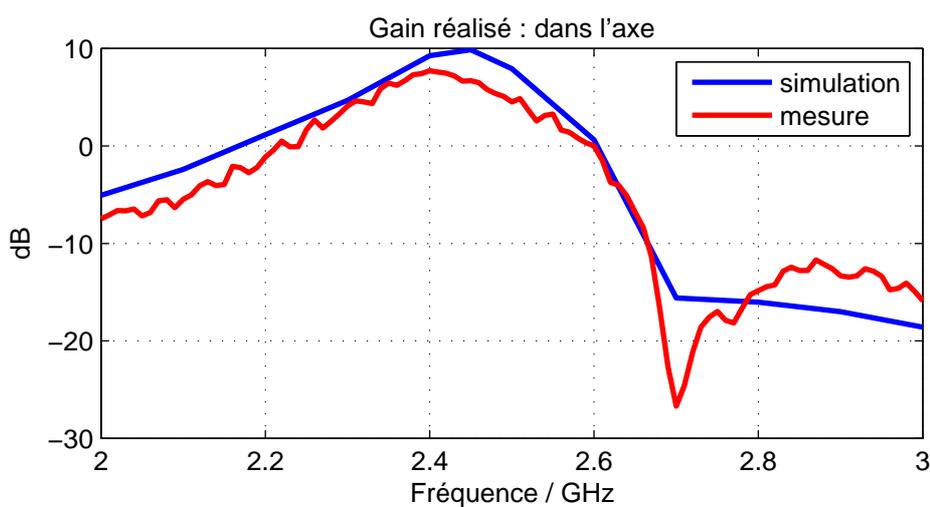


Figure IV-21 : Comparaison des gains mesuré et simulé

Le prototype réalisé à Xlim n'a pas les performances promises par la simulation. L'adaptation est correcte mais le diagramme de rayonnement mesuré a révélé des lobes parasites qui font chuter le gain. De plus la différence entre le gain et la directivité vaut 3dB. L'efficacité de l'antenne n'est donc pas remarquable.

Nous remettons en cause le procédé de réalisation de l'antenne. Le paragraphe suivant s'intéresse à tester un mode de réalisation industriel avec des outillages performants.

III.2 Réalisation du second prototype d'antenne à 15 brins

L'objectif de ce second prototype est d'évaluer l'apport des techniques de productions industrielles. Les composants CMS seront soudés à la machine.

III.2.1 Implantation de l'antenne sur le substrat multicouche

Dans le contexte de cette thèse nous avons été amenés à collaborer avec la société *SOREC* qui produit des cartes électroniques. Nous avons donc développé notre antenne sur un substrat FR4 multicouche utilisé par *SOREC*. Les détails de la structure de ce substrat sont schématisés sur la Figure IV-22. Le substrat est composé de 3 couches de diélectrique et de 4 niveaux de métallisations de 35 μ m. La tangente de pertes du diélectrique est $\text{tg}\delta=0.025$ et sa permittivité est $\epsilon_r=4.4$. Ce type de substrat est souvent utilisé par les industriels, il permet de maximiser l'intégration des fonctions électroniques sur une même carte PCB de dimensions réduites.

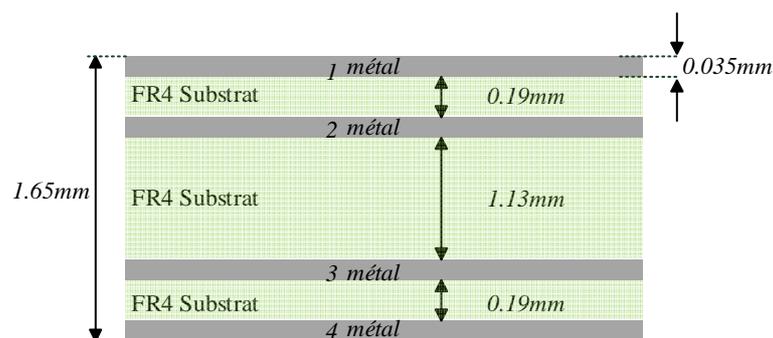


Figure IV-22 : Coupe transverse du substrat utilisé

Nous avons re-simulé la structure générique avec les 15 ports numériques en tenant compte des caractéristiques du substrat. La procédure de synthèse pour déterminer les charges

Chapitre IV-Intégration de composants discrets au sein d'une structure rayonnante

réactives qui optimiseront la fonction rayonnement est appliquée de la même façon que dans l'exemple précédent.

L'accès à 4 niveaux de métallisation nous a permis d'opter pour un dispositif d'adaptation plus intégré.

La Figure IV-23 montre comment ont été utilisées 3 couches de métallisation. L'élément actif est alimenté par une ligne bifilaire plus faible impédance qu'une ligne à fente (utilisée dans la première version). Ainsi, un des brins du dipôle actif est imprimé sur la couche supérieure et connecté à la ligne coplanaire, alors que le second brin se trouve enfoui, imprimé sur la deuxième couche métallique et connecté au plan de masse. Les directeurs sont tous imprimés sur la couche supérieure et les deux réflecteurs, au dos du PCB sur la 4^{ème} et dernière couche de métal. Seule la 3^{ème} couche de métal n'est pas utilisée.

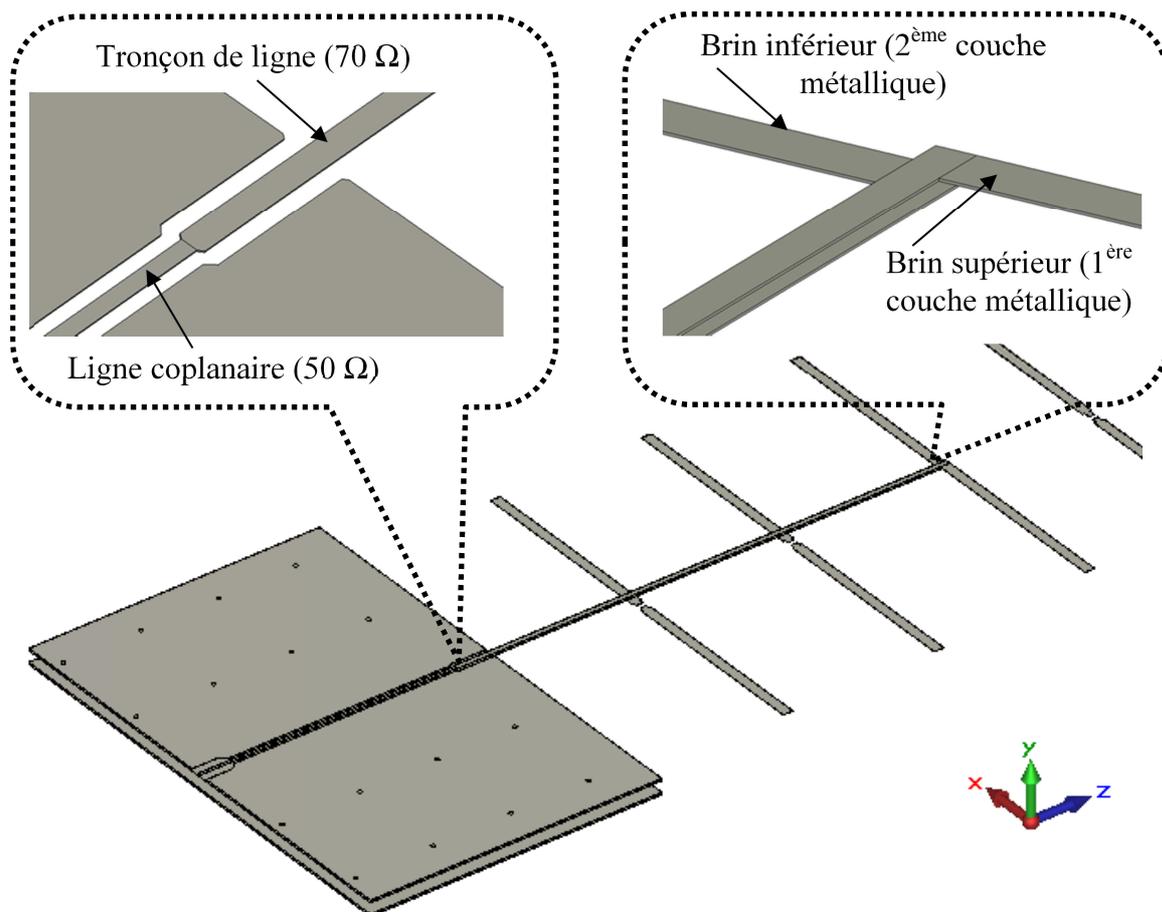


Figure IV-23 : L'antenne utilise 3 niveaux de métallisation - L'adaptation d'impédance est faite par un tronçon de ligne coplanaire d'impédance Z_c intercalé entre la ligne micro-ruban et la ligne coplanaire 50Ω

III.2.2 Adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne

Pour réaliser l'adaptation nous ajoutons en série avec l'antenne, un tronçon de ligne dont nous allons optimiser et la longueur [117].

Si Z_{load} représente l'impédance de charge présentée par l'antenne à l'extrémité de la ligne microruban, et si Z_e est l'impédance d'adaptation, il est possible d'adapter l'antenne en intercalant un tronçon de ligne supplémentaire d'impédance caractéristique Z_c et de longueur électrique $\beta*L$.

Il suffit de déterminer $\beta*L$ et Z_c qui satisferont la relation suivante :

$$Z_e = Z_c \frac{Z_{load} + j*Z_c *tg(\beta L)}{Z_c + j*Z_{load} *tg(\beta L)}$$

Dans notre cas, Z_{load} est égale à $(30 + j*0.5)$ et Z_e est égale à 50Ω (impédance de la ligne coplanaire).

Sur la Figure IV-24 nous présentons l'évolution de l'adaptation (S_{11}) en fonction de l'impédance caractéristique Z_c et de la longueur électrique βL du tronçon de ligne additionnel.

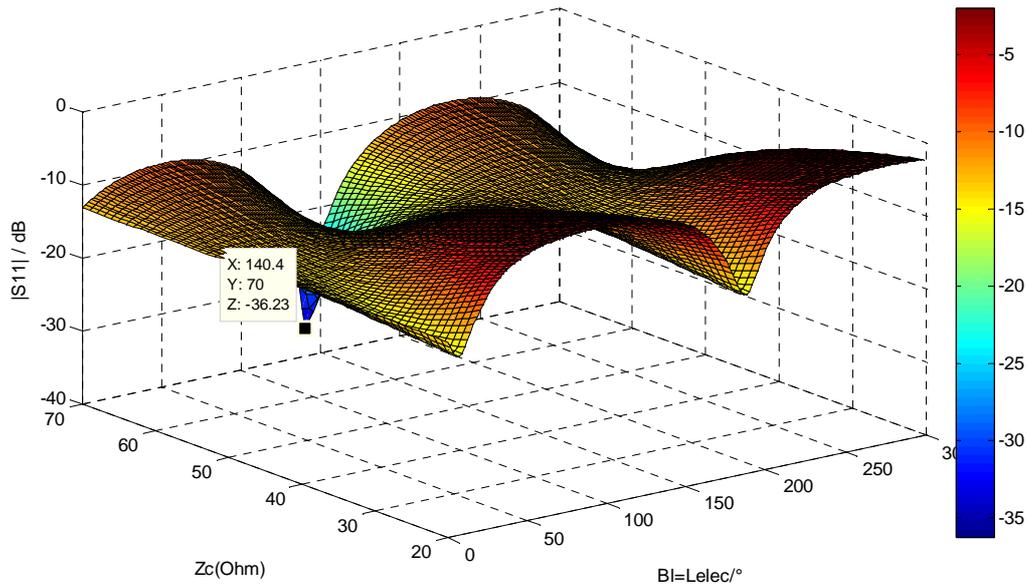


Figure IV-24 : Adaptation d'impédance avec un tronçon de ligne

La meilleure solution est obtenue lorsque la longueur électrique βL est égale à 140° avec un tronçon de ligne micro-ruban d'impédance Z_c égale à 70Ω . Le coefficient de réflexion S_{11} alors attendu devrait être inférieur à -30 dB. La confirmation, par une simulation électromagnétique ainsi que par la mesure de ce résultat sera présentée dans le paragraphe suivant.

III.2.3 Optimisation et caractérisation du prototype expérimental

Les charges réactives permettant l'optimisation de la fonction rayonnement ont été définies par le programme de synthèse comme pour le prototype précédent. Les charges soudées sur le PCB par SOREC sont répertoriées dans le Tableau IV-3.

antennes_15_éléments				
type de charge	fabricant	valeur	référence fabricant	référence radiosparcs fournisseur
L1 Inductance	Coilcraft	3.3 nH	0402HP-3N3XGL	
L2 Inductance	Coilcraft	3.9 nH	0402HP-3N9XGL	
C1 Condensateur	AVX	0.8 pF		04023J0R8ABSTR
C2 Condensateur	AVX	0.7 pF		04023J0R7ABSTR
C3 Condensateur	AVX	0.6 pF		04023J0R6ABSTR
C4 Condensateur	AVX	0.6 pF		04023J0R6ABSTR

C5	Condensateur	AVX	0.4 pF		04023J0R4ABSTR
C6	Condensateur	AVX	0.5 pF		04023J0R5ABSTR
C7	Condensateur	AVX	0.5 pF		04023J0R5ABSTR
C8	Condensateur	AVX	0.4 pF		04023J0R4ABSTR
C9	Condensateur	AVX	0.5 pF		04023J0R5ABSTR
C10	Condensateur	AVX	0.8 pF		04023J0R8ABSTR
C11	Condensateur	AVX	0.6 pF		04023J0R7ABSTR
C12	Condensateur	AVX	0.9 pF		04023J0R9ABSTR

Tableau IV-3: Références des composants CMS soudés sur l'antenne



Figure IV-25 : L'antenne à 15 éléments réalisée sur le substrat à 4 couches est mesurée dans la base de mesure d'antennes d'Xlim

Le S11 est mesuré et comparé à la simulation sur la Figure IV-26. L'antenne mesurée est adaptée (à -10dB) **entre 2.32GHz et 2.6GHz** avec un optimum à 2.44GHz. Le S11 de l'antenne simulée est inférieur à -10dB pour les fréquences comprises **entre 2.36GHz et 2.6GHz** (avec un optimum à 2.45GHz). On constate que la mesure et la simulation sont en bon accord.

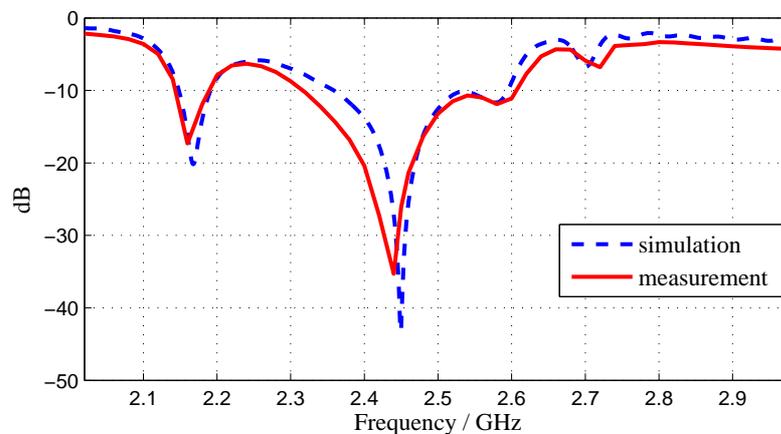


Figure IV-26 : Comparaison des S11 mesuré et simulé pour l'antenne fabriquée par la société SOREC

Nous portons sur les Figure IV-27 et Figure IV-28 les diagrammes de gains réalisés mesurés et simulés représentés pour les plans $\phi=0^\circ$ (plan E) et $\phi=90^\circ$ (plan H).

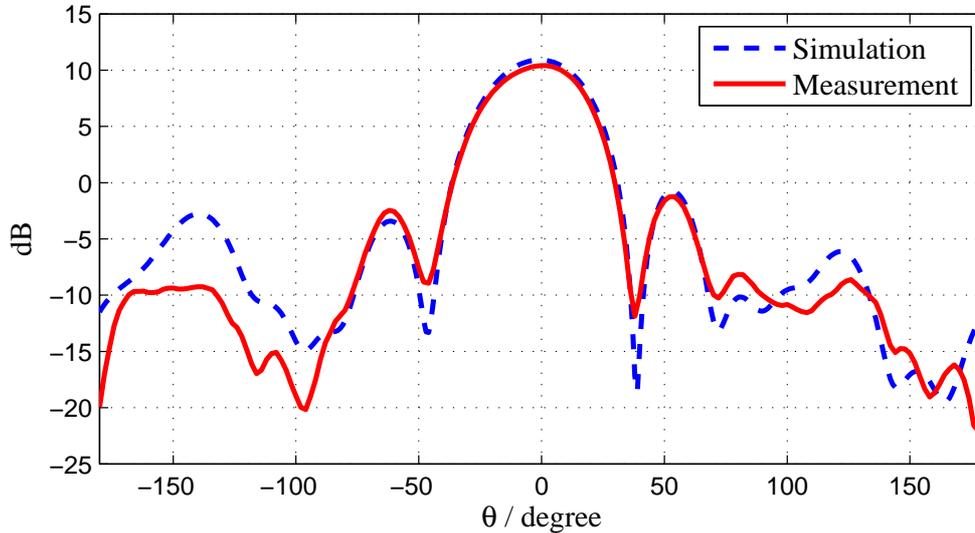


Figure IV-27 : Diagrammes des gains réalisés - Comparaison mesure simulation pour le plan E ($\phi=0^\circ$)

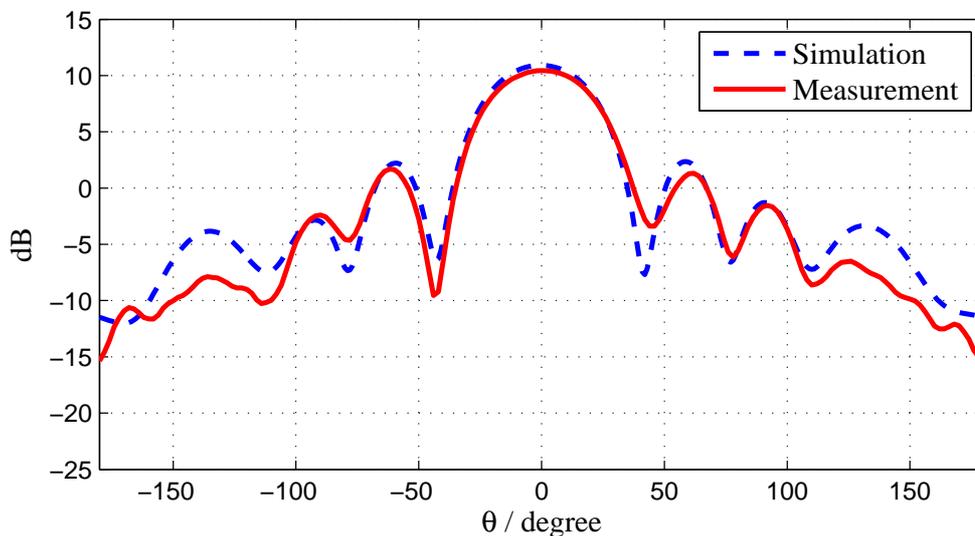


Figure IV-28 : Diagrammes des gains réalisés - Comparaison mesure simulation pour le plan H ($\phi=90^\circ$)

Sur ces derniers tracés, on constate que les diagrammes des gains simulés et mesurés sont parfaitement semblables, autant sur les niveaux que sur la forme et la position des lobes. Le niveau du gain réalisé simulé est **10.91dB** alors que le gain mesuré a été estimé à **10.41dB**.

L'écart observé entre la mesure et la simulation est donc de 0.5dB. La **directivité mesurée est 12dB**. Cette antenne affiche donc une **efficacité de -1.6dB (70%)**.

La Figure IV-29 montre l'évolution fréquentielle du gain réalisé mesuré et simulé. Les deux courbes, expérimentale et simulation, sont parfaitement confondues entre 2.2GHz et 2.75GHz.

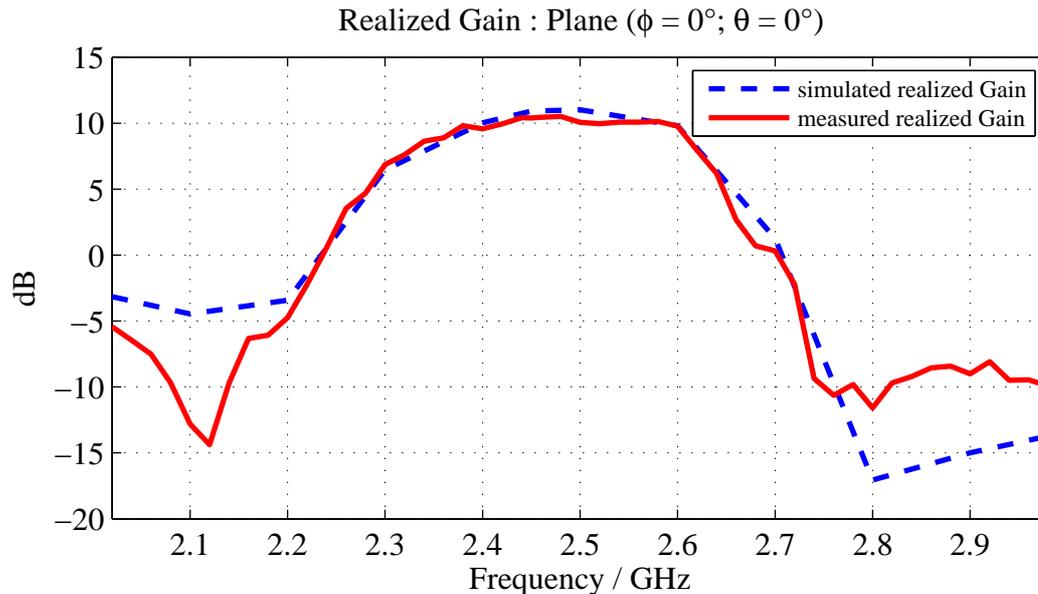
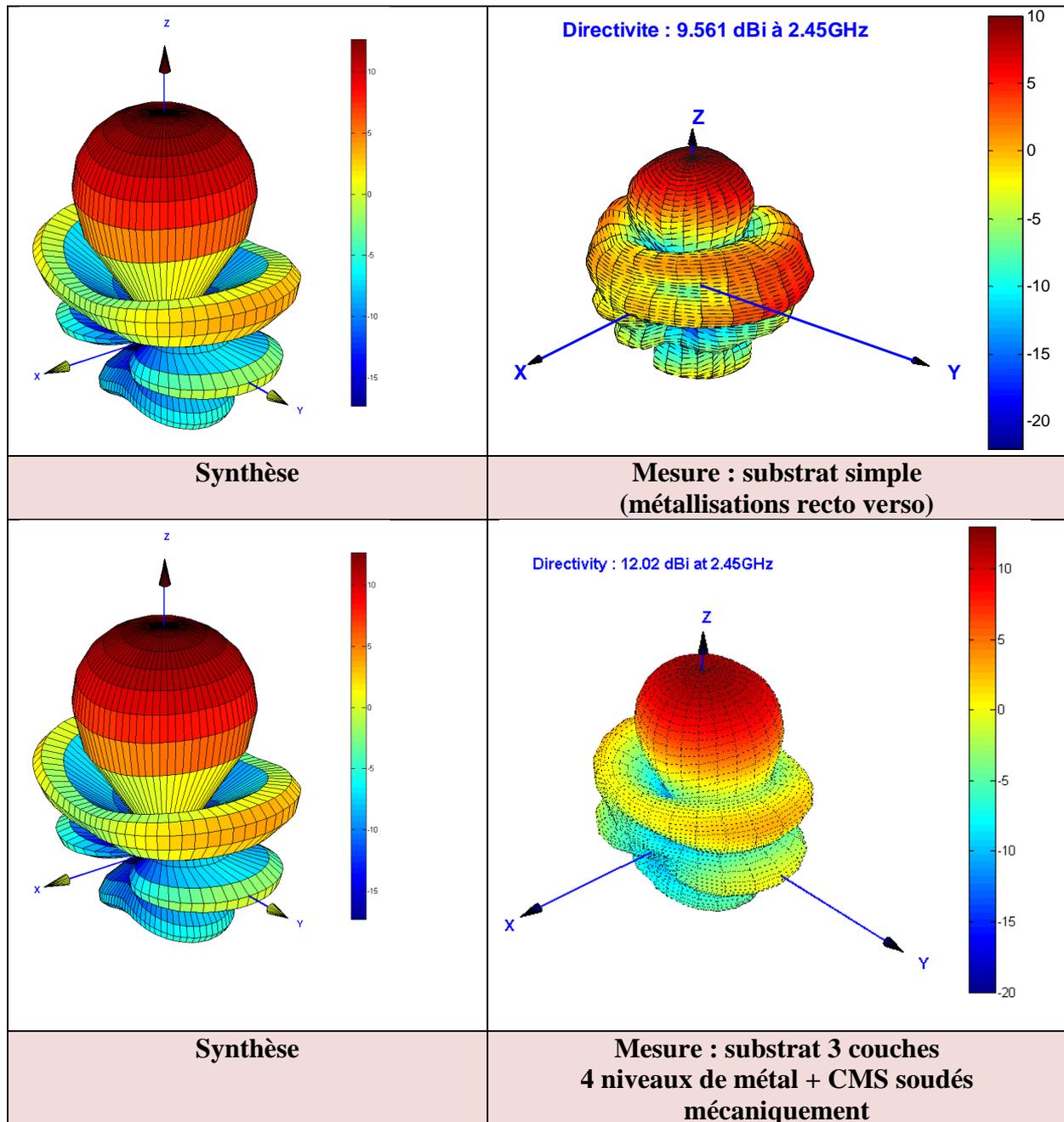


Figure IV-29 : Comparaison des gains réalisés mesuré et simulé pour l'antenne fabriquée par l'industriel

Au regard du succès de cette validation, on conclut que les caractéristiques du substrat ont été parfaitement déterminées, les techniques de fabrication sont bien maîtrisées, les modèles comportementaux des boîtiers CMS fournis par les constructeurs sont fiables et les simulations sont précises.

Pour terminer cette partie nous proposons une comparaison des diagrammes 3D concernant les **deux prototypes étudiés**. Les diagrammes mesurés sont visualisés sur 4π stéradian et comparés au diagramme objectif défini par le programme de synthèse.



IV Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons testé un mode d'optimisation direct qui consiste à insérer des distributions de boitiers CMS au sein de l'antenne pour optimiser des fonctions rayonnement. Cette étude avait pour ambition de montrer qu'il est possible de définir un

Chapitre IV-Intégration de composants discrets au sein d'une structure rayonnante

mode de conception générique rapide, efficace, fiable et bas coût, donc adapté à des développements industriels pour réaliser des antennes à éléments parasites.

Une première étude a consisté à reproduire les performances d'une antenne optimisée dans le Chapitre II en remplaçant une phase d'optimisation des formes géométriques par trois fonctions électriques localisées encapsulées dans des boîtiers CMS.

Pour confirmer le succès du constat précédent nous avons proposé de complexifier le défi en imaginant une architecture d'antenne à 15 éléments parasites. Deux antennes ont été conçues et ont permis de mettre en évidence l'importance de la maîtrise des procédés de fabrication et notamment le report des composants CMS sur l'antenne. Le prototype réalisé par l'industriel SOREC a fourni des performances en total accord avec les prévisions de notre outil de synthèse et avec les simulations « full wave » conduites avec le simulateur électromagnétique CST MicroWave Studio. Les constructeurs de composants discrets offrent les bibliothèques des paramètres S mesurés de leurs composants. L'utilisation de ces bibliothèques associée à notre mode de conception générique permet de prédire avec une très bonne précision les performances des antennes.

L'antenne 15 éléments affiche une efficacité de 70% (mesurée) malgré les pertes ohmiques des boîtiers introduits dans la structure même de l'antenne.

Ce chapitre propose donc une voie originale pour mener une optimisation rapide et pratique d'antennes à éléments parasites imprimées sur substrat.

Chapitre V. Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

I Introduction

Ce dernier chapitre illustre des cas d'applications concrètes de la méthodologie de synthèse des AEP³ présentée dans le Chapitre II. Nous avons vu dans les Chapitre III et Chapitre IV quelques exemples d'AEP dont les performances ont été validées à travers les résultats de mesure des prototypes fabriqués. Ces résultats des mesures ont donné satisfaction et nous permettent d'aborder dans ce chapitre l'intégration de ces designs génériques dans le projet collaboratif Remote Wake Up (RWU), visant à réduire la consommation d'énergie électrique des appareils électroniques en veille. Ce projet a constitué le support applicatif du développement des architectures d'AEP décrites dans ce manuscrit et a permis de fixer un certain nombre d'exigence qui ont demandé des développements particuliers pour les antennes. A titre d'exemple, on peut notamment citer l'intégration de composants électroniques CMS directement sur les éléments rayonnants de l'antenne, dans le but d'apporter généricité et réduction des coûts de production. Nous verrons dans la suite du chapitre comment cette architecture a été exploitée, à la fois pour le système d'émission et de réception.

Ce chapitre sera décomposé de la manière suivante :

Tout d'abord, nous détaillerons le projet RWU, avec son contexte et ses enjeux en ce qui concerne la réduction de la consommation de l'énergie électrique des appareils électriques/électroniques en mode veille. L'approche visée pour remédier à ce problème consiste à disposer d'une chaîne de transmission d'énergie électromagnétique (EM) sans fil et d'un circuit de conversion RF/DC associé à un circuit de commutation spécifique. Ces différents points seront décrits en donnant les verrous conceptuels et technologiques de chaque maillon. Un éventail d'application sera présenté, et deux scénarii seront définis pour la suite de l'étude.

³ AEP : Antennes à Eléments Parasites

Ensuite, nous présentons l'intégration des AEP dans les modules de transmission et de réception d'énergie sans fil permettant la validation du concept RWU. Pour cela, nous distinguerons les deux scénarios d'applications définis auparavant et qui nous permettront, d'une part, de montrer la généralité de l'architecture d'AEP retenue, et d'autre part, de nous attarder sur un concept de récepteur multicapteurs associant plusieurs circuits de rectification pour assurer une couverture optimale dans le cadre d'une application tertiaire. Les avantages et les contraintes de ce dernier concept seront également exposés. A l'issue de ces étapes de conception, des bilans de liaisons expérimentaux seront présentés et discutés.

II Présentation du projet Remote Wake UP (RWU)

II.1 Contexte et enjeux

Le projet RWU s'attache au développement d'un dispositif permettant de diminuer fortement la consommation d'équipements électriques et électroniques lorsqu'ils sont en veille. Afin de justifier cet applicatif, il convient de donner quelques chiffres sur les consommations d'énergie d'appareils que nous utilisons au quotidien.

Dans les 15 dernières années, la consommation de l'énergie électrique des équipements électriques et électroniques (domotiques plus particulièrement) n'a cessé d'augmenter. Guidée par la forte croissance du nombre d'appareils électriques par foyer, de nombreux projets et études ont été menés au niveau européen. Les données issues d'un de ces projets, Selina⁴ [118], montrent qu'entre 1999 et 2004, la consommation en veille des équipements a augmentée de 10.8 % dans le secteur résidentiel et de 15.6 % dans le secteur tertiaire, à l'échelle de l'Europe [119]. Calculée sur une année, la consommation en veille d'un seul équipement peut atteindre des dizaines de kWh [119]. De plus, en se référant au rapport présenté dans [120], il s'avère qu'à cause de l'augmentation du nombre d'appareils et des fonctionnalités de ces derniers, la consommation en veille augmente plus rapidement que les autres modes de fonctionnement.

⁴ Selina : Standby and Off-Mode Energy Losses In New Appliances

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

En effet, lorsqu'un appareil électrique est en veille, il n'est par définition pas complètement endormi. Le circuit électronique correspondant à ce mode de fonctionnement reste en permanence à l'écoute (scrute) de son environnement, à la recherche d'une trame de données (émise en infrarouge ou en radio-fréquences) qui lui est destiné, de façon à réactiver son mode de fonctionnement normal. Ce circuit consomme donc de l'énergie électrique tout au long des périodes de veilles qui sont généralement beaucoup plus longues que les périodes de fonctionnement normal, ce qui fait que même si ce circuit consomme peu d'énergie (100mW à 3W) à l'instant t , la quantité d'énergie consommée devient très vite importante lorsqu'elle est intégrée sur ces longues périodes d'inactivités.

A titre d'exemple, en 2007, la consommation en veille des appareils domotiques dans l'Union Européen (EU-27) s'est élevée à 43 TWh, ce qui représente 5.4 % de la consommation totale du secteur résidentiel [121]. D'après le projet REMODECE⁵, une étude faite sur 1300 foyers dans l'Union Européen a montré que la consommation d'électricité en veille est de 30 W par foyer, ce qui correspond à une consommation annuelle de 169 KWh et 6.3 % de la consommation totale sur un an. Des exemples de consommation en fonction des pays de l'Union Européen sont donnés dans [122]. Une décomposition par équipement de la consommation moyenne de l'énergie électrique en mode veille en Europe est donnée sur la Figure V-1.

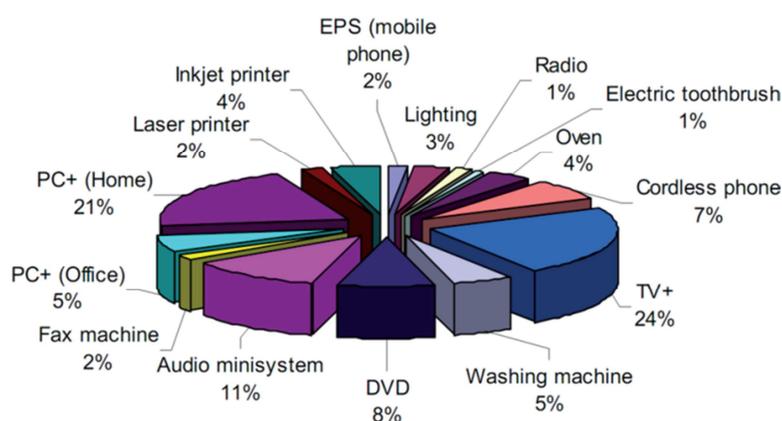


Figure V-1 : Consommation de l'énergie électrique en mode de veille en Europe (en 2005) [123]

⁵ Residential Monitoring to Decrease Energy Use and Carbon Emissions in Europe

En faisant une projection, l'étude faite durant le projet Selina a montré qu'en 2030, la part de l'énergie consommée pendant le mode de fonctionnement en question s'élèvera à environ 15 % de la consommation totale d'électricité [118].

Dans le cadre du développement durable et de la réduction de la consommation d'énergie et des émissions du CO₂ (9.4 millions de tonnes actuellement liées au mode veille), une directive de la Commission Européenne (Directive 2005/32/EC), sur les règles d'Eco-Design, a été créée en 2005 et révisée en 2009, obligeant les fabricants des appareils électriques/électroniques télécommandés à réduire la consommation d'électricité en mode veille. Les objectifs attendus par cette directive en 2010 sont de 1W de consommation maximale en veille pour les appareils avec une simple fonction de réactivation du système et de 2W en ce qui concerne les appareils avec une fonction d'affichage. Pour l'année 2013, une évolution de cette directive vise 0.5W et 1W, respectivement pour les deux modes cités.

Pour répondre à ces exigences de diminution de la consommation d'énergie électrique, diverses solutions ont été proposées pour les appareils commandés à distance. Un exemple commun est la veille des téléviseurs LED, LCD ou plasma qui nous entourent. La majorité d'entre eux ne disposent d'aucun interrupteur de mise hors tension complète. Dans ce secteur, des solutions ont déjà été investiguées, notamment par Grundig. L'une d'elles consiste à mettre l'appareil complètement hors tension lorsqu'il est en mode veille et l'autre consiste à séparer l'alimentation du module de veille de l'alimentation du système (secteur, infrastructure) et de l'alimenter uniquement grâce à une batterie [124]. Ces deux solutions présentent des inconvénients tels que dans la première, on perd la possibilité de rallumer l'appareil à distance quand on le souhaite et, pour ce qui est de la deuxième solution, le circuit de veille consomme toujours (pile). Au niveau des dispositifs non rattachés à un récepteur, il existe notamment des systèmes avec des blocs de prises maîtres-esclaves, qui peuvent trouver leur intérêt dans des installations multimédia. Sur ces dispositifs, toutes les prises esclaves sont coupées lorsque la prise maître, sur laquelle est branchée un ordinateur par exemple, atteint une consommation en dessous d'un certain seuil. Cependant, un tel dispositif ne peut être décliné à des produits domotiques qui ont une consommation en veille non négligeable (automatisme de portail, commande de volets roulants, etc.). Il n'y a donc pas actuellement de solutions assez polyvalentes et ergonomiques pour être généralisées.

C'est donc dans ce cadre-là que se situe le projet RWU regroupant des partenaires industriels et aussi du monde de la recherche (laboratoires), pour proposer une solution technique innovante. Elle est détaillée ci-dessous.

II.2 Description du dispositif RWU

Le projet RWU est un projet FUI⁶ collaboratif qui a pour finalité de proposer une solution plus générique et polyvalente que celles mentionnées auparavant, et ayant des objectifs de réduction de consommation du mode veille allant bien au-delà des directives européennes « Eco-Design » actuelles. De façon à proposer une rupture technologique, l'objectif de consommation en veille est fixé à 1 mW au lieu des 1W de la directive existant en 2010, au début du projet. En atteignant ce facteur 1000, le projet RWU permettrait à la fois de proposer une innovation et un facteur d'échelle suffisamment grand pour amener le dispositif à maturité sans qu'il soit devenu obsolète pour le marché. Le système développé dans le cadre du projet est schématisé sur la Figure V-2. Dans le reste du manuscrit, nous utiliserons le terme de « dispositif RWU » pour évoquer le système développé dans le cadre du projet.

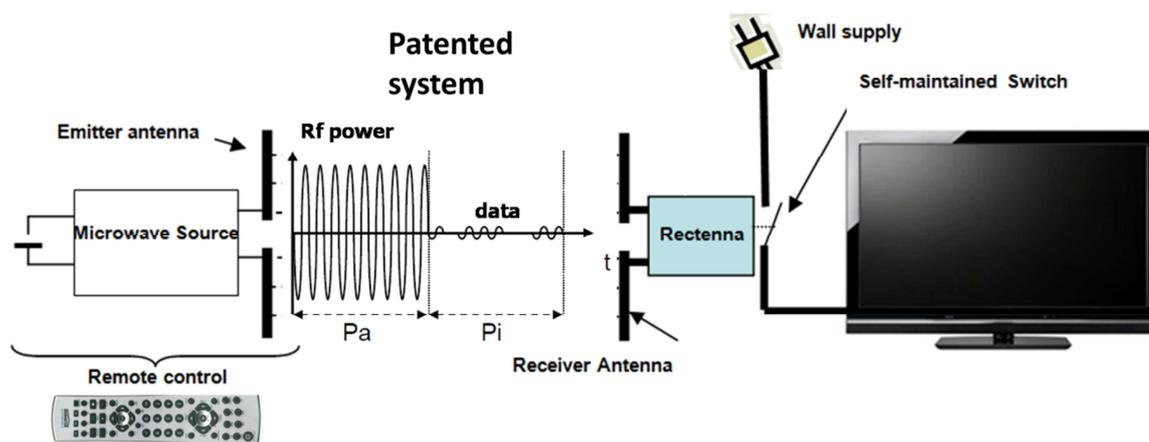


Figure V-2 : Concept de réveil à distance du projet RWU

La solution RWU consiste à développer une chaîne d'émission – réception complète pour minimiser la consommation en veille d'un équipement en attachant une attention

⁶ FUI : Fonds Unique Interministériel. Permet le financement et le soutien de projets de R&D collaboratifs, labellisés par des pôles de compétitivités (pôles Elopsys et S2E2 dans le cas présent), et ayant pour objectif des développements à court ou moyen terme.

particulière aux modes de fonctionnement et aux usages d'utilisation de l'émetteur et du récepteur. Le principe repose sur l'émission d'un signal de « réveil » à 2.45 GHz, qui est capté et converti en une tension continue par une structure de rectification dans le récepteur. Cette tension est ensuite utilisée pour commuter l'équipement sur sa source d'énergie principale. Nous résumons ci-dessous le principe de fonctionnement de l'émetteur et du récepteur.

II.2.1 Principe de fonctionnement de l'émetteur

L'émetteur a un double objectif. Il doit en premier lieu permettre la transmission d'un signal de « réveil ». Ce dernier, représenté sur la Figure V-3, est constitué de l'énergie électromagnétique et d'une trame d'identification, toutes les deux transmises à la fréquence de 2.45 GHz, via une antenne optimisée. L'identifiant est transmis par une modulation basique en tout ou rien (On Off Keying). Une fois le récepteur « réveillé », l'émetteur doit aussi permettre d'acheminer des données, par voie RF ou IR, ce qui correspond à son rôle initial. Il faut noter que ces trames de données sont transmises avec un niveau moindre que l'énergie. En effet, celles-ci ne seront transmises qu'une fois le récepteur en mode de fonctionnement normal, il n'y a donc pas de contraintes particulières ici par rapport à l'existant. La spécificité se situe au niveau de la transmission de l'énergie.

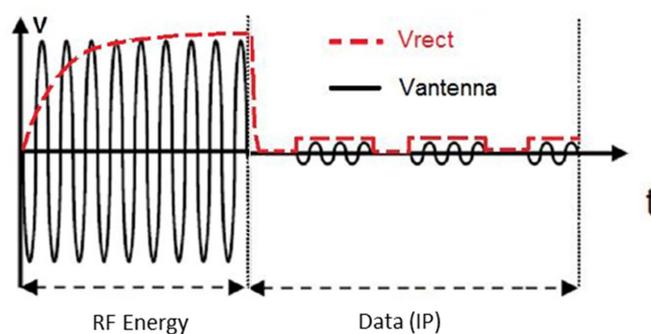


Figure V-3 : Représentation du signal de réveil transmis par l'émetteur (noir) et de son allure en sortie de la rectenna (rouge)

Pour atteindre des niveaux d'énergie compatibles des applications souhaitées, le transceiver à 2.45 GHz, dont le niveau de sortie est réglable et peut atteindre au maximum 0 dBm, est suivi d'un amplificateur 30 dB. De façon à respecter le cadre de la norme ISM et de façon à offrir une autonomie sur piles satisfaisante pour l'émetteur (c'est-à-dire 2 ans

minimum en se basant sur 10 réveils par jour), le temps d'émission associé à ce niveau d'énergie est de l'ordre de 100 ms.

L'ensemble de l'émetteur doit pouvoir s'intégrer à un boîtier semblable à une télécommande de façon à ne pas modifier les usages par rapport à l'existant.

II.2.2 Principe de fonctionnement du récepteur

Du côté du récepteur, l'énergie électromagnétique est collectée par une antenne suivie d'une structure de conversion RF/DC. Cet ensemble est communément appelé « rectenna », contraction de « rectifier » et « antenna ». La tension continue issue du dispositif sert ensuite à piloter un étage de commutation évolué. Ce dernier est un auto-maintient, basé sur un brevet de la société Legrand [125], leader partenaire du projet RWU. En considérant l'exemple de la Figure V-2, cet auto-maintient permet de commuter l'équipement (TV) sur la source d'énergie principale (secteur 220 V), à condition que le signal d'identification envoyé par l'émetteur soit reconnu par le récepteur.

Le schéma de la Figure V-4 permet de détailler le principe de fonctionnement du récepteur, et de comprendre le système d'identification utilisé. Ainsi, lorsqu'une tension continue V_{rect} suffisante est présente en sortie de la rectenna, elle permet d'actionner un MOSFET basse tension, $M1$, qui va permettre d'alimenter un micro-contrôleur basse consommation, via une pile délivrant la tension $V_{battery}$. Ce micro-contrôleur va permettre l'alimentation d'un étage d'amplification par l'intermédiaire du switch $M2$. La trame d'identification contenue dans le signal de réveil va alors être amplifiée et peut être vérifiée. Si elle ne correspond pas à celle du récepteur, $M2$ est relâché et le récepteur reste endormi. Si l'identifiant est correct, l'interrupteur $M3$ est fermé par le micro-contrôleur, mettant en route le récepteur via le circuit d'auto-maintient.

La consommation du processus global de démodulation a été estimée dans le projet à $250\mu\text{W}$ pendant 10 ms, ce qui permet d'envisager une durée de vie de la pile supérieure à 10 ans en se basant sur cinq réveils par jour. Il faut également noter que cette pile pourrait être couplée à un dispositif de récupération d'énergie pour éviter son remplacement.

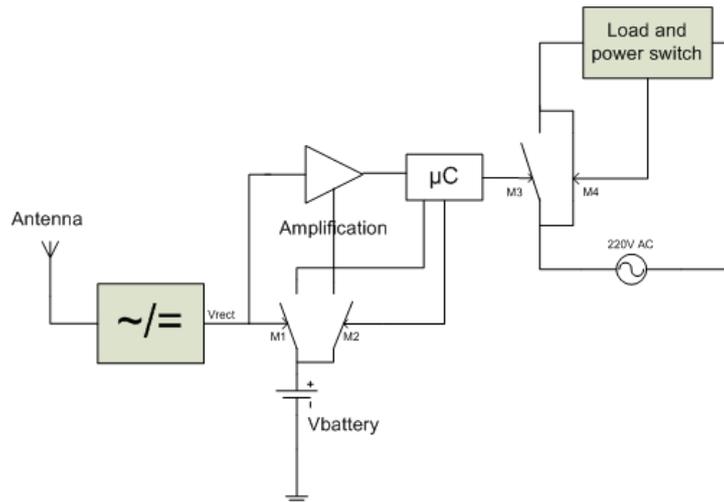


Figure V-4 : Schéma de principe du récepteur développé par le laboratoire AMPERE

Il faut également noter que lorsqu'aucun signal n'est collecté par la rectenna, le système peut être considéré comme un système à consommation quasi-nulle, les seules pertes étant dues aux fuites des MOSFETs, représentés par les interrupteurs M_i sur le schéma.

Des photographies de l'émetteur réalisé et d'un des prototypes intermédiaires du récepteur sont données sur la Figure V-5. Nous ne donnerons pas dans le manuscrit plus de détails sur la conception des parties électroniques, notre but étant ici de présenter le principe du dispositif RWU et nous allons nous focaliser sur la conception des antennes qui sont directement liées au travail de cette thèse. L'étude détaillée du récepteur avec les différentes architectures de démodulation ainsi que le schéma électrique du circuit d'auto-maintien (Self-maintained Switch⁷) sont détaillés dans la thèse de Vlad Marian [126], du laboratoire AMPERE, qui a travaillé sur la mise au point de cette partie dans le projet RWU.

⁷ Self-maintained Switch : Circuit d'auto-maintien

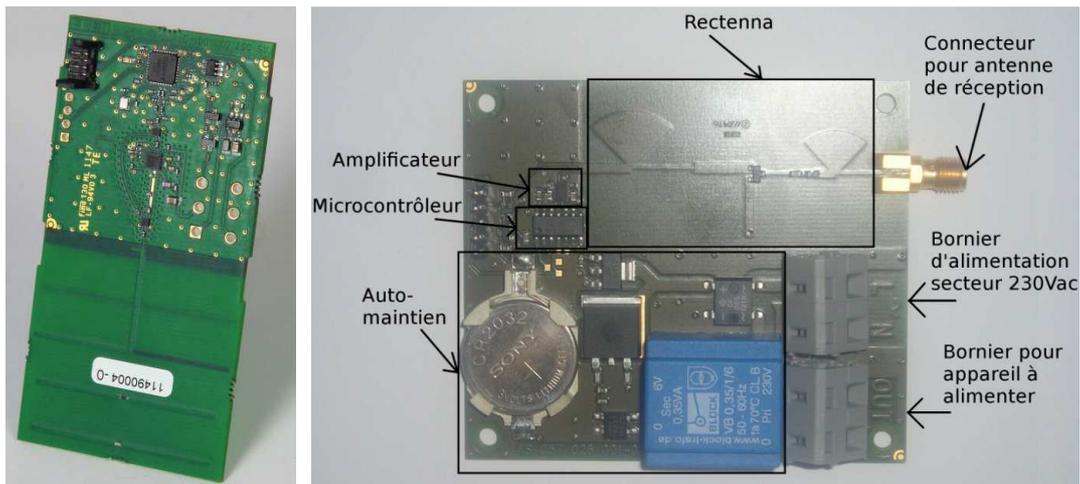


Figure V-5 : Photographie de l'émetteur final (à gauche) et du récepteur non définitif (à droite), sans son antenne

II.3 Rôle du laboratoire XLIM dans le projet et travail lié à la thèse

L'aboutissement du concept proposé dans le projet RWU repose sur les compétences d'un ensemble de partenaires, dont les rôles sont résumés dans le Tableau V-1. Plus particulièrement, le travail du département OSA du laboratoire XLIM était orienté autour de la définition, la conception et la réalisation d'architectures d'antennes maximisant les performances du système.

Un objectif prioritaire consistait à mettre au point une architecture d'antenne qui permet de maximiser les bilans de liaison en prenant en compte les contraintes d'intégration. En effet, dans cette application, le niveau de seuil du récepteur (entre -23 et -15 dBm typiquement) est dicté par le circuit de rectification. Ce niveau est largement supérieur aux dispositifs reliés en permanence à une source d'énergie, où des seuils inférieurs à -80 dBm sont aujourd'hui courants. Le bilan de liaison entre l'émetteur et le récepteur est donc plus contraint, et il n'est pas envisageable d'avoir des antennes possédant de faibles efficacités. De plus, il est nécessaire de développer une architecture d'antenne qui soit facilement adaptable à différentes tailles et formes de circuits imprimés pour pouvoir facilement décliner le dispositif RWU à tout un panel d'applications. En plus de ces contraintes vient s'ajouter l'usage obligatoire d'un substrat de type FR4 (verre époxy) pour minimiser les coûts de fabrication et permettre la réalisation de l'antenne en même temps que le reste des circuits électroniques.

C'est dans ce contexte que les concepts d'AEP développés dans les chapitres précédents peuvent être mis à profit. Ceux-ci permettent d'obtenir une assez bonne généricité, par l'utilisation de CMS, à laquelle est associée une méthode de conception maîtrisée, ce qui doit permettre de décliner les concepts à différentes tailles de PCB assez rapidement. De plus, les travaux précédents ont permis de montrer que les architectures d'AEP envisagées proposaient un bon compromis taille/efficacité.

Nous allons donc exploiter ces architectures d'AEP dans différents scénarii applicatifs, décrits dans la partie suivante.

Participants	Type	Rôle
LEGRAND	<i>Entreprise, Porteur du projet</i>	Utilisateur final, Définit les scénarii, Détient un brevet exploité dans le projet
SOREC	<i>PME</i>	Conception et intégration électronique, Réalisation de prototypes
ST Microelectronics	<i>Entreprise</i>	Opportunité d'intégration
CISTEME	<i>CRT⁸</i>	Réalisation de prototypes Tests de compatibilités
AMPERE	<i>Laboratoire</i>	Définition et conception de l'architecture du récepteur Dimensionnement du système
XLIM	<i>Laboratoire</i>	Définition et conception des architectures d'antennes Dimensionnement du système
Université d'Orléans	<i>Université</i>	Coordination/gestion du projet

Tableau V-1 : Implications des différents partenaires du projet

II.4 Scénarii envisagés dans le projet RWU

Dans le cadre du projet RWU, plusieurs scénarii ont été proposés et étudiés, essentiellement dans un contexte de domotique (circuit de va-et-vient sans fil pour la rénovation d'installation électrique, commandes centralisées d'éclairage ou volets roulants, portail, etc...) et aussi dans un contexte automobile (intégration du dispositif RWU dans une clé ou carte d'accès au véhicule). Dans ce chapitre, nous allons nous focaliser sur les deux scénarii où les concepts d'AEP développés dans la thèse apportent un gain de performances significatif au système par rapport à des solutions d'antennes plus classiques.

⁸ CRT : Centre de Ressources Technologiques

III Scénario 1 : solution d'antenne pour la visée directe

III.1 Cahier des charges

Ce premier exemple d'application de la technologie RWU représente le cas typique d'une liaison point à point en visée directe telle qu'illustrée sur la Figure V-6. Dans tous ces cas, l'émetteur est constitué d'une télécommande qui joue le rôle d'un actionneur, dont les dimensions sont semblables pour ces différentes applications. De son côté, le récepteur devra capter le signal sur un demi-espace (TV, volets roulants) ou dans toutes les directions (boîtier intégré au plafond). En termes d'usage, la même télécommande (sur le principe d'une télécommande universelle) pourrait être utilisée pour toutes les applications domotiques.



Figure V-6 : Exemples d'applications en visée directe pouvant exploiter le dispositif RWU

Pour ce scénario, le cahier des charges du projet RWU résume les principaux critères à respecter pour l'application. A partir de ces contraintes, il devient possible de dimensionner les performances à atteindre par l'antenne d'émission.

L'antenne de réception choisie par le consortium pour l'établissement du bilan de liaison du scénario n° 1 est une antenne patch (intégration à un interrupteur ou une TV typiquement) optimisée pour fonctionner à 2.45 GHz sur un substrat de type FR4 (verre epoxy), de constante diélectrique $\epsilon_r = 4.15$ et de tangente de pertes $T_g \delta = 0.025$. Pour garantir une robustesse de fonctionnement du système complet, le récepteur doit fonctionner correctement dans un angle d'ouverture bien défini. Dans notre cas, nous avons fixé un angle d'ouverture de $\pm 30^\circ$ par rapport au diagramme de rayonnement donné sur la Figure V-7. Dans ces conditions, l'antenne de réception RWU doit recevoir assez d'énergie EM dans les limites

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

de cet angle pour réveiller le récepteur. Le gain réalisé est de 3 dB dans l'axe (direction : $\theta=0^\circ, \Phi=0^\circ$) et il atteint 1.75 dB à $\pm 30^\circ$ (G_{r30}).

Paramètre	Objectif
Encombrement (mm)	180 x 45 (dimensions boîtier)
Portée, d (m)	> 5
Seuil du récepteur, Pr (dBm)	-20
Puissance émetteur, Pe (dBm)	+27 (entrée antenne) pendant 100 ms
Fréquence de travail (GHz)	2.45

Tableau V-2 : Synthèse du cahier des charges pour le scénario

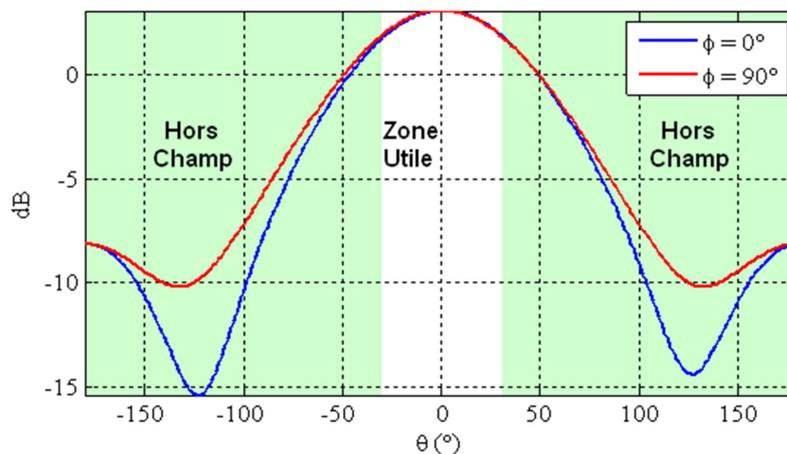


Figure V-7 : Gain réalisé en réception pour le calcul du bilan de liaison.

En se servant de la formule de FRIIS donnée ci-dessous, le gain minimum nécessaire de l'antenne d'émission, G_e , doit être d'au moins 3.5 dB. Les autres critères à respecter par l'antenne sont donnés dans le Tableau V-3. Notons que le gain réalisé maximal de l'antenne d'émission sera majoritairement contraint par l'empreinte réservée à celle-ci sur le PCB.

$$G_e \Big|_{dB} = P_r \Big|_{dBm} - P_e \Big|_{dBm} - G_r \Big|_{dB} + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) \quad \text{Équation V-1}$$

Paramètre	Objectif
Gain réalisé (dB)	≥ 3.5 dB
Dimensions (mm)	40 x 40 max
Fréquence (GHz)	2.45
Bande passante (MHz)	100
Adaptation	≤ -10 dB
Polarisation	Linéaire horizontale

Tableau V-3 : Cahier des charges de l'antenne d'émission pour le scénario 1

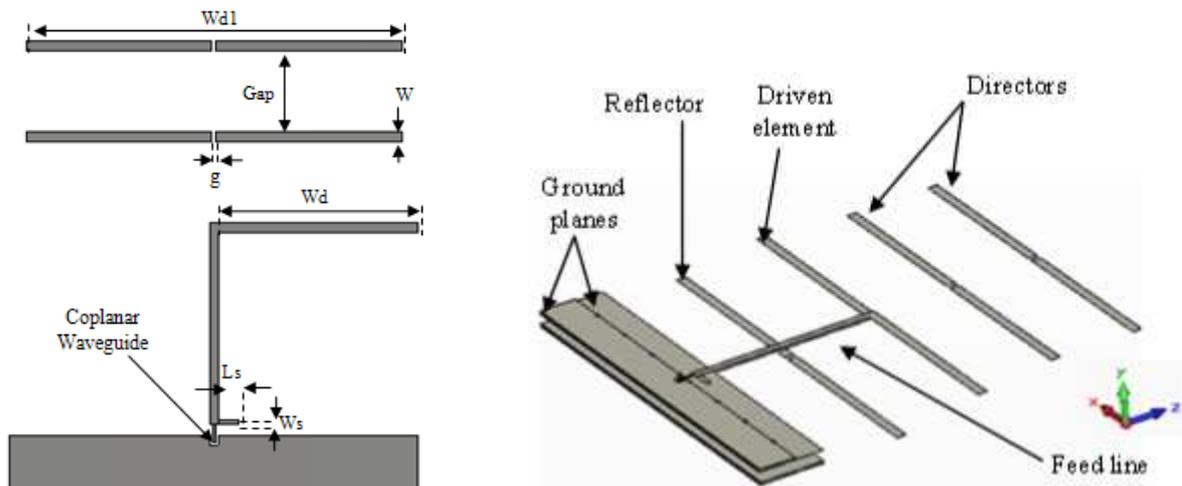
La bande passante est fixée à 100 MHz, même si en pratique l'émetteur n'aura qu'une excursion de quelques MHz autour de 2.45 GHz. Ce choix est surtout fait par rapport aux dispersions de permittivité observées sur ce type de substrat (entre 3.9 et 4.9 suivant les fabricants). La polarisation doit être linéaire horizontale par rapport aux habitudes d'utilisation de ce type de boîtier.

III.2 Développement de l'antenne d'émission

Compte tenu des exigences demandées dans le cahier des charges technique présenté dans le paragraphe précédent, une antenne directive paraît le meilleur choix pour une transmission point à point. Ce type d'antennes permettra de focaliser l'énergie vers l'avant, sans changer les habitudes d'utilisation des dispositifs à télécommandes. Pour éviter que les performances de l'antenne ne soient trop impactées par la présence des autres composants ou [127]–[129] par la présence de la main de l'utilisateur, l'épargne du PCB réservée à l'antenne est située à l'extrémité avant du boîtier, là où se situe habituellement la LED IR.

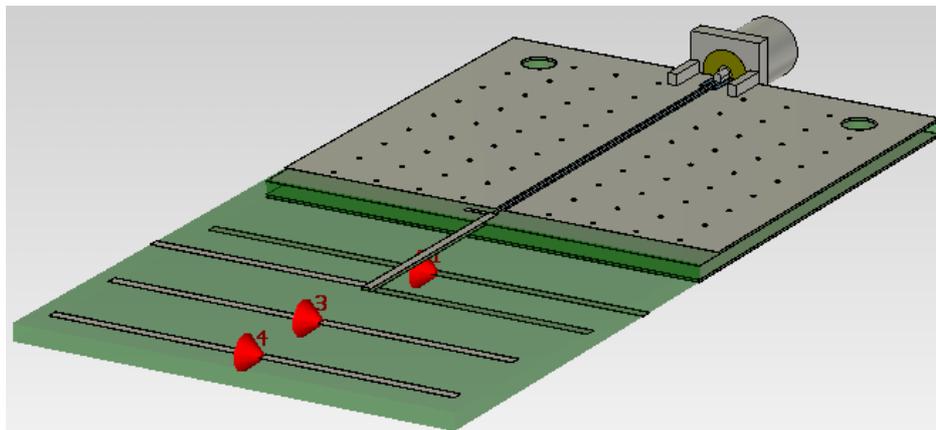
La version d'AEP développée pour ce scénario utilise le même principe que celui présenté précédemment, et est directement dérivée de l'AEP à 15 éléments validée dans le Chapitre IV. Les dimensions du boîtier Legrand utilisé pour le démonstrateur de l'émetteur sont de 180x40 mm². Cependant, il a été possible de miniaturiser l'émetteur bien en dessous de ces côtes au cours du projet. La partie PCB électronique sans l'antenne et la batterie a un encombrement de 40x40 mm². De façon à conserver un niveau de miniaturisation convenable, il a été décidé que l'empreinte réservée à l'antenne n'excéderait pas celle de l'émetteur, soit 40x40 mm² également.

A partir de la méthodologie décrite dans les chapitres précédents et du type d'antenne retenue, une solution utilisant jusqu'à 4 éléments parasites est possible dans l'empreinte allouée. Les images de la Figure V-8 montrent les différentes vues de l'antenne conçue pour ce scénario. Les dimensions des éléments de l'antenne sont données dans le *Tableau V-4*.



a) Couche supérieure (vue de dessus)

b) Vue en perspective des brins de l'antenne



c) Design complet de l'antenne émettrice

Figure V-8 : Design final de l'antenne intégrée au module d'émission RWU

L'antenne a été imprimée sur le même substrat que la version 15 éléments, à savoir un substrat multicouche dont nous rappelons l'empilement sur la Figure V-9.

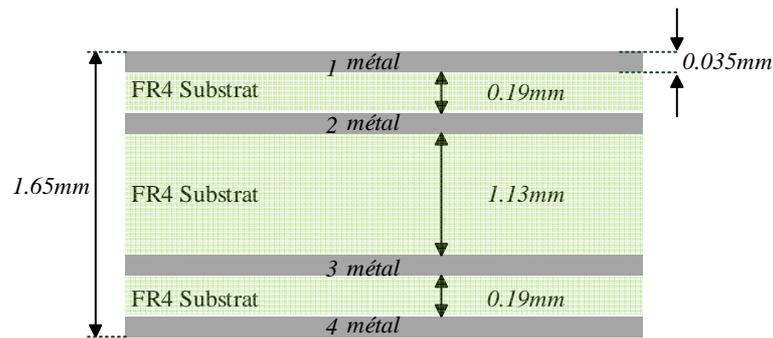


Figure V-9 : Substrat multicouches du circuit de l'émetteur

Paramètre	Valeur en (mm)
Wd	20
Wd1	36.8
W	1
Gap	9
Ls	2
Ws	0.5
g	0.5

Tableau V-4 : Dimensions de l'antenne intégrée à l'émetteur RWU

A partir de l'outil de synthèse, les valeurs des charges implantées sur la structure de l'antenne sont respectivement de 2nH pour le réflecteur et de 1.1pF et 1nH pour les 2 directeurs. L'adaptation de l'antenne est réalisée par un stub en circuit ouvert.

III.3 Réalisation et mesure des prototypes

III.3.1 Présentation des prototypes développés

Les Figure V-10 à Figure V-12 présentent les prototypes industriels fabriqués par notre collaborateur (SOREC) pour l'antenne émettrice seule sur PCB et l'antenne intégrée sur l'émetteur complet. La réalisation de l'antenne seule va permettre de mesurer les performances EM en termes d'adaptation, de gain et de diagrammes de rayonnement.

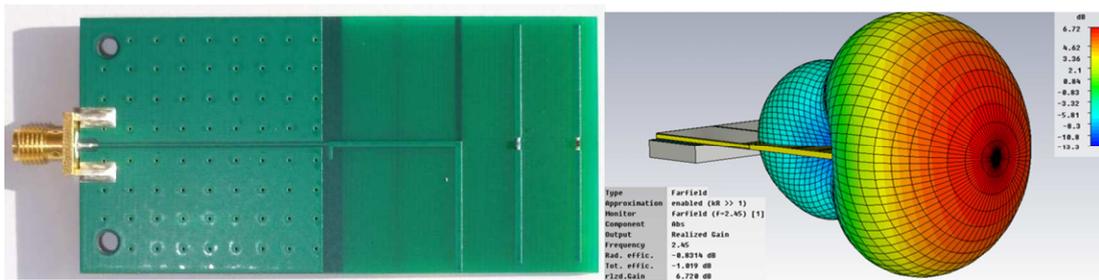


Figure V-10 : Antenne émettrice intégrée seule pour mesures et allure du diagramme 3D simulé

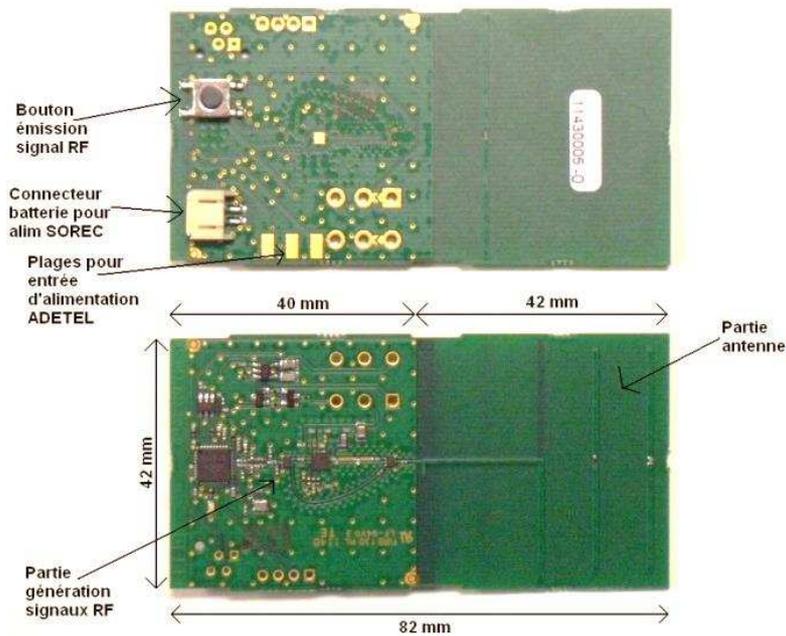


Figure V-11 : Carte émettrice finale avec antenne d'émission intégrée

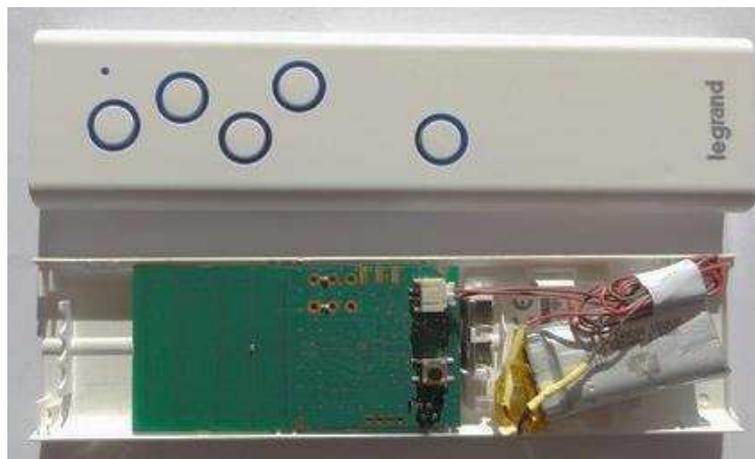


Figure V-12 : Carte émettrice intégrée dans un boîtier d'actionneur

III.3.2 Résultats de mesures : Coefficients de réflexions (S_{11}) et diagrammes de rayonnements

La comparaison des coefficients de réflexions simulés et mesurés de l'antenne d'émission sont présentés sur la *Figure V-13* alors que ceux des diagrammes de rayonnements sont présentés sur la *Figure V-14* et la *Figure V-15*. Les diagrammes de mesure présentés ici sont comparés à ceux de la simulation en prenant en compte le support de fixation.

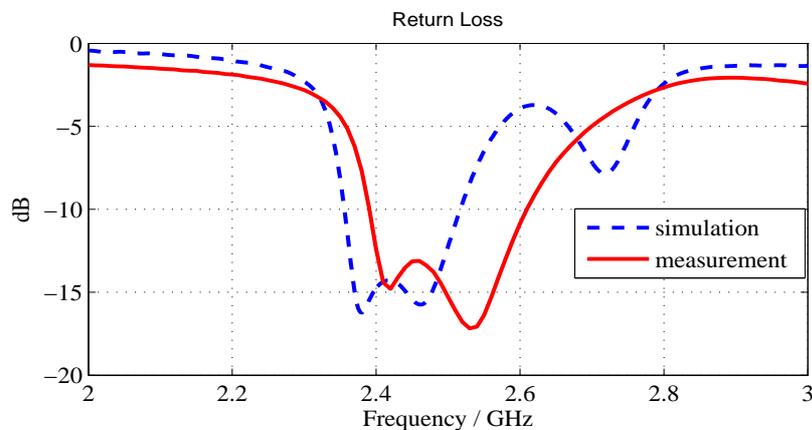


Figure V-13 : Coefficients de réflexions simulés et mesurés de l'antenne d'émission

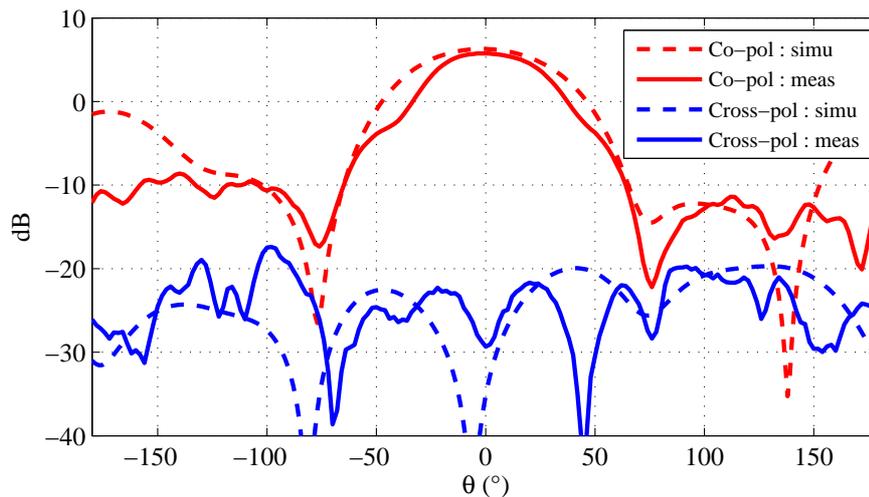


Figure V-14 : Gain réalisé de l'antenne à 2.45 GHz avec le support de fixation (plan $\phi=0^{\circ}$)

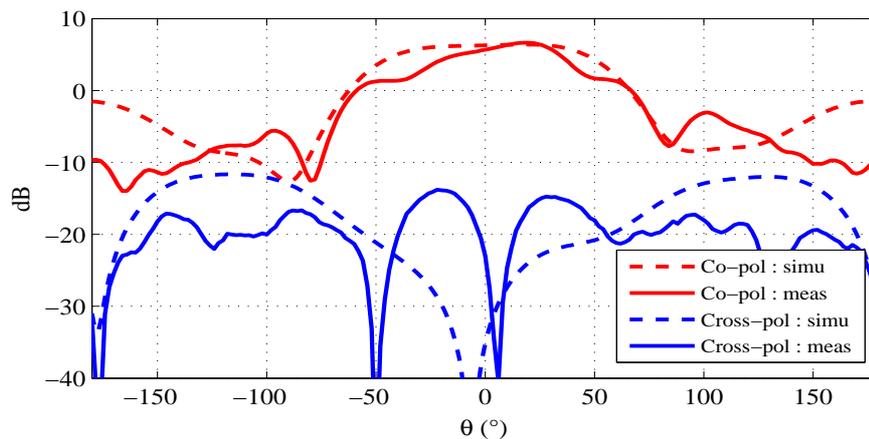


Figure V-15 : Gain réalisé de l'antenne à 2.45 GHz avec le support de fixation (plan $\phi=90^\circ$)

L'antenne mesurée possède un coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ inférieur à -10 dB sur la bande [2.4 - 2.6] GHz. Le niveau minimal autour de -15 dB est le même que celui en simulation. Cependant, un décalage fréquentiel de 20 MHz par rapport à la limite basse de la bande passante a été constaté lors de la mesure. Ceci peut s'expliquer par l'incertitude sur la valeur de la permittivité diélectrique du substrat. Cela ne remet cependant pas en cause le fonctionnement à 2.45 GHz.

Les différentes mesures effectuées sur cette version montrent que les diagrammes de rayonnement, dans la zone arrière de l'antenne, semblent être perturbés par la présence du support qui a une taille non négligeable devant l'antenne, comme le montre la Figure V-16.

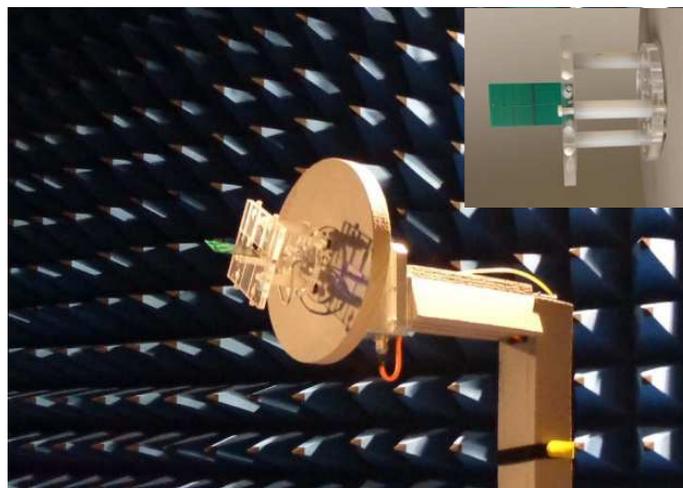


Figure V-16 : Antenne directive intégrée sous test (conditions de mesure)

Cependant, l'écart entre le gain réalisé mesuré dans l'axe (5.75 dB) et celui de la simulation (6.25 dB) n'est que de 0.5 dB. De plus, les résultats obtenus sur l'AEP à 15 éléments, plus grande, et dont le rayonnement arrière était proche entre la simulation et la mesure, corroborent cette hypothèse.

III.3.3 Bilans de liaisons expérimentaux

Durant le projet RWU, des mesures de bilans de liaisons ont été effectuées régulièrement, au fur et à mesure du développement et de l'optimisation des circuits de la chaîne d'émission-réception RF. Cependant, pour alléger le texte, nous ne présentons ici que les résultats finaux effectués avec le dernier démonstrateur. Le schéma de principe de cette manipulation est rappelé sur la Figure V-17.

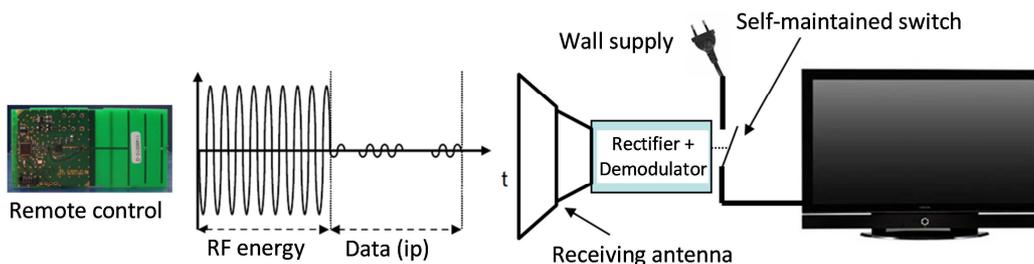


Figure V-17 : Schéma de principe du bilan de liaison : démonstrateur final

Au niveau de l'étage de réception, la structure de rectenna finalement retenue est celle donnée sur la Figure V-18. Au niveau de l'antenne de réception, elle est strictement identique à celle conçue pour l'émetteur. On remarquera que ce n'est plus le patch initialement prévu pour le dimensionnement qui est utilisé. Ce choix a été fait par le consortium en raison du potentiel applicatif de l'AEP en réception. Etant donné que nombre de récepteurs de type vidéoprojecteur, enregistreurs dvd, décodeurs TV auront un PCB et un boîtier favorisant une intégration horizontale de l'antenne, ce choix paraît plus judicieux que le patch.

Le détail de la conception de la cellule de rectification ne sera pas détaillé ici. Nous y reviendrons dans le scénario n°2.

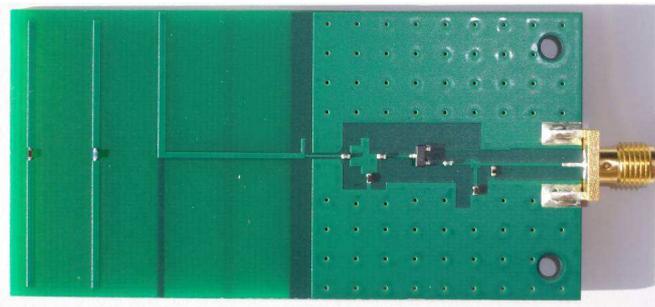


Figure V-18 : Intégration de l'antenne réceptrice (avec CMS) avec le circuit de redressement développé

Le niveau de tension continue V_{seuil} nécessaire en sortie de la rectenna pour permettre au circuit de réception de mettre en route l'équipement est de 200 mV . Cela correspond à la tension minimale nécessaire pour piloter le système de déclenchement qui actionnera par la suite l'auto-maintient. Avec les dernières optimisations faites sur la cellule de rectification, cette tension de seuil nécessite de recevoir une puissance supérieure à -23 dBm (-20 dBm en début de projet) à l'entrée de la cellule de redressement.

La manipulation a consisté à émettre un signal de puissance 29 dBm via la télécommande (actionneur). Ce signal est ensuite rayonné vers le récepteur à travers l'antenne d'émission dont le gain maximal dans l'axe est égal à 5.75 dB . Dans cette configuration, la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) est de 2.98 W (34.75 dBm) pour l'émetteur.

D'un point de vue normatif, nous pouvons émettre jusqu'à 3 W de PIRE pulsée avec un rapport cyclique approprié tout en respectant les normes ISM.

Après une distance d , cette puissance est collectée par l'antenne de réception, puis est injectée à l'entrée du circuit de rectification dont le seuil est de -23 dBm , pour être ensuite convertie en un signal continu.

Les performances de portée obtenues en mesures sont reportées dans le *Tableau V-5*. Elles sont comparées aux portées théoriques calculées par la formule de FRIIS. Dans ce tableau apparaissent plusieurs valeurs de gains réalisés pour l'antenne de réception. Les valeurs de 5.75 dB , 1.3 dB et 1.75 dB correspondent respectivement au gain de l'AEP à 4 éléments dans l'axe à $\theta=0^\circ$, puis à $\theta=30^\circ$ et au gain minimum du patch à $\theta=30^\circ$, prévu initialement. Nous constatons que dans tous les cas, les portées mesurées sont en accord avec

les portées théoriques, ce qui nous permet de valider la chaîne d'émission réception. La distance (objectif) de 5 m est toujours atteinte, ce qui permet éventuellement d'envisager une réduction de la puissance (jusqu'à -5dB) sur le transceiver pour économiser la batterie de l'émetteur. Ce choix est à pondérer par la marge de sécurité nécessaire suivant l'application.

$G_{e_mesuré}$ (dB)	$G_{r_mesuré}$ (dB)	Portée théorique (m)	Portée max mesurée (m)
5.75	5.75	15	Entre 14 et 15
5.75	1.3 ⁹	8.7	10
5.75	1.75	9.2	8.5

Tableau V-5 : Portées obtenues avec le dispositif RWU pour le scénario

Les résultats obtenus pour ce scénario montrent que les choix effectués au niveau des antennes et la méthode de conception utilisée ont contribué à garantir les bilans de liaisons du dispositif RWU. Les simulations et les mesures d'antennes ont montré un bon accord pour ce cas concret d'applications, ce qui permet d'envisager une déclinaison de ce type d'AEP à tout type de boîtier, à partir du moment où un encombrement de l'ordre de 40x40 mm² ou supérieur est permis.

IV Scénario 2 : Conception d'un réseau de capteurs multifaisceaux polyvalent :

IV.1 Objectifs de l'étude

Il s'agit ici de proposer un système intégrant le dispositif RWU pour une application tertiaire. Un exemple typique d'implantation de ce dispositif serait une salle de réunion tel que présentée sur la Figure V-19. La technologie RWU doit ici permettre de collecter des ordres de réveil dans des salles de réunion dont les dimensions pourront varier de 5 à 15 m. Les ordres de réveil pourront être émis indifféremment depuis des émetteurs intégrés dans des

⁹ La portée observée en mesure est supérieure, ce qui traduit une valeur de gain réalisé de l'antenne de réception plus forte qu'en mesure. Ce résultat semble valider l'influence du support sur les mesures de cette antenne étant donné que la portée obtenue correspond à un gain réalisé proche de celui atteint en simulation.

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

emplacements d'interrupteurs muraux (hauteur : $h=1.15\text{m}$ du sol) ou bien dans des télécommandes nomades.

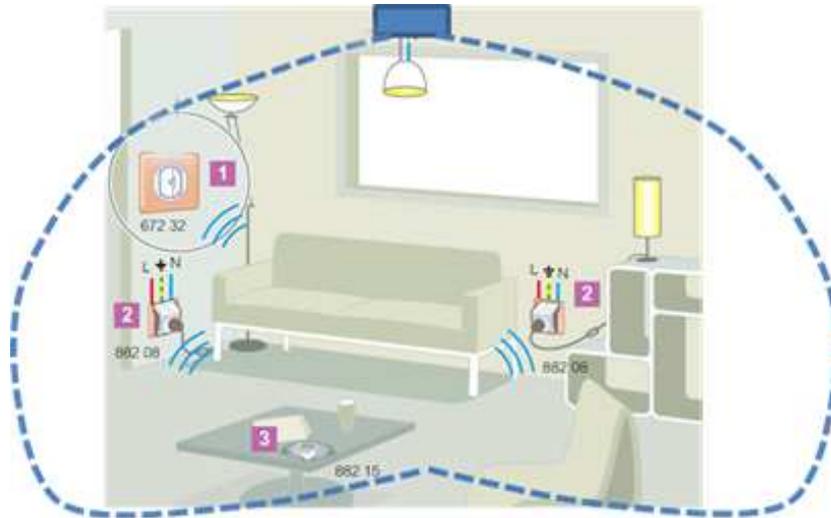


Figure V-19 : Schéma illustratif du scénario "Plafonnier". La zone de couverture souhaitée avec les antennes est illustrée en pointillés bleus

La contrainte d'intégration au niveau des émetteurs (surtout pour les interrupteurs muraux sans fil) va nécessairement limiter le gain des antennes d'émission. Il faut donc renforcer le gain des antennes connectées aux rectennas. Pour cela, nous avons imaginé un concept de plafonnier pour accueillir la technologie RWU. Celui-ci aura un rayonnement à caractère « isotropique » pour permettre la collecte des ordres provenant de n'importe quelle position à l'intérieur de la salle de réunion avec un gain réalisé suffisant.

La fonction isotropique est fondamentalement incompatible avec des antennes directives susceptibles de former le gain nécessaire au bilan de liaison. Le plafonnier se présente donc comme un réseau de capteurs indépendants. La solution choisie pour ce scénario consiste à développer un réseau de 6 antennes en polarisation linéaire verticale suivies de 6 cellules de redressements. Ainsi, chaque capteur composant le plafonnier est constitué d'une antenne directive et d'un circuit de redressement optimisé. La juxtaposition organisée des 6 capteurs définira 6 secteurs azimutaux qui permettront de collecter la puissance micro-onde provenant de l'ensemble des positions susceptibles d'accueillir les émetteurs. Ces capteurs délivreront 6 tensions continues qui seront finalement additionnées pour atteindre le seuil de réveil, quelle que soit la provenance de la requête.

La première partie du travail présenté dans ce scénario est dédiée à la conception et au développement des antennes permettant de satisfaire les exigences du cahier des charges en ce qui concerne la couverture EM du volume exploité (directivité et gain réalisé). Nous présentons dans cette partie toutes les étapes de conception. Dans une deuxième partie, nous nous intéresserons au développement de la cellule de redressement faible puissance qui sera associée à chaque antenne et à la sommation des signaux non cohérents.

IV.2 Hypothèse de travail et cahier des charges

IV.2.1 Contraintes fonctionnelles

Le facteur clé caractérisant les performances du concept de réveil à distance est le bilan de liaison. Ce dernier dépend de la puissance d'émission, de la sensibilité du récepteur, de la distance entre émetteur et récepteur, de la fréquence de travail et finalement des gains des antennes. Etant donné que les quatre premiers paramètres sont fixés par la norme et la nature du scénario, il ne nous reste que le gain des antennes comme paramètre d'optimisation.

Il convient avant tout de tracer un gabarit du gain réalisé que le ou les antennes de réception doit/doivent offrir afin d'obtenir une qualité de réception exploitable. Le cahier des charges est défini d'après le schéma de la Figure V-20.

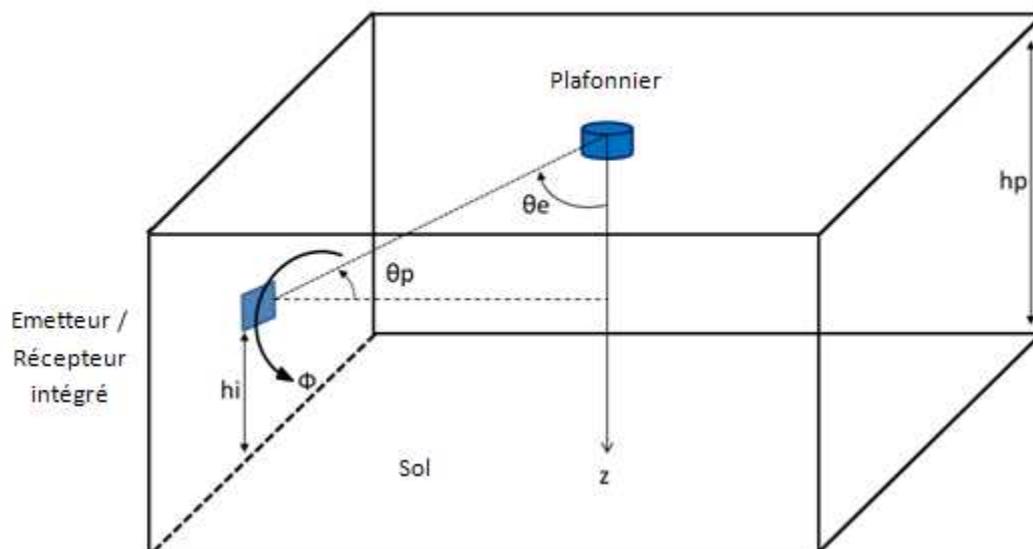


Figure V-20 : Schéma de principe pour le bilan de liaison

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

θ_e et θ_p sont respectivement les angles d'élévation du faisceau correspondant à la direction de réception du signal hyperfréquence et l'angle d'élévation du diagramme de rayonnement de l'émetteur.

Dans la suite de notre étude, nous allons considérer la largeur du local égale à sa longueur. La hauteur sera fixée à 3m. Les émetteurs seront placés dans un premier temps à une hauteur égale à 1.1m. Nous établissons l'hypothèse réaliste que les émetteurs ont un gain réalisé de 4 dB maximum dans la direction de réception du faisceau radiofréquence (cas d'interrupteur intégrant un patch).

Nous travaillerons à la conception d'un unique plafonnier dont la polyvalence permettra d'équiper une salle de réunion dont les dimensions pourront varier de 5m à 15 m. Il faudra donc que la portée soit garantie par le dispositif pour ces différentes dimensions.

Le gain de chacune des 6 antennes équipant les 6 capteurs du plafonnier devra permettre d'obtenir le niveau de puissance de seuil P_r malgré la distance qui sépare l'émetteur du récepteur. Ce gain d'antenne doit au minimum satisfaire la formule de FRIIS rappelée ci-dessous (Équation V-1).

$$G_e|_{dB} = P_r|_{dBm} - P_e|_{dBm} - G_r|_{dB} + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)$$

Avec :

P_r et P_e la puissance reçue et la puissance émise (dBm),

G_e et G_r est le gain réalisé de l'antenne d'émission et celui de l'antenne de réception (dB),

λ et Φ représentent respectivement la longueur d'onde du signal (m) et l'angle d'éclairement.

$(\frac{\lambda}{4\pi r})^2$ traduit l'affaiblissement de la densité de puissance EM en fonction de la distance « r » à l'antenne.

Il faut noter que la puissance reçue à une distance donnée « r », dépend du rayon direct entre l'émetteur et le récepteur ainsi que de toutes les autres contributions du signal issus de la réflexion et de la diffraction de ce même signal sur des objets réfléchissants dans le local. Néanmoins, dans la suite de ce chapitre, nous allons considérer uniquement la puissance générée par le signal qui se propage de façon directe. Les autres contributions présentent une quantité d'énergie moindre devant celle du rayon direct.

Les paramètres invariants définis pour ce scénario sont résumés dans le Tableau V-6. Ils sont tous figés par l'environnement ou la technologie utilisée.

Paramètre	valeur
P_r (seuil), dBm	-20
P_e (max), dBm	30
f_0 (GHz)	2.45
G_e , dB	4

Tableau V-6 : Paramètres fixes du bilan de liaison

IV.2.2 Dimensionnement des antennes

Les paramètres définis précédemment vont permettre le dimensionnement des antennes (gain réalisé) à intégrer au plafonnier en fonction de la taille du local, et donc de finaliser le cahier des charges qu'elles vont devoir satisfaire. Nous pouvons tout d'abord déterminer quelle sont les combinaisons de gains réalisés nécessaires pour ce scénario. Elles sont données sur le schéma de la Figure V-21. Les trois points dessinés (P1, P2, P3) sur la Figure V-21 correspondent aux trois dimensions de locaux étudiés.

Il est ensuite possible de déterminer le gain réalisé des antennes de réception en se basant sur le schéma de la Figure V-22. Sur celle-ci, \mathbf{L} et \mathbf{r} représentent respectivement la dimension maximale du local à équiper et la distance qui sépare l'émetteur intégré du plafonnier. \mathbf{L} , \mathbf{r} et θ_e sont reliés entre eux par les relations ci-dessous.

$$d = \frac{L}{2} = 1.9 \tan(\theta_e) \quad \text{et} \quad r = \sqrt{1.9^2 + d^2}$$

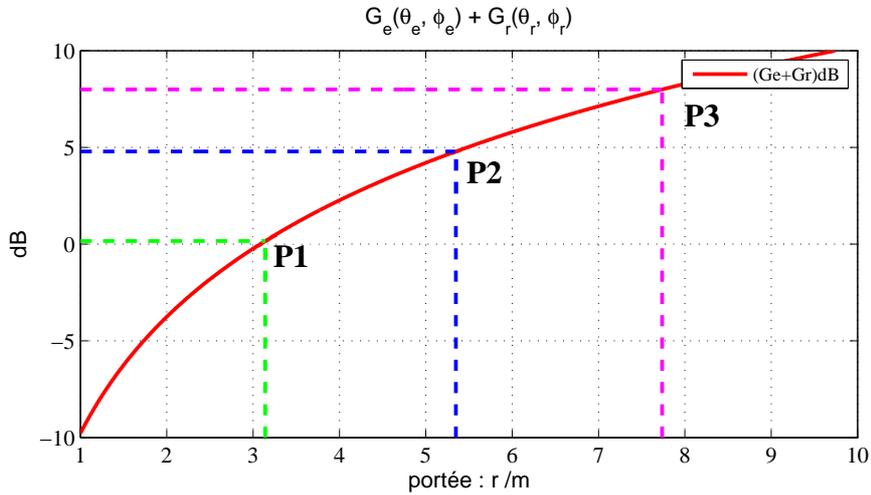


Figure V-21 : Gain total nécessaire

NB : la portée dans ce cas représente la distance entre l'émetteur et le récepteur (à ne pas confondre avec les dimensions du local).

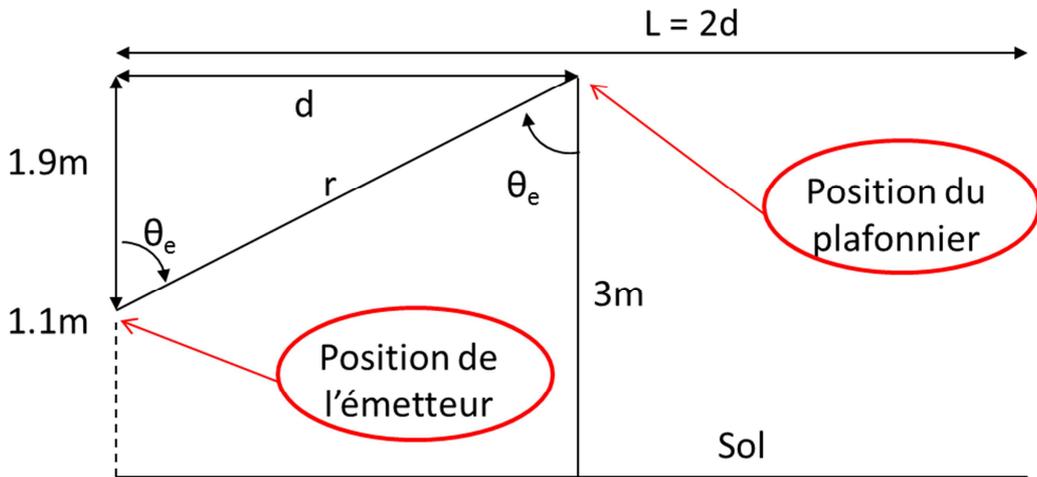


Figure V-22 : Schéma de principe pour le calcul du gain de l'antenne de réception pour un capteur élémentaire du plafonnier

En considérant à présent que les antennes d'émissions ont un gain réalisé de 4 dB, nous en déduisons un objectif de gain réalisé pour les antennes de réception visant les émetteurs tel que présenté sur la Figure V-23. Ceux-ci sont donnés pour deux puissances d'émetteurs : 30 dBm dans le cas idéal et 27 dBm pour prévenir d'éventuels écarts de

performances ou dégradations de l'émetteur. Nous définissons ensuite pour les antennes élémentaires associées aux 6 capteurs des gabarits définis sur des secteurs angulaires de 60° pour couvrir toute la pièce en azimut. Ceux-ci sont donnés sur la Figure V-24.

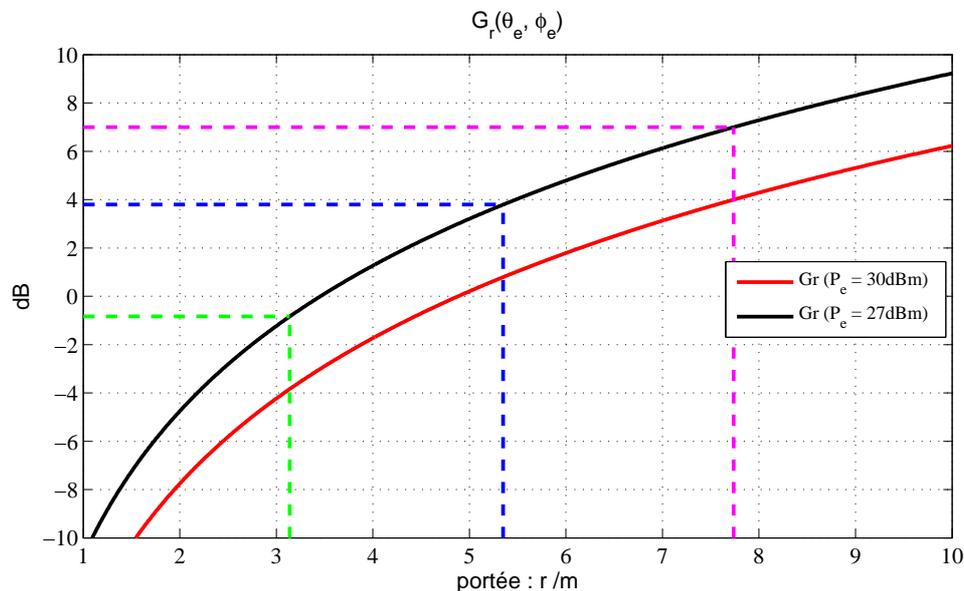


Figure V-23 : Gain réalisé nécessaire pour les antennes de réception ($G_e = 4\text{dB}$) et pour deux puissances d'émetteurs en fonction de la portée à atteindre

Pour assurer un bon fonctionnement du dispositif, il faut prendre en compte les contraintes sur le gain réalisé dans le cas le plus critique, c'est-à-dire le cas où les dimensions du local sont : $15 \times 15 \times 3\text{m}^3$. Le gain nécessaire dans les autres cas de configuration est forcément inférieur. Les angles d'élévation suivant lesquels sont vus ces interrupteurs depuis le plafonnier dépendent de la dimension du local. Nous traduisons cette dépendance sur la contrainte de gain pour les antennes de réception (dans le secteur angulaire azimutal de 60°). La Figure V-25 présente l'évolution du gabarit du gain de l'antenne de réception de chaque capteur en fonction de l'angle d'élévation θ_e . Ces gabarits sont évalués pour deux niveaux de puissance d'émission lorsque le gain réalisé G_e des antennes des émetteurs vaut 4 dB.

Nous rappelons qu'une antenne miniature (rayonnement omnidirectionnel) à un gain réalisé proche de 0dB voire inférieur. A la vue des différents gabarits, ce type d'antenne ne permettrait pas de recevoir un signal exploitable en réception pour tous les cas du scénario étudié. Il est donc évident que la seule solution qui reste favorable à ce scénario consiste à utiliser un système fort gain à réception isotrope.

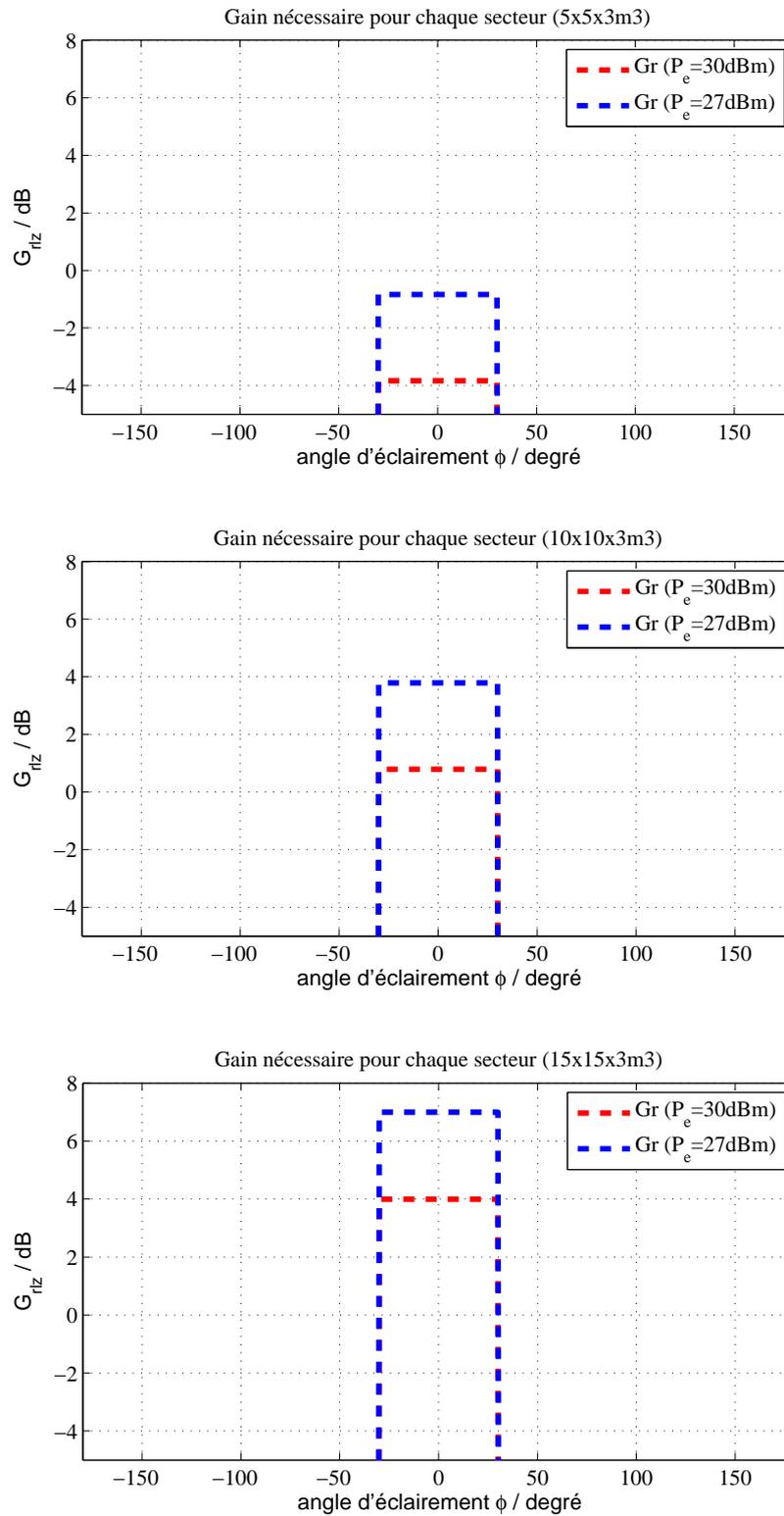


Figure V-24 : Gabarits des gains réalisés définis dans un secteur azimutal de 60° pour deux puissances d'émetteurs

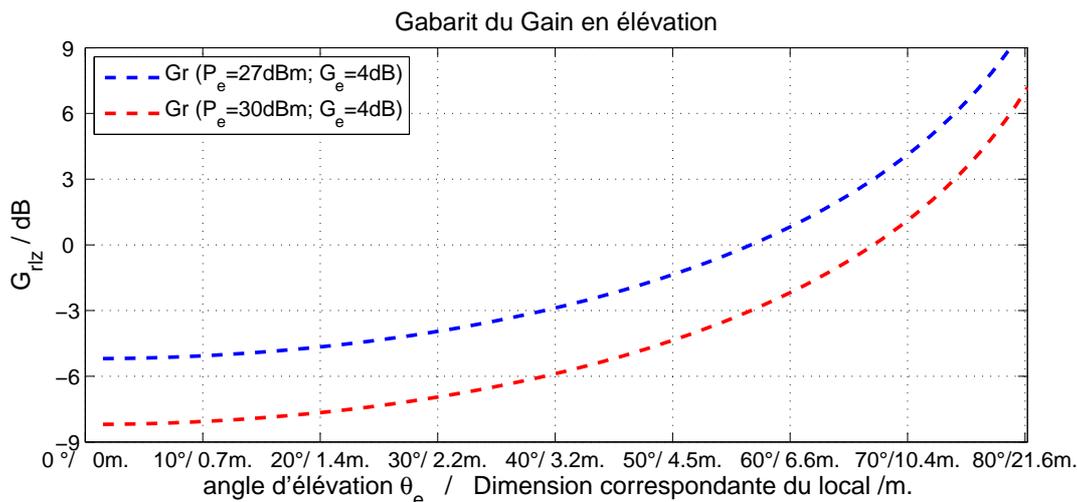


Figure V-25 : Gabarit du gain réalisé en élévation pour deux niveaux de puissance d'émission. L'angle maximal associé à un local de 15m est de 76°

Dans le cas où le local fait 15x15x3m³, le gain réalisé du récepteur doit être égal à 4dB minimum. Dans le cas où la puissance d'émission (en sortie de l'amplificateur) sera réduite d'un facteur 2 (27dBm), **le gain réalisé nécessaire devra donc atteindre 7dB pour les incidences les plus élevées en élévation.** Dans la suite de l'étude, nous avons privilégié ce cas de figure afin d'éviter tout dysfonctionnement du système global. Cette précaution permettra éventuellement de relâcher la contrainte sur l'amplificateur de puissance des émetteurs pour augmenter l'autonomie du système embarqué si besoin.

IV.3 Développement de l'antenne de réception

IV.3.1 Description de l'antenne élémentaire

La structure de référence, constituée d'une antenne à éléments parasites représentés par quatre dipôles élémentaires a déjà été caractérisée dans le scénario n°1. L'idée ici est d'adapter cette structure au second scénario. La CAO de l'antenne est présentée sur la Figure V-26.

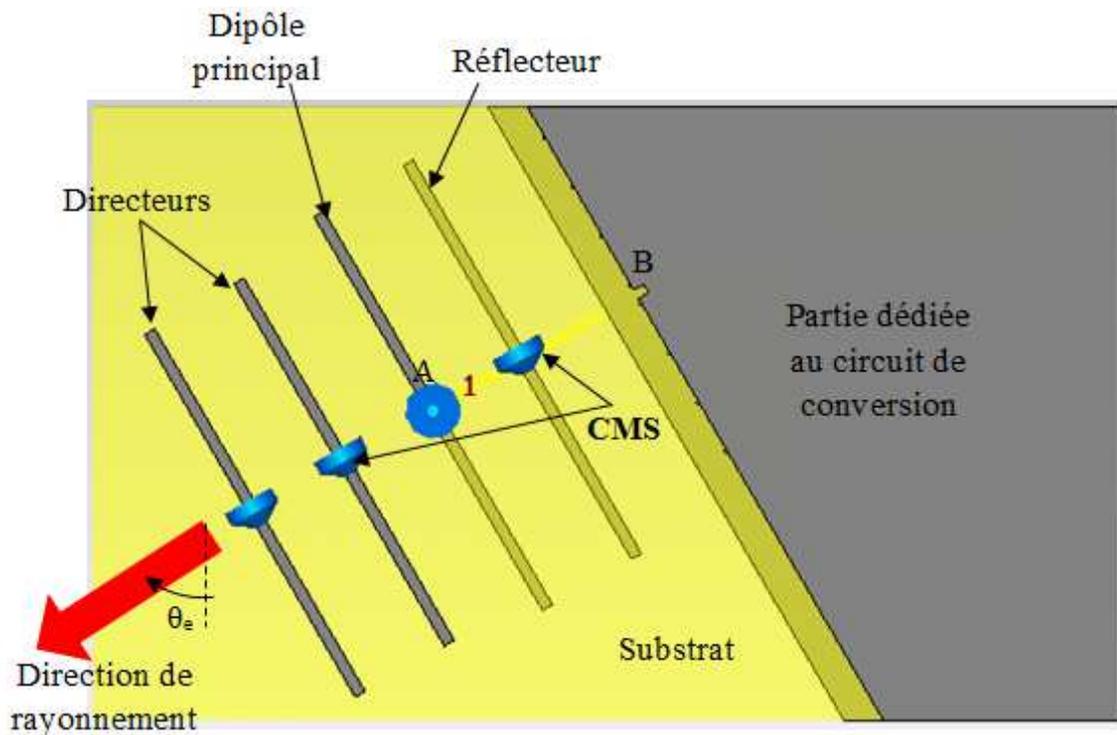


Figure V-26 : Antenne élémentaire du réseau de capteur

Les différents paramètres de l'antenne intégrée sur son substrat en FR4 sont présentés dans le Tableau V-7.

<i>Elément</i>	<i>Paramètre</i>	<i>valeur</i>
<i>Dimensions de la carte</i>	<i>Longueur</i>	90mm
	<i>Largeur</i>	54mm
<i>Antenne</i>	<i>Longueur du réflecteur</i>	40mm
	<i>Longueur du dipôle principal</i>	40mm
	<i>Longueur des directeurs</i>	36.8mm
	<i>écart entre brins</i>	9mm = $\lambda_0/13.6$
	<i>Largeur des brins</i>	1mm

Tableau V-7 : Paramètres d'un capteur élémentaire

L'antenne est orientée à 60° (θ_e) par rapport à la verticale comme le montre la Figure V-26. Cette inclinaison permet de former le rayonnement dans la direction des émetteurs/récepteurs intégrés qui se trouvent au niveau des murs (ou sur une table dans le local). Les gabarits définis précédemment en élévation devraient ainsi pouvoir être respectés.

IV.3.2 Synthèse des charges réactives nécessaire au diagramme de rayonnement

La méthode de synthèse du diagramme de rayonnement présentée dans le Chapitre II est appliquée à cette AEP. Les charges réactives nécessaires pour le bon fonctionnement de l'antenne sont présentées dans le Tableau V-8.

Elément	Charges réactives	
	Inductance (nH)	Capacité (pF)
1 : réflecteur	4.56	
3 : directeur n°1		0.33
4 : directeur n°2		1.57

Tableau V-8 : Charges réactives nécessaires au rayonnement et à l'adaptation de l'antenne

Ces charges nous permettent de former le diagramme de rayonnement dans la direction souhaitée en assurant la cohérence des phases des ondes rayonnées.

La Figure V-27 montre le résultat de l'adaptation à l'entrée de l'antenne, en simulation. La bande passante obtenue à -10dB est de 140MHz entre 2.38GHz et 2.52GHz avec un niveau inférieur à -20dB à 2.45GHz.

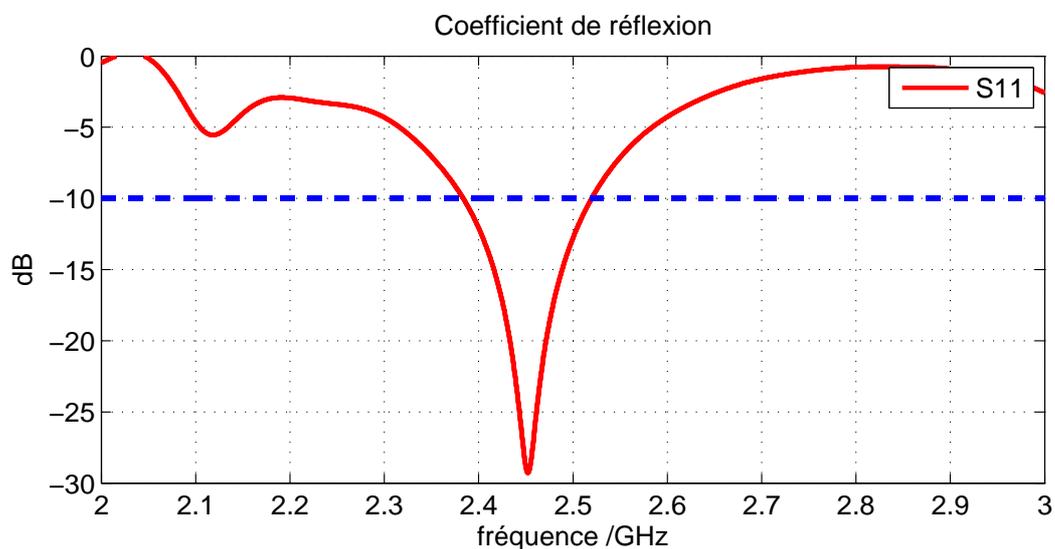


Figure V-27 : Coefficient de réflexion de l'antenne

IV.3.3 Couplage entre les antennes du plafonnier

Etant donné le positionnement des 6 antennes au sein du plafonnier, nous avons étudié les niveaux de couplages inter-capturs. La Figure V-28 représente la CAO complète du

réseau de capteurs. Les coefficients de couplage entre les antennes sont présentés sur la Figure V-29. Les paramètres S_{21} , S_{31} , montrent le niveau de couplage entre l'antenne n°1 et ses deux voisines (antennes n°2 et 3), placées à $\pm 60^\circ$ de la première antenne. Les antennes apparaissent fortement découplées les unes des autres étant donné que le niveau est inférieur à -80 dB. Nous pouvons donc considérer les couplages comme négligeables.

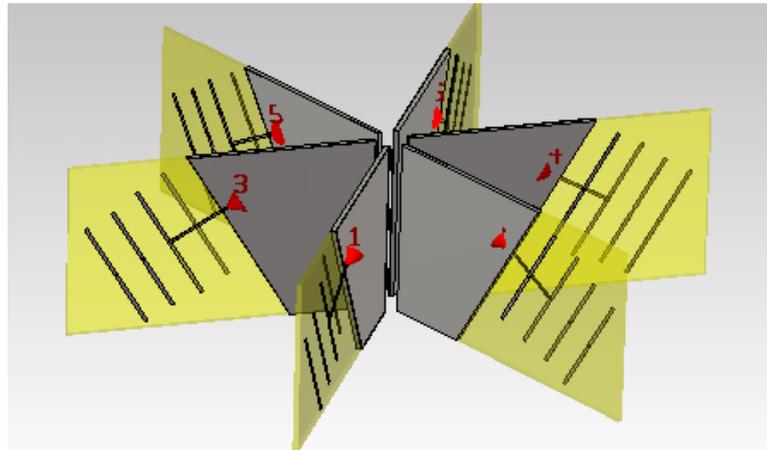


Figure V-28 : Réseau de capteurs complet

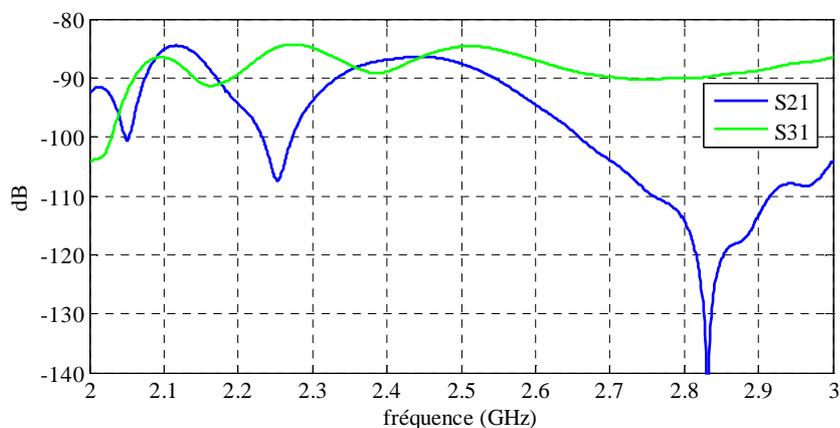


Figure V-29 : Couplage entre antennes adjacentes

IV.3.4 Diagrammes de rayonnement

L'étude présentée dans ce paragraphe a pour objectif de vérifier si le niveau du gain obtenu par l'antenne permet de satisfaire les exigences du cahier des charges.

Comme le réseau doit couvrir des locaux de dimensions allant de 5x5x3m³ jusqu'à 15x15x3m³, il est nécessaire de connaître le gain réalisé des antennes pour les trois angles d'élévation spécifiques (θ_1 , θ_2 , θ_3) qui décrivent la direction émetteur-récepteur pour les trois

dimensions de locaux citées dans le Tableau V-9. On rappelle que le réseau de capteurs est supposé être placé au centre du local en question.

Configuration du local	Hauteur de l'émetteur	θ (°)
5x5x3m ³	1.1m	52.76
10x10x3m ³	1.1m	69.19
15x15x3m ³	1.1m	75.78

Tableau V-9 : Angle d'élévation du faisceau RF

La Figure V-30 et la Figure V-31 représentent les profils du diagramme de rayonnement de l'antenne de chaque capteur (dans le secteur azimutal $\pm 30^\circ$) et les gabarits calculés précédemment. La dépendance à l'angle d'élévation θ_e correspond à une variation des dimensions de la pièce à équiper. D'après les résultats de la Figure V-30, on peut conclure que le niveau du gain réalisé à la verticale du plafonnier ($\theta=0^\circ$) est très satisfaisant. Pour les angles d'incidence les plus élevés, le gain réalisé reste correct même s'il peut être légèrement inférieur au gabarit lorsque la puissance d'émission est de 27 dBm. Néanmoins, on reste toujours supérieur au gabarit défini pour une puissance d'émission égale à 30dBm. Le profil de gain réalisé en trois dimensions est donné sur la Figure V-33.

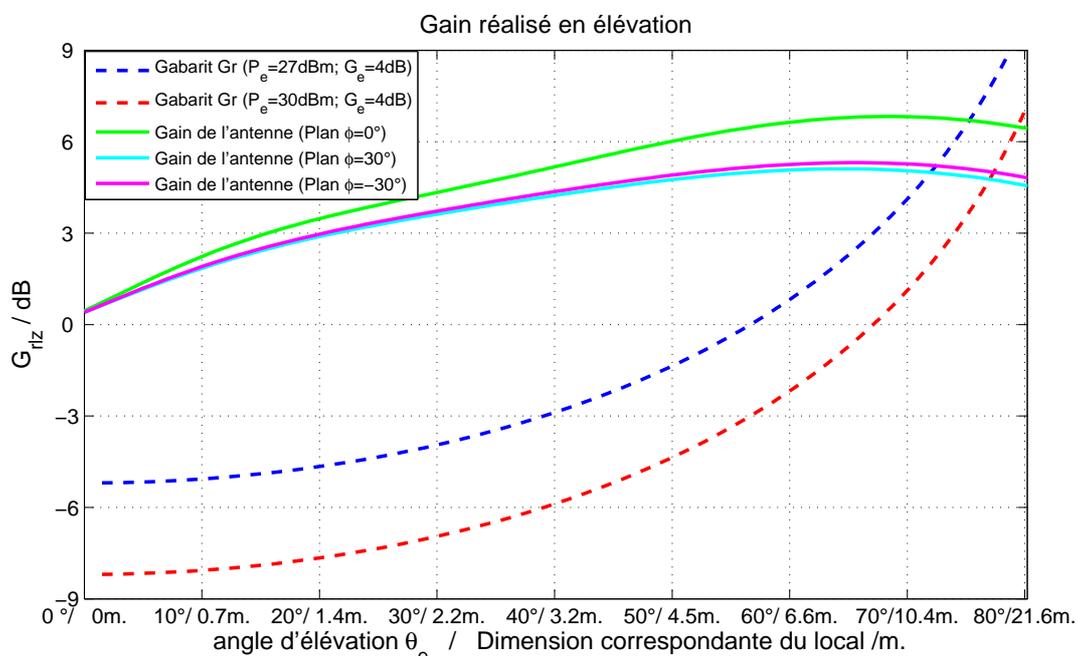
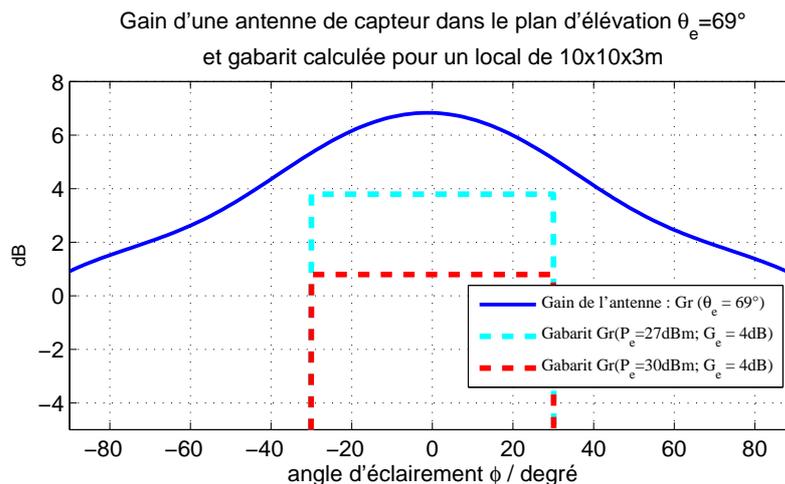
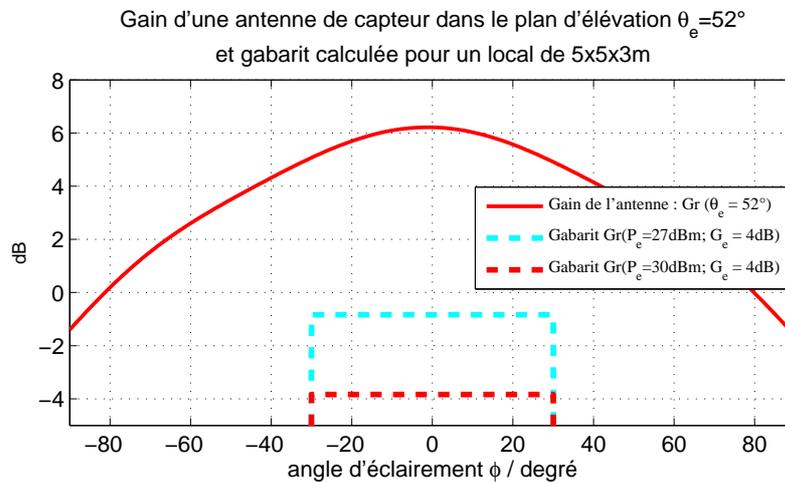


Figure V-30 : Profil du gain réalisé par les antennes des capteurs dans les plans verticaux $\phi = 0^\circ$, $\phi = 30^\circ$ et $\phi = -30^\circ$

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

Les niveaux de gain réalisé obtenus en azimut sont tous supérieurs à 5dB pour chaque secteur défini à $\pm 30^\circ$ par rapport à l'axe de chaque antenne, comme le montre la Figure V-31.

L'obtention de ces résultats permet de conclure que la puissance d'émission minimale, permettant un bon fonctionnement du système, doit être fixée à 28dBm.



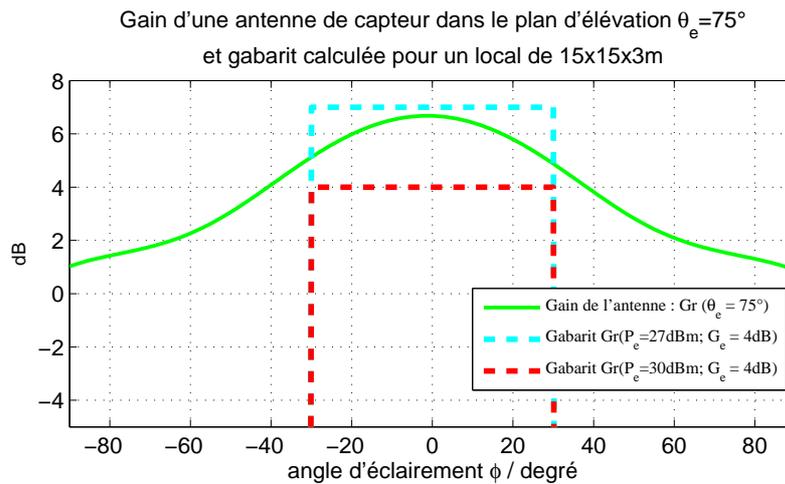


Figure V-31 : Gains réalisés obtenus pour un capteur du plafonnier, dans 3 plans d'élévations correspondant aux 3 dimensions de locaux étudiés - Pour le calcul des gabarits, le plafonnier est positionné au centre du plafond ($h=3\text{m}$)

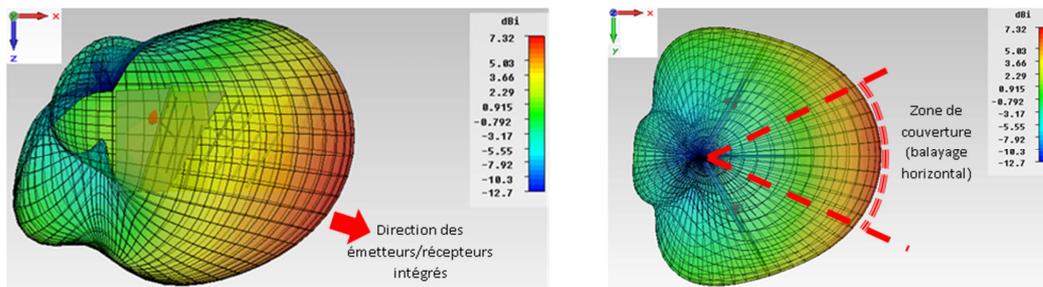


Figure V-32 : Profil 3D du gain réalisé pour une antenne élémentaire

IV.4 Couverture électromagnétique du plafonnier

IV.4.1 Diagramme de rayonnement du système complet

La Figure V-33 montre la couverture électromagnétique par secteur avec les 6 capteurs intégrés au plafonnier. Les diagrammes de rayonnement des 6 antennes élémentaires du dispositif sont toujours indépendants les uns des autres. Ceci permet de réaliser une sommation non cohérente des signaux issus de chaque capteur. Dans ce cas, le récepteur (plafonnier) peut être réveillé par un ordre direct de n'importe quel appareil (émetteur/récepteur intégré), quelle que soit sa position dans le local.

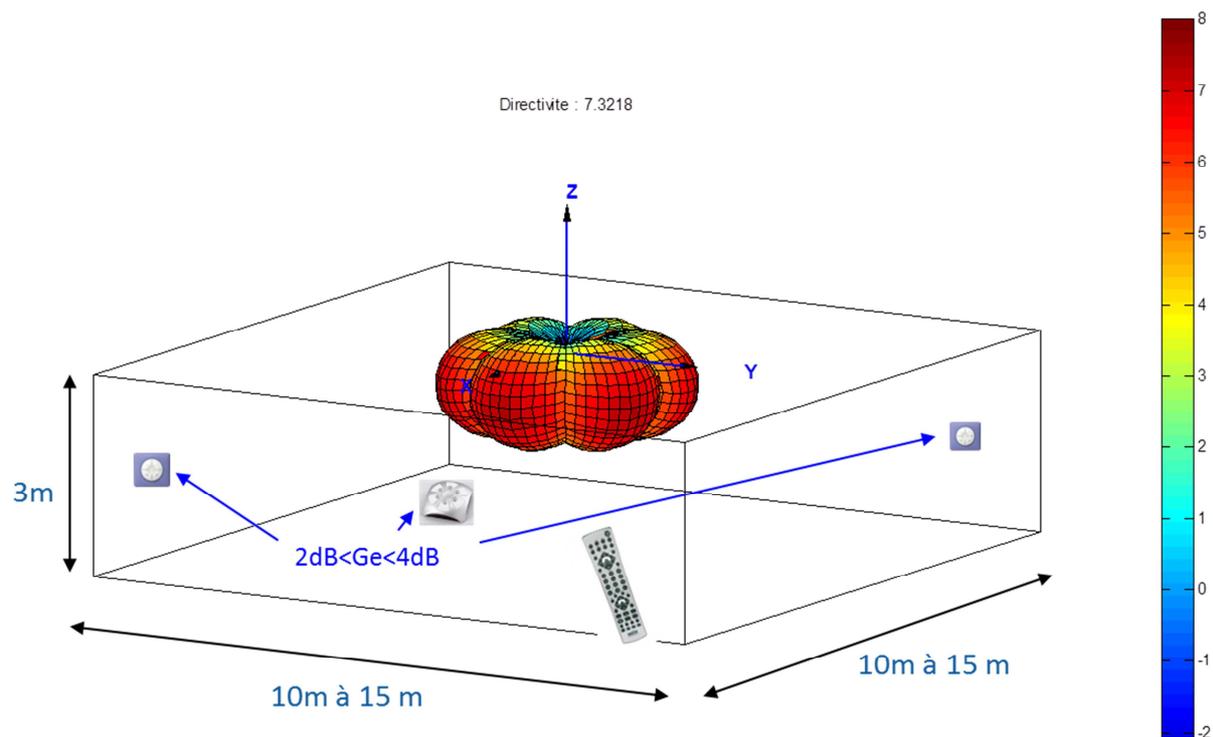


Figure V-33 : Concept de couverture EM cellulaire

A titre de comparaison, nous avons également essayé d'établir une couverture similaire avec des antennes de types patchs, associées de façon similaire pour former des secteurs. Les performances obtenues étant cependant largement en retrait en termes de gain réalisé par secteur et aussi au niveau de l'adaptation. Celles-ci avaient un gain réalisé de l'ordre de 3 dB sur un substrat FR4 (sachant que leur directivité est de 6 à 7 dBi). De plus, la bande passante d'une telle antenne est de l'ordre de 50 MHz ([2.425 – 2.475] GHz), centrée à 2.45 GHz. D'après nos tests et sachant que les caractéristiques diélectriques (ie, $3.9 < \epsilon_r < 4.9$) des substrats FR4 varient beaucoup d'un fournisseur à l'autre, il est trop risqué de retenir une telle solution car le risque de décalage fréquentiel en réalisation est fort. Dans ces conditions, le prototype développé dans ce chapitre à base d'AEP semble être la meilleure solution technique pour ce scénario destiné au secteur tertiaire.

IV.4.2 Calcul du bilan de liaison

Il s'agit maintenant de déterminer le niveau de puissance collectée par chaque antenne dans toutes les directions de l'espace couvert par les antennes. Pour mener à bien cette étude, il est très important de déterminer le vecteur du champ électrique (E_{inc}) produit par l'antenne d'émission au niveau du plafonnier (récepteur). Une fois que nous avons l'intensité du champ

électrique, la dernière étape du bilan de liaison consiste donc à calculer la puissance RF collectée par chaque antenne.

Les équations du calcul du champ électrique et de la puissance RF sont présentées dans la partie ANNEXE.

La Figure V-34 présente les niveaux des puissances captées par le dispositif de réception complet (plafonnier) pour un local de 10x10x3m et un émetteur caractérisé par une puissance d'émission de 30 dBm et un gain d'antenne de 4 dB. D'après ces résultats, on peut distinguer une périodicité des allures tous les 60°. Ceci est dû à la périodicité azimutale du positionnement des 6 capteurs. Dans la suite de ce rapport, nous allons donc nous concentrer sur l'étude d'un seul secteur. De plus, pour chacun de ces secteurs de 60°, il y a une symétrie des signaux reçus tous les 30°. L'étude présentée dans les paragraphes suivants va confirmer ce constat. Ceci veut donc dire, qu'une étude de principe sur 30° permet de déterminer avec précision les performances du système complet sur 360°.

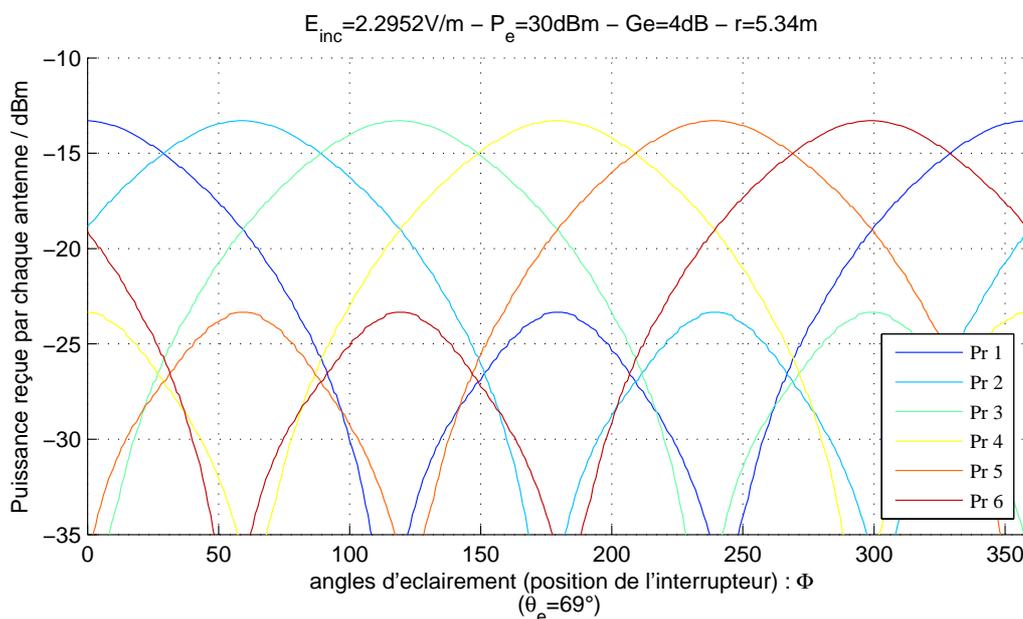


Figure V-34 : Puissance collectée par chaque capteur (local 10x10x3m3)

Les abaques de la Figure V-35 et la Figure V-36 représentent les niveaux des gains et les puissances collectées pour chaque configuration. On rappelle que les 3 configurations étudiées ici correspondent à des locaux de dimensions : 5x5x3 m³, 10x10x3 m³, 15x15x3 m³.

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

Les résultats présentés sur la Figure V-35 montrent que le gain des antennes des capteurs dans chaque secteur est supérieur au seuil demandé par le cahier des charges technique (4dB donné par la Figure V-31 pour un local de 15m). Ces niveaux sont atteints lorsque l'émetteur rayonne 30dBm via une antenne d'émission de 4dB de gain, pour des locaux allant jusqu'à 15m de côté. Lorsque que le gain d'une antenne du réseau passe en dessous du seuil, l'antenne adjacente prend le relais et assure la réception du signal RF avec un niveau plus élevé que le seuil de détection (-20dBm, Figure V-36). Ceci permet de réaliser une couverture isotrope de la salle de réunion.

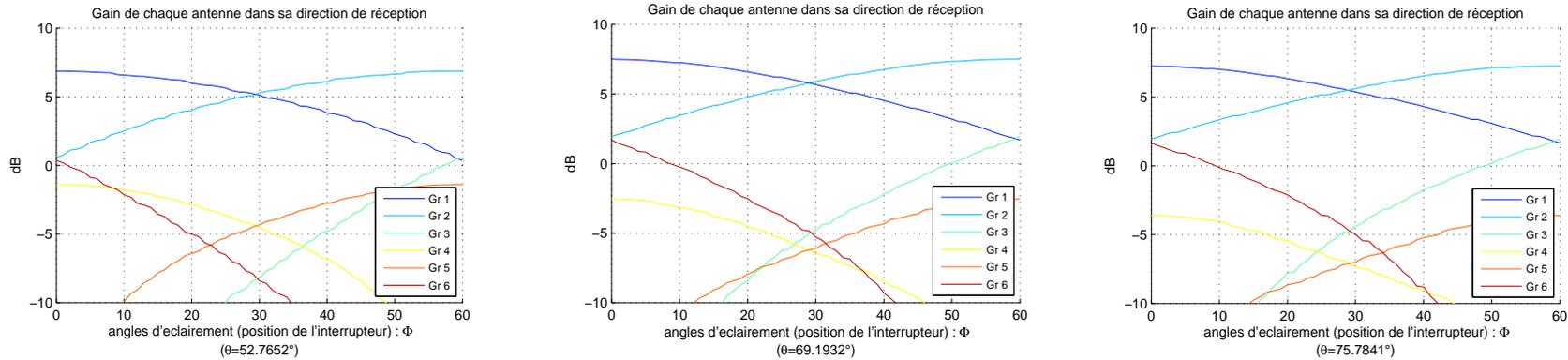


Figure 0-1 : Diagramme de rayonnement pour chaque capteur dans le 1er secteur pour les 3 élévations ($\theta_1=52.7^\circ$, $\theta_2=69.2^\circ$, $\theta_3=75.7^\circ$), caractéristiques des dimensions du local à équiper

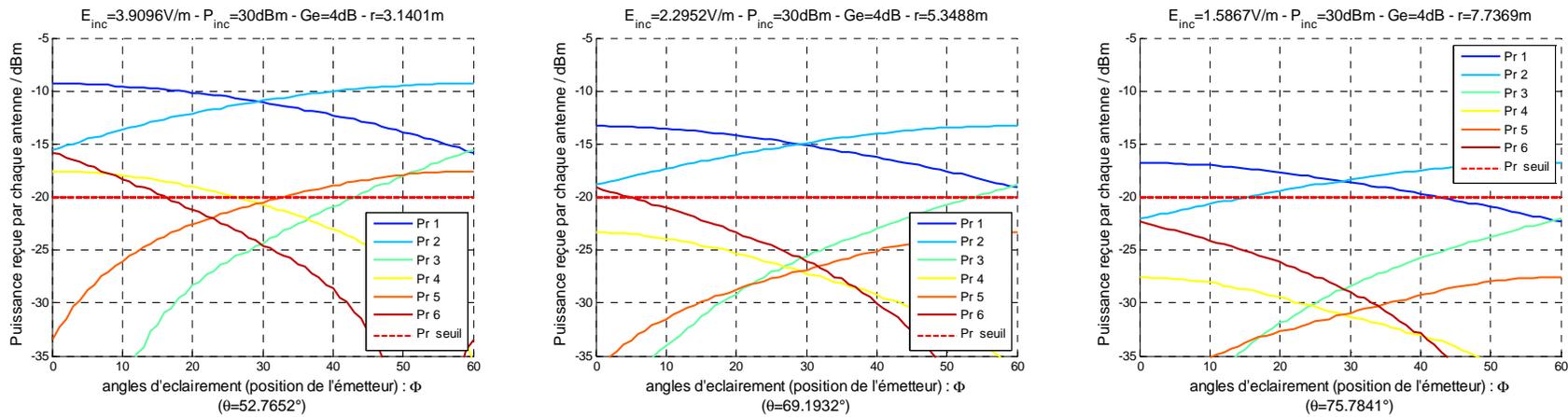


Figure 0-2 : Puissance collectée par chaque capteur dans le 1er secteur pour les 3 angles d'élévation $\{\theta_1=52.7^\circ$; $\theta_2=69.2^\circ$; $\theta_3=75.7^\circ$ pour une puissance émise de 30dBm par une antenne de 4dB de gain

Local de 5x5x3m3

Local de 10x10x3m3

Local de 15x15x3m3

IV.5 Optimisation des circuits de redressement bas niveau de chaque capteur

IV.5.1 Etude de la cellule de rectification pour l'association des 6 capteurs

IV.5.1.1 Description du circuit de rectification

Le schéma électrique de la Figure V-37 représente le circuit de rectification de référence dédié au scénario plafonnier. L'architecture est basée sur une association série-shunt de 2 diodes Schottky HSMS 285x d'AGILENT. Celle-ci est issue d'une étude comparative des circuits de rectification menée dans une thèse du laboratoire Ampère dans le cadre du projet RWU [126]. Cette solution présente l'avantage de pouvoir fournir des niveaux de tensions relativement élevés pour des puissances d'entrées faibles, de l'ordre de -20 dBm. Les circuits de rectification ont déjà été largement abordés dans la littérature [130]–[137]. L'objectif principal est ici d'utiliser un tel circuit dans un contexte un peu différent. Là où la plupart des applications favorise le rendement de conversion de la structure, nous allons dans notre cas privilégier la maximisation de la tension rectifiée, pour un niveau de puissance d'entrée le plus faible possible. Ce choix de maximisation de la tension se justifie par le fait que le dispositif connecté sur la sortie de la rectenna sera la grille d'un MOSFET, par définition très haute impédance.

Cette structure de référence, prévue pour une utilisation indépendante, est reprise ici dans le but de l'optimiser pour un fonctionnement où 6 cellules de ce type seront associées pour notre plafonnier. Pour mener cette optimisation, nous allons tout d'abord étudier le comportement de la structure de rectification en fonction des niveaux de puissances injectées (P_{in}) à son entrée et aussi en fonction de l'impédance de charge (X). Il s'agit ici de définir la configuration qui sera ensuite la plus favorable à la sommation des contributions des tensions continues en sortie de chaque rectenna. Cette étude est menée avec le moteur « Harmonic Balance » du logiciel Agilent ADS.

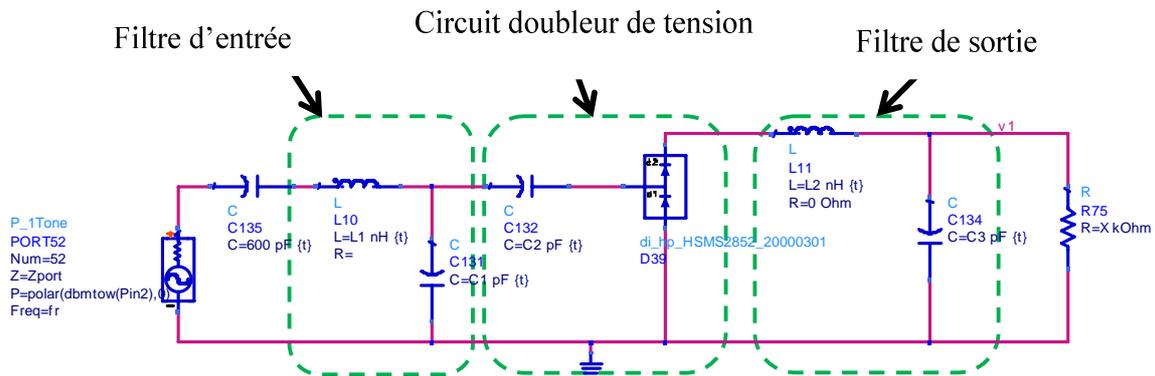


Figure V-37 : Schéma électrique de la rectenna de référence

IV.5.1.2 Optimisation du circuit de rectification

A partir du schéma de base, nous avons optimisé les différents composants du montage en fonction de plusieurs critères.

Tout d'abord, l'optimisation a été menée pour différentes résistances de charges ($R_{\text{optimisation}}$) et pour deux niveaux de puissances, dont un correspond au seuil de réception (-20dBm) défini initialement dans le cahier des charges techniques du projet. Le *Tableau V-10* montre les valeurs des composants optimaux pour ces six configurations significatives, notée de A à E. Nous allons nous appuyer sur ces six configurations pour mener l'optimisation du circuit final.

Nous noterons qu'à ce stade de l'étude, tous les composants (self, capacité et résistance) sont des composants idéaux sauf les diodes.

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

		COMPOSANTS LC OPTIMISÉS			
		L_i / C_i	$R_{\text{optimisation}}$ 20 k Ω	$R_{\text{optimisation}}$ 60 k Ω	$R_{\text{optimisation}}$ 100 k Ω
$P_{\text{in_optimisation}} = -10 \text{ dBm}$	L1 (nH)		12,01	1	1
	L2 (nH)		23	19,29	20,52
	C1 (pF)	A	0,41	B 1,9	C 1,92
	C2 (pF)		0,3	6,35	4,65
	C3 (pF)		10	5	2,38
$P_{\text{in_optimisation}} = -20 \text{ dBm}$	L1 (nH)		14,8	14,89	16,35
	L2 (nH)		21,64	21,66	21,88
	C1 (pF)	D	0,3	E 0,3	F 0,3
	C2 (pF)		0,3	0,3	0,3
	C3 (pF)		7,24	7,35	7,25

Tableau V-10 : Valeurs des composants discrets ayant permis l'optimisation de la tension de sortie délivrée par les rectennas pour des puissances d'entrées de -10dBm et -20dBm, et pour différentes résistances de charge

Le Tableau V-11 présente les tensions de sorties (V_{out}) obtenues pour ces 6 configurations et pour trois niveaux de puissance d'entrée (P_{in}) représentatifs. Dans ce tableau, nous rappelons que les composants discrets ont été optimisés pour les puissances d'entrées $P_{\text{in_opt}}$.

		$V_{\text{out}} \text{ (V)}$		
		$R_{\text{optimisation}}$ 20 k Ω	$R_{\text{optimisation}}$ 60 k Ω	$R_{\text{optimisation}}$ 100 k Ω
$P_{\text{in_optimisation}} = -10 \text{ dBm}$	$P_{\text{in_APPLIQUÉE}}$ -10dBm	0.936 V	1.296 V	1.448 V
	-15 dBm	A 0.284 V	B 0.111 V	C 0.112 V
	-20 dBm	0.087 V	0.040 V	0.040 V
$P_{\text{in_optimisation}} = -20 \text{ dBm}$	$P_{\text{in_APPLIQUÉE}}$ -10 dBm	0.663 V	0.748 V	0.804 V
	-15 dBm	D 0.394 V	E 0.480 V	F 0.546 V
	-20 dBm	0.192 V	0.266 V	0.306 V

Tableau V-11 : Tensions de sorties obtenues pour 3 niveaux de puissance d'entrée pour nos 6 configurations significatives

L'analyse des tensions (V_{out}) obtenues par les circuits « A », « B » et « C » montre que les niveaux des tensions obtenues pour une excitation $P_{in} = -10\text{dBm}$ sont très élevés. Ceci est tout à fait normal car les circuits ont été optimisés pour fonctionner à ce niveau. Cependant, dès que la puissance injectée en entrée diminue (inférieure -15dBm) la tension récupérée en sortie du circuit chute rapidement et devient vite inutilisable par le circuit de réveil RWU, dont le seuil est situé à 200 mV . Il est donc plus judicieux de ne s'intéresser qu'aux circuits « D », « E » et « F » qui sont optimisés par rapport au niveau de puissance le plus faible. Dans ces 3 cas, les tensions de sorties des circuits sont compatibles avec les exigences du projet RWU, les circuits « E » et « F » apportant en plus une marge de sécurité sur le fonctionnement. A ce stade, il ne reste donc plus qu'à définir la résistance de charge la plus adaptée au dispositif. Pour cela, nous allons travailler directement sur l'association des 6 cellules.

IV.5.1.3 Résultats de la sommation continue

Les deux circuits « E » et « F » ont été optimisés pour une puissance d'entrée de -20dBm . Le circuit E est fermé sur une impédance de charge de $60\text{k}\Omega$ alors que le circuit F a été conçu sur une impédance de charge de $100\text{k}\Omega$. Ces choix confèrent naturellement au circuit F une tension de sortie sensiblement supérieure au circuit E. Nous allons cependant vérifier si ce comportement est valide dans le cas d'une association.

Nous allons étudier le comportement de chacun des 2 circuits dans le contexte d'une sommation continue. Le schéma de principe de la sommation continue pour le scénario plafonnier est présenté sur la Figure V-38. Il s'agit de l'association de 6 cellules de redressement identiques. Chaque bloc constitue un circuit de rectification tel que celui présenté sur la Figure V-37. Les antennes sont représentées par des générateurs de puissance associés à des impédances internes égales à 50Ω . Les puissances issues des calculs de bilan de liaisons seront introduites sur chaque générateur « antenne ».

Chaque circuit est chargé sur sa résistance d'optimisation « $R_{load_cellule}$ » (charges X sur la Figure V-37) et l'ensemble est ensuite chargé sur une résistance globale « R_{load} » qui représente dans le cas du projet RWU le circuit à réveiller. Chaque rectenna va générer une tension « V_{d_i} » en fonction de la puissance collectée par son antenne « i ». Dans ce cas,

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

l'amplitude globale du signal continu « V_{out} » présenté aux bornes de la charge « R_{load} » devrait être équivalente à la somme algébrique de toutes les tensions « V_{di} ».

$$V_{out} = \sum_{i=1}^6 V_{d_i} \quad \text{Équation V-2}$$

Nous choisissons $R_{load_cellule} \ll R_{load}$ pour limiter les phénomènes d'inversions dont nous discuterons dans la suite du document.

Les résultats de la sommation continue pour chaque configuration étudiée sont présentés sur les abaques de la Figure V-39. Les puissances injectées dans chaque circuit de redressement sont paramétrées en fonction de la position de l'émetteur (angle de réception du faisceau RF et distance).

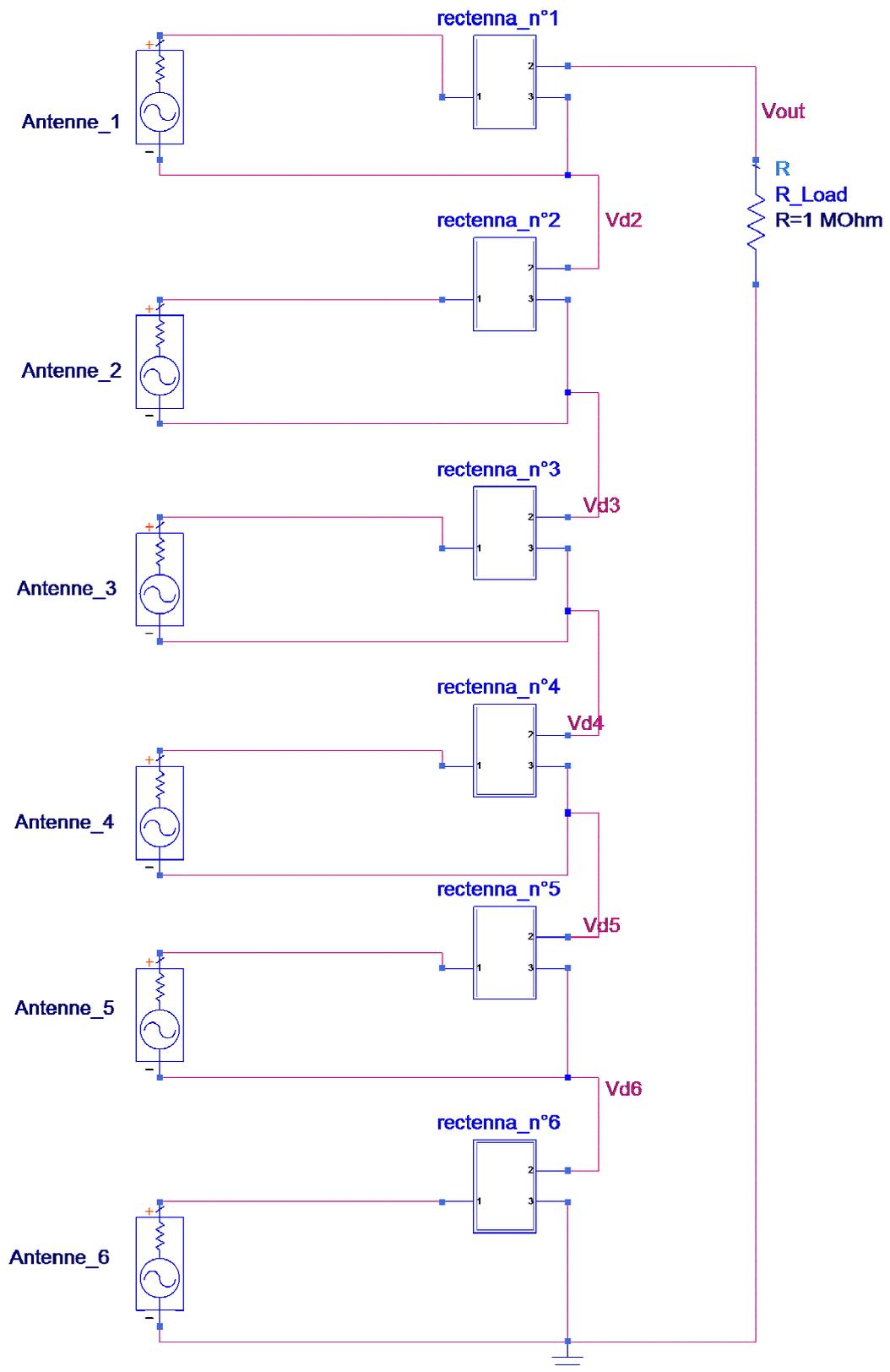


Figure V-38 : Schéma bloc d'une association série de 6 cellules de rectification

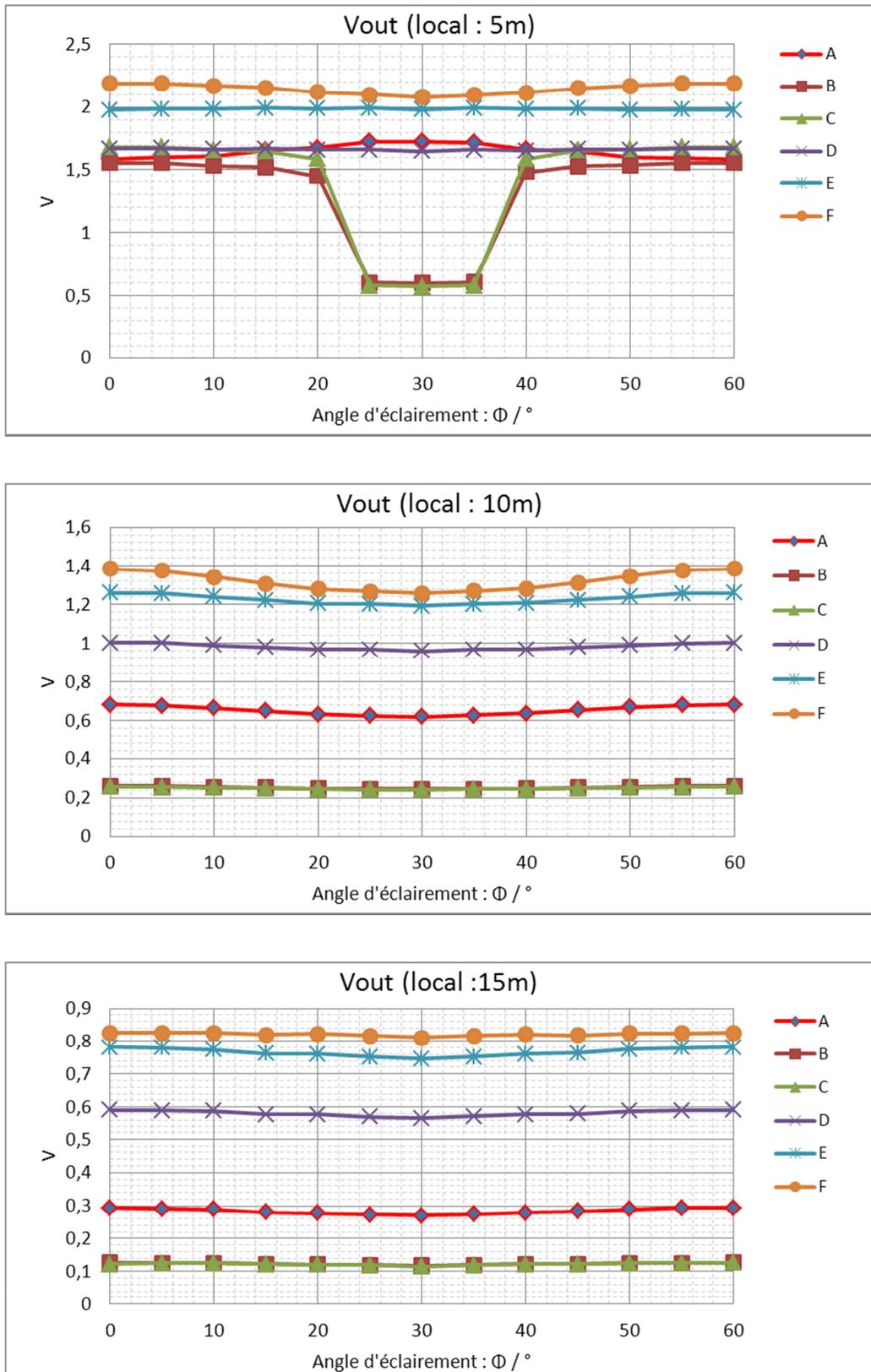


Figure V-39. Tension de sortie V_{out} issue de la sommation pour chaque configuration.

Ces résultats confirment notre choix qui consiste à retenir les solutions « E » et « F » pour le fort niveau de tension de sortie. En effet, plus la résistance de charge de chaque circuit augmente plus le signal continu récupéré à ses bornes est fort. A ce stade, on peut conclure qu'il est important de charger les circuits avec des résistances très fortes pour empêcher qu'une grande partie du courant soit absorbée par la charge.

Cependant, après la mise en série des 6 cellules de redressement, si la résistance de charge propre à chaque cellule est forte, il s'avère que les courants issus des circuits ayant reçus les puissances les plus élevées (-11dBm), vont générer une tension inverse dans les diodes qui débitent moins de courant. Ceci est appelé « phénomène d'inversion ». Les circuits qui seront dans ce cas (inversion) auront des tensions négatives aux bornes de leurs propres charges. Ces tensions négatives vont s'additionner algébriquement avec celles générées par les autres circuits. Par conséquent, le résultat final (V_{out}) de la sommation continue sera inférieur à la valeur attendue théoriquement. En observant les courbes de la Figure V-39, ce phénomène d'inversion est clairement visible, notamment pour les configurations B et C, pour le local de 5m. Utiliser des résistances $R_{load_cellule} \ll R_{load}$ permet de limiter ces phénomènes d'inversions en renforçant le rendement de conversion de chaque capteur. Pour les trois dimensions de locaux qui nous intéressent et pour les deux configurations donnant les tensions les plus élevés (E et F), le choix de la configuration E se fait principalement par la constance des niveaux obtenus en fonction de l'angle d'éclairement. Ceci traduit une bonne robustesse vis-à-vis des phénomènes d'inversion, ce qui est moins le cas pour la configuration F, notamment pour les locaux de 5 et 10 m. Par conséquent, seule la solution « E » sera retenue pour la suite du projet.

IV.5.1.4 Tension délivrée par le plafonnier en fonction de la puissance de l'émetteur et de la dimension du local

La Figure V-40 montre la robustesse du dispositif en fonction de la puissance d'émission pour un gain d'émission toujours fixe (4dB). La tension V_{out} présentée ici est le résultat de la sommation pour les deux configurations « E » et « F » pour les 3 dimensions de local 5m, 10m et 15m. Les émetteurs sont positionnés dans la direction azimutale $\Phi=0^\circ$, c'est-à-dire dans l'alignement du plan contenant le capteur n°1.

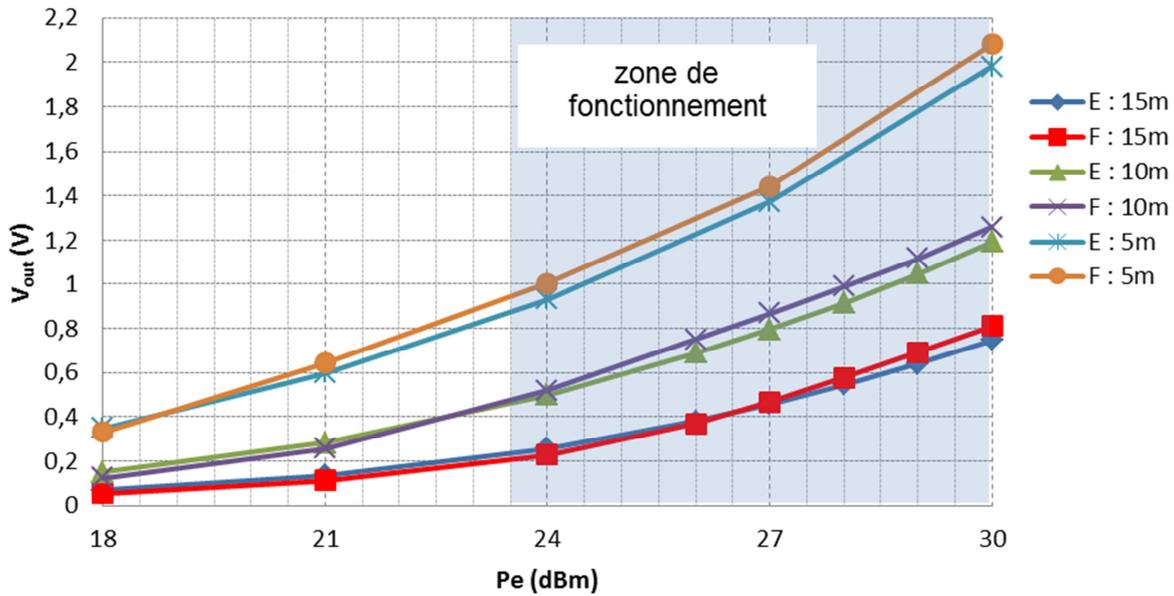


Figure V-40 : Robustesse du système en fonction de la puissance d'émission

La tension continue V_{out} aux bornes de la charge globale « R_{load} » est déterminée en fonction de la puissance d'émission en sortie de l'émetteur intégré et de la dimension du local.

Cette étude permet de conclure que le système peut être fonctionnel même avec une puissance d'émission égale à 24dBm. Le réveil d'un récepteur n'aurait pas été possible avec un tel niveau de puissance en émission par l'utilisation d'un seul capteur. Maintenant, il est devenu possible grâce au concept de sommation non cohérente proposé. Le deuxième constat est qu'à faible puissance, la configuration « E » est sensiblement meilleure, ce qui confirme encore notre choix de ce circuit.

IV.5.2 Mise en œuvre des rectennas

IV.5.2.1 Description du circuit réalisé

Après avoir déterminé la configuration de rectenna la plus favorable à la sommation continue, nous avons remplacé toutes les charges réactives (selfs, capacités et résistances) par des composants réels, des fabricants Coilcraft pour les inductances et AVX pour les capacités. Nous avons également intégré les caractéristiques diélectriques du substrat utilisé pour le développement des antennes pour ce scénario. On rappelle que le substrat en question est de type FR4 multicouche de permittivité diélectrique $\epsilon_r=4.4$ et de tangente de perte $Tg_{\delta}=0.025$. L'antenne et le circuit redresseur seront réalisés simultanément sur le même PCB

Les figures suivantes montrent des vues des cartes destinées au scénario tertiaire (plafonnier). Le circuit redresseur occupe une surface de $20 \times 8 \text{ mm}^2$.

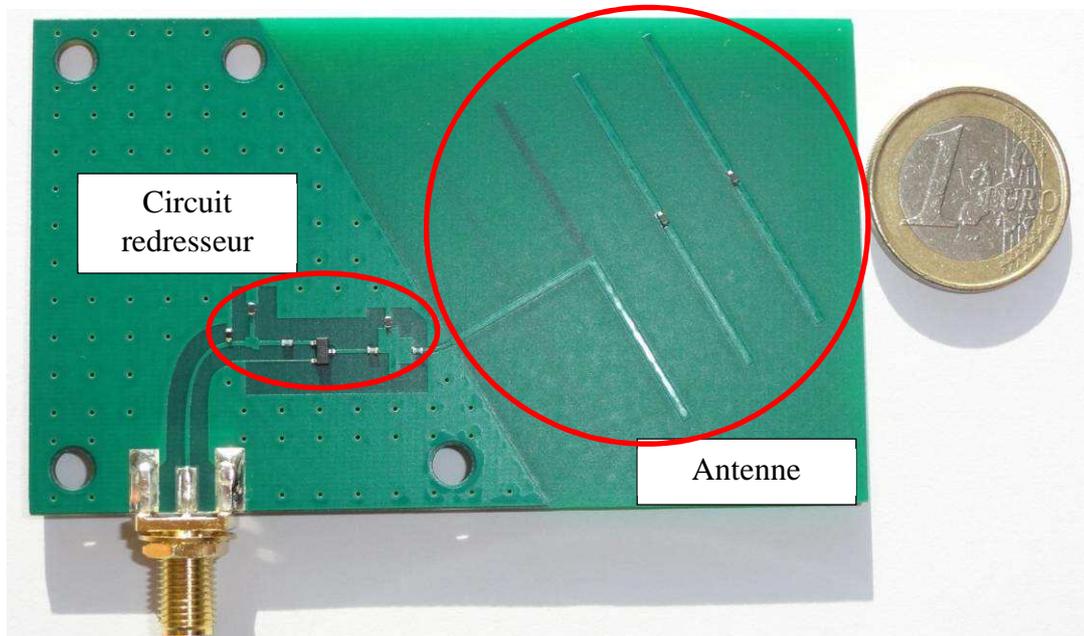


Figure V-43 : Prototype réalisé d'un capteur élémentaire

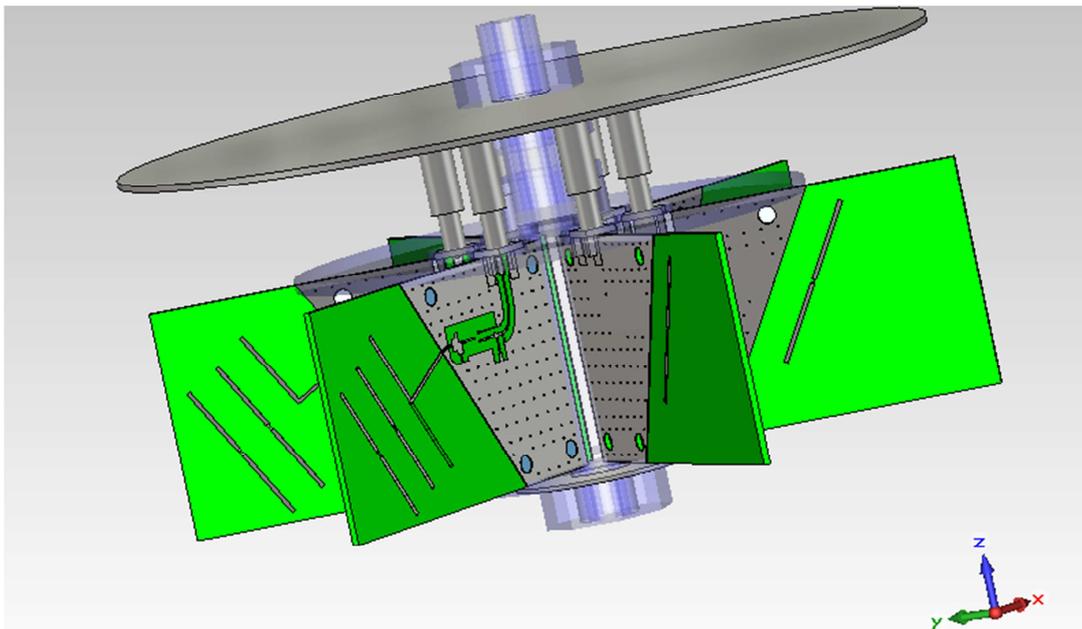


Figure V-44 : Vue en perspective du plafonnier



Figure V-45 : Prototype réalisé du plafonnier complet installé dans les locaux d'XLIM pour test

IV.5.2.2 Réponse d'un capteur « E » intégrant les caractéristiques des composants réels

La Figure V-46 et la Figure V-47 représentent les performances du circuit de rectification final en fonction du niveau de puissance RF présentée à son entrée. D'après ces résultats, on peut conclure que les performances du système satisfont les besoins du scénario 2 pour ce « plafonnier ». Néanmoins, l'utilisation des composants réels n'a pas été sans conséquences sur les performances du circuit. En effet, à puissance d'entrée identique, la tension générée par la rectenna en composants réels est 5% à 20% plus faible que celle obtenue par le circuit idéal. Ceci est dû, d'une part aux pertes ohmiques des composants utilisés (de l'ordre de quelques ohms) qui dégradent les performances du système à très faible puissance, et d'autre part aux pertes diélectriques du substrat utilisé qui sont relativement importantes pour un PCB bas coût.

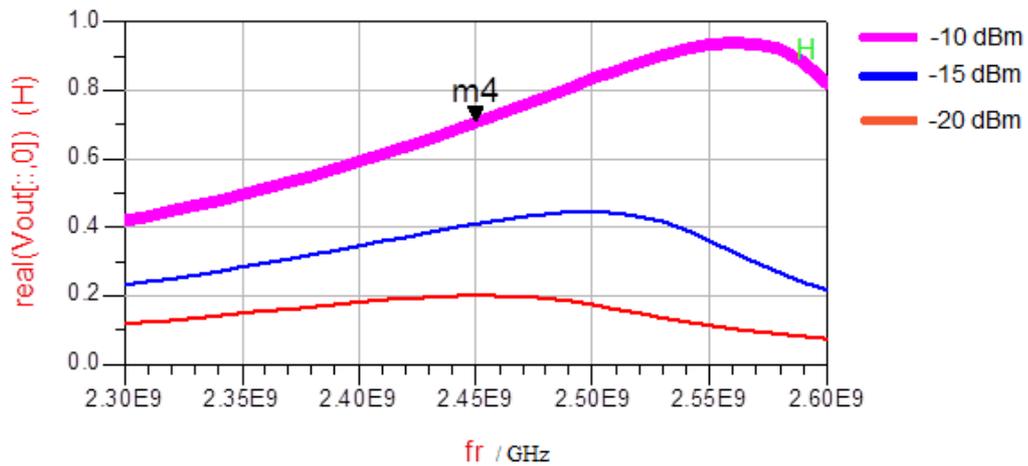


Figure V-46 : Performances du circuit de rectification unitaire optimal en fonction de la fréquence

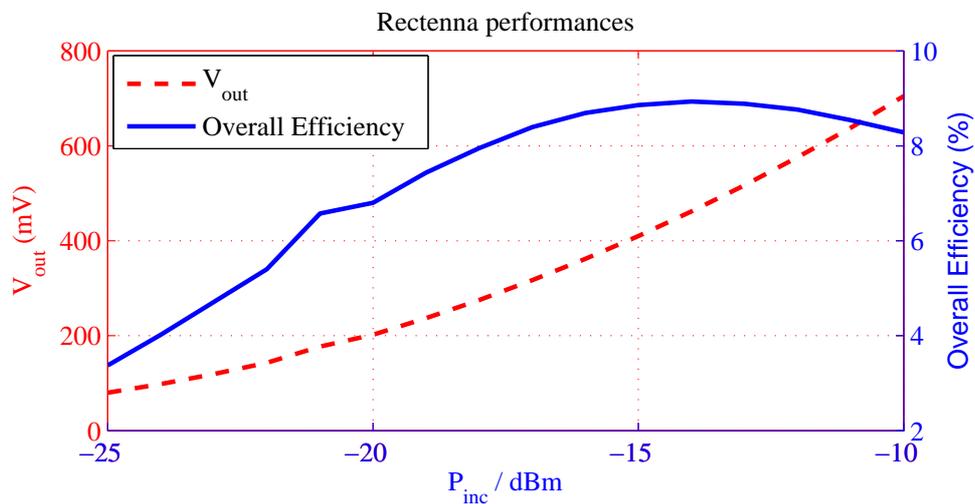


Figure V-47 : V_{out} du capteur final avec composants réels (CMS) et efficacité de conversion

D'après le résultat ci-dessus, on peut conclure que la cellule de rectification développée pour ce scénario tertiaire remplit les conditions minimales requises pour le bon fonctionnement du dispositif. Ainsi, un unique circuit de redressement permet de générer une tension (V_{out}) de 202mV avec une puissance d'entrée (P_{in}) de -20dBm. L'efficacité totale du circuit de rectification est déterminée par rapport à la charge globale R_{load} et est donnée par l'Équation V-3 :

$$\eta_T = \frac{V_{out}^2}{R_{load}} * \frac{1}{P_{in}} * 100\% \quad \text{Équation V-3}$$

IV.5.2.3 Sommutation des signaux continus issus des 6 capteurs du plafonnier

Les résultats présentés dans ce paragraphe sont basés sur le schéma de principe de la sommation continue de la Figure V-38. Les rectennas étudiées intègrent les pertes des composants et les substrats. Les puissances injectées dans chaque capteur correspondent à l'équipement d'une pièce de 5m.

Le *Tableau V-12* présente une comparaison des performances de la sommation non cohérente. Dans ce cas, l'émetteur est positionné en face du capteur n°1. La colonne « v(i)_rectenna_seule » représente la tension générée par une seule rectenna (isolée) avec les niveaux de puissances « P_{in}(dBm) » correspondant à une configuration de local qui fait 5x5x3 m³ de dimensions. La colonne « v(i)_association », représente la tension générée par chaque cellule de la chaîne complète (quand tous les circuits sont connectés en série).

n° rectenna	P _{in} (dBm) / Phi=0°	v(i)_rectenna_seule	v(i)_association
1	-9,298	0,753	0,938
2	-15,585	0,381	0,194
3	-35,342	0,008	0,044
4	-17,570	0,292	0,330
5	-33,490	0,013	-0,016
6	-15,811	0,370	0,233
somme_théorique		1,817	1,723
somme_ADS			1,723

Tableau V-12 : Calculs de la tension continue fournie par le plafonnier et des contributions de chacun des 6 capteurs lorsque le plafonnier équipe un local de 5x5x3m

D'après les résultats présentés ci-dessus, on constate qu'il y a un phénomène d'inversion au niveau de la cellule n°5. La tension au niveau de la charge de cette cellule est négative et est égale à -0.016V. Ceci est dû au faible niveau de puissance injectée à l'entrée de cette rectenna.

La Figure V-48 présente la tension délivrée par le plafonnier au circuit d'auto-maintenance lorsque l'ordre de réveil provient d'une direction quelconque entre deux capteurs.

Les performances sont calculées lorsque ce même plafonnier équipe des locaux de 5x5x3m, 10x10x3m et 15x15x3m.

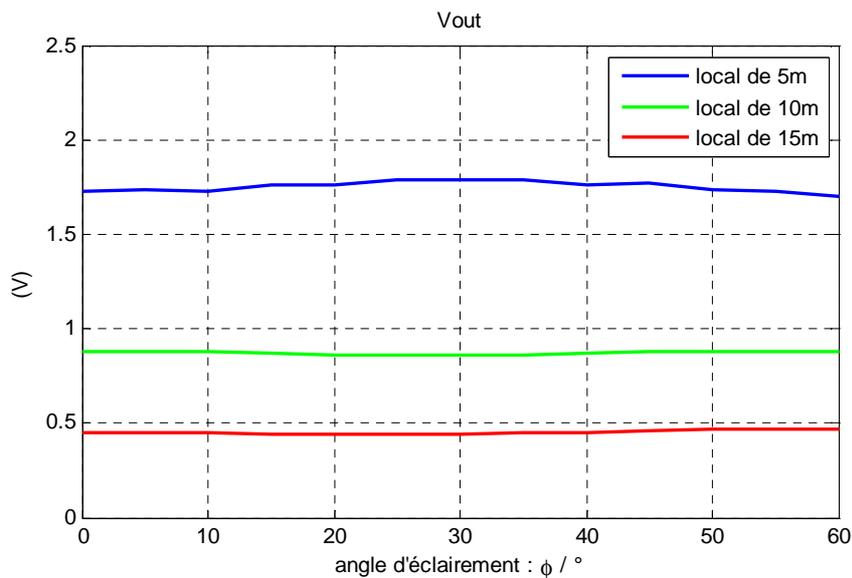


Figure V-48 : Résultats de la sommation du système final / secteur 60°

D'après ces résultats, on peut conclure que quelle que soit la configuration du local choisie, le signal généré par le plafonnier doit permettre de déclencher le réveil du récepteur. Des résultats de mesure in-situ ont permis de valider les niveaux prévus dans cette étude.

V Conclusion

L'objectif de cette étude était de proposer une solution RWU pour des usages tertiaires. Les contraintes inhérentes à la technologie RWU, aux normes sanitaires et aux exigences d'autonomie nous ont fait converger vers deux solutions à base d'AEP.

Dans le scénario 1, la solution est directement héritée des travaux des précédents chapitres. L'application à la conception d'un émetteur intégré a permis de montrer à la fois la généralité et la robustesse du concept.

Chapitre V-Développements d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU)

Dans le scénario 2, un concept plus original a été mis en œuvre à travers un concept de plafonnier multifonction. Celui-ci est basé sur la mise à profit de la sommation continue pour obtenir une couverture quasi isotropique avec un gain réalisé élevé.

La mise au point de cet équipement a nécessité une prise en compte des contraintes globales imposées par les usages. La couverture électromagnétique assurée par le plafonnier intègre la possibilité d'avoir des émetteurs encastrés ou collés au niveau des empreintes murales destinées d'ordinaire aux interrupteurs. La viabilité de la fonction RWU pour ce type de travail a été rendue possible par une sommation des tensions continues collectées par l'intermédiaire de 6 capteurs directifs. L'optimisation des capteurs relève d'une optimisation globale de l'ensemble du dispositif en tenant compte de la variabilité des angles d'arrivées des ordres de réveil et de la dispersion des puissances reçues, consécutive aux dimensions des locaux à équiper. Le plafonnier conçu et fabriqué permet d'équiper des locaux dont les dimensions vont jusqu'à 15x15x3 m³.

Dans ce chapitre, nous avons argumenté l'intérêt de notre outil de synthèse et d'aide à la conception des AEP dans le cadre des applications industrielles. Les prototypes des produits réalisés dans le cadre du projet RWU témoignent de l'efficacité, la nécessité et l'utilité de cet outil dans l'intégration et la fabrication des antennes de façon générique dans des produits industriels destinés au grand public comme pour des applications particulières.

Conclusion générale

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit a porté d'une part, sur la mise au point d'un outil de synthèse permettant d'exploiter au mieux les couplages mutuel entre les constituants d'une antenne à éléments parasites pour la formation de faisceau radiofréquence, et d'autre part, sur la définition d'architectures suffisamment génériques pour être réalisées à bas coût.

D'une façon plus générale, nous avons pu constater que pour qu'un système d'antennes couplées soit efficace, les niveaux de couplages inter-éléments doivent être élevés. Dans le cas des antennes à éléments parasites, des niveaux de couplages mutuels autour de -10dB sont préférables pour aboutir à des performances optimales du système complet. Néanmoins, cela implique une modélisation fine de la structure de façon à relater son comportement électromagnétique le plus fidèlement possible. Malgré cette contrainte de modélisation, nous avons pu voir dans le premier chapitre, les principaux avantages que présentent ces antennes en comparaison des antennes réseaux, qui offrent néanmoins des performances plus élevées, notamment en matière de reconfigurabilité. Cependant, vu la complexité des circuits de distributions nécessaires à ces dernières et leur intégration délicate dans des dispositifs à bas coûts, il s'avère que les antennes à éléments parasites, si elles disposent d'une méthode de conception systématique, offrent un bien meilleur compromis performances/coût/intégration.

Pour développer ces antennes, un outil de synthèse dédié a été présenté dans le deuxième chapitre de ce manuscrit. Une fois validé, l'outil a servi comme support à la conception et à la fabrication d'un prototype, en intégrant des ports fictifs dans l'architecture de l'antenne, pour à la fois comprendre le fonctionnement global de l'antenne et aussi pour développer la solution adéquate par rapport à un objectif fixé en termes de diagramme de rayonnement. On notera que cet outil ne souffre pas de restrictions majeures. Il permet d'étudier une structure, quelles que soient le nombre et la nature des éléments rayonnants.

Dans le chapitre III, nous avons étendu le domaine d'application de l'outil pour développer des antennes à éléments parasites reconfigurables. De façon à fiabiliser les

Conclusion générale et perspectives

résultats, les performances réelles (mesurées) des circuits déphaseurs ont été intégrées dans l'algorithme de synthèse. Les résultats obtenus par la mesure de l'antenne dans ces conditions ont été en parfait accord avec les performances prédites par la synthèse. Nous noterons ici que cette étape d'intégration des mesures des déphaseurs est très intéressante d'un point de vue applicatif car il devient envisageable de prendre en compte des dispersions ou des pannes des déphaseurs dans l'étape de synthèse.

Par la suite, en se basant sur les validations des chapitres II et III et en travaillant en étroite collaboration avec des partenaires industriels, nous avons développé dans le chapitre IV une architecture d'antenne à éléments parasites qui peut être qualifiée de générique. En effet, l'architecture choisie peut être déclinée à plusieurs tailles d'empreintes sur un PCB, sans avoir à modifier le design de base de l'antenne. Seul le nombre de brins parasites sera modifié en fonction de la place disponible. Cette genericité est rendue possible par l'implantation de charges réactives directement sur les éléments parasites. Les valeurs de ces charges à matérialiser par des composants CMS pour une question de facilité d'intégration et de coût, sont obtenues grâce à l'outil de synthèse développé. Il en résulte une architecture avec un fort potentiel d'intégration dans des applications de masse, et qui ne nécessite pas de fastidieuses phases de paramétrages ou d'optimisation.

Les travaux menés dans ces différents chapitres et validés par plusieurs prototypes d'antennes, ont été mis à profit dans le cadre du projet FUI RWU (Remote Wake Up). Ce projet regroupe plusieurs laboratoires de recherches et des partenaires industriels (présenté en détail dans le chapitre V). Les différentes étapes et contraintes technologiques liées à l'application et aux procédés de fabrication ont été prises en compte. C'est en se basant sur les avancées technologiques concernant les composants électroniques miniatures (self, capacité, etc.) pouvant fonctionner à la fréquence de notre application (2.45 GHz) que nous avons pu accomplir notre objectif pour fournir aux industriels des solutions d'antennes à éléments parasites performantes et facilement intégrables. Deux démonstrateurs complets d'émission-réception d'énergie sans fil correspondant aux deux scénarii principaux du projet RWU étudiés ont été réalisés et sont opérationnels. Les performances atteintes valident les attentes relativement à l'obtention d'une production générique d'antennes à éléments parasites imprimées sur des cartes PCB avec des dispositifs électroniques associés. Le seul véritable inconvénient de ces architectures d'antennes est que nous n'avons pas beaucoup de degré de

Conclusion générale et perspectives

liberté aux niveaux des amplitudes des poids à imposer sur les antennes élémentaires, à la différence des réseaux d'antennes classiques. Cependant, le compromis final performances/coût/intégration reste largement en faveur des antennes à éléments parasites.

Perspectives :

Une perspective immédiate concerne la valorisation et le transfert des concepts mis au point dans ce manuscrit vers l'industrie. En effet, les différents résultats obtenus ont tous été validés expérimentalement. Cette bonne adéquation entre les simulations et les mesures a été permise grâce aux méthodes de conception et aux procédés utilisés, compatibles de procédés industriels. Les concepts étudiés peuvent donc être considérés comme matures et potentiellement transférables à l'industrie. Cette phase a d'ailleurs été amorcée à travers le projet RWU et sa valorisation.

Une seconde perspective consiste à intégrer des technologies plus innovantes en lieu et place des inductances et capacités aujourd'hui utilisées. Il paraît pertinent d'envisager l'intégration de fonctions plus évoluées au sein des éléments rayonnants, pour réaliser des objectifs de rayonnements avec des gabarits fréquentiels par exemple. Ces fonctions vont nécessiter l'emploi d'éléments passifs intégrés plus complexes. Néanmoins, des technologies compatibles existent déjà chez des fondeurs comme ST Microelectronics. Ce serait aussi un moyen d'envisager une montée en fréquence de ces concepts d'antennes, limités à une fréquence maximale de l'ordre de 3 GHz en raison des composants CMS utilisés.

Une troisième voie d'investigation concerne l'amélioration du concept reconfigurable développé. En effet, même si une très bonne adéquation mesures-simulations est observée, il paraît nécessaire de développer un circuit spécifique pour améliorer son adaptation. Ceci constituera la prochaine étape de nos travaux. Pour aller plus loin, étant donné que les différents prototypes réalisés ont donné satisfaction, nous souhaitons étendre ces travaux à des concepts reconfigurables plus ambitieux, notamment en deux dimensions. Cela permettrait d'effectuer des formations de faisceaux plus complexes, tout en gardant des architectures plus simples qu'un réseau d'antennes. Pour développer efficacement ces structures, nous pouvons envisager le couplage de l'outil de synthèse développé avec un banc

Conclusion générale et perspectives

de caractérisation d'antennes reconfigurables, existant déjà dans le laboratoire. Des études plus poussées sur les bandes passantes accessibles avec ces architectures d'antennes sont aussi à menées. L'objectif à terme serait de proposer des antennes à éléments parasites reconfigurables avec des fonctions de rayonnement plus évoluées que celles présentées ici, tout en conservant un bon compromis performances/coût/intégration.

Bibliographie

- [1] J. Lin and T. Itoh, "Active integrated antennas," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 12, pp. 2186–2194, 1994.
- [2] T.-P. Kuo and T.-G. Ma, "Wideband Operation of Amplifying Array Using Tunable Phase Shifters," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 995–998, 2011.
- [3] T. Nishio, Y. Wang, and T. Itoh, "A frequency-controlled beam-steering array with mixing frequency compensation for multichannel applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 4, pp. 1039–1048, 2004.
- [4] A. G. Roederer, "Reflectarray antennas," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*, 2009, pp. 18–22.
- [5] J. Huang and J. . Encinar, *Reflectarray Antenna*. 2008.
- [6] P. F. Combes, *Micro-ondes: cours et exercices*. Paris: Dunod, 1997.
- [7] A. ELSAYED AHMAD, "Conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages interéléments : application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire," text, 2010.
- [8] A. El Sayed Ahmad, M. Thevenot, C. Menudier, M. Koubeissi, E. Arnaud, and T. Monédière, "Design of a coupled antenna array for mobile HyperLAN2 applications," *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 3, no. 06, pp. 609–614, 2011.
- [9] H. Legay, F. Croq, and T. Rostan, "Analysis, design and measurements on an active focal array fed reflector," in *IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology, 2000. Proceedings*, 2000, pp. 399–402.
- [10] Y. Cailloce, G. Caille, I. Albert, and J. M. Lopez, "A Ka-band direct radiating array providing multiple beams for a satellite multimedia mission," in *2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology, 2000. Proceedings*, 2000, pp. 403–406.
- [11] A. Bhattacharyya, *Phased array antennas: Floquet analysis, synthesis, BFNs, and active array systems*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, 2006.
- [12] P. Tran, "Thales To Deliver AESA Radars Soon," 06-Jul-2010.
- [13] P. Angeletti and M. Lisi, "Twenty-Five years of beam forming network developments in Europe," presented at the Proceedings of the 29th ESA Antenna Workshop on multiple beams and reconfigurable antennas, 2007.
- [14] A. Georgiadis, J. Perruisseau-Carrier, A. Collado, and 118757, "Patents on reconfigurable reflectarray antennas," *Recent Patents Electr. Eng.*, vol. 2, no. 1, pp. 19–26, 2009.

Références

- [15] S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "Design and Characterization of a CPSS-Based Unit-Cell for Circularly Polarized Reflectarray Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 2313–2318, 2013.
- [16] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd edition*, 2nd ed. 1996.
- [17] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. New York: J. Wiley and Sons, 1981.
- [18] R.-C. Houzé, *Les Antennes Fondamentaux*, 3e édition. Dunod, 2006.
- [19] J. Huang and A. C. Densmore, "Microstrip Yagi array antenna for mobile satellite vehicle application," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 7, pp. 1024–1030, 1991.
- [20] R. Coe and G. Held, "A parasitic slot array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 1, pp. 10–16, 1964.
- [21] D. V. Thiel, "Optimised slot reradiation to modify foreground reflection into an array," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 120, no. 9, pp. 962–964, 1973.
- [22] S. Uda, "Wireless beam of short electric waves," *J. IEE. (Japan)*, pp. 273–282, Mar-1926.
- [23] H. Yagi, "Beam Transmission of Ultra Short Waves," *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 16, no. 6, pp. 715–740, 1928.
- [24] S.-S. Hsu, K.-C. Wei, C.-Y. Hsu, and H. Ru-Chuang, "A 60-GHz Millimeter-Wave CPW-Fed Yagi Antenna Fabricated by Using 0.18- CMOS Technology," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, no. 6, pp. 625–627, 2008.
- [25] W.-H. Tu, "Microstrip-coplanar stripline-fed Yagi-Uda antenna," presented at the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008, 2008, pp. 1–4.
- [26] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A broadband microstrip-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, vol. 4, pp. 1431–1434 vol.4.
- [27] S. S. M. Abdalla, "Uniplanar Wideband Quasi Yagi Antenna for Multiple Antenna Channel Measurements."
- [28] H. K. Kan, R. B. Waterhouse, A. M. Abbosh, and M. E. Bialkowski, "Simple Broadband Planar CPW-Fed Quasi-Yagi Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 18–20, 2007.
- [29] H. Chu, Y.-X. Guo, H. Wong, and X. Shi, "Wideband Self-Complementary Quasi-Yagi Antenna for Millimeter-Wave Systems," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 322–325, 2011.

Références

- [30] S. Koziel and S. Ogurtsov, "Computationally efficient simulation-driven design of a printed 2.45 GHz Yagi antenna," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 8, pp. 1807–1810, 2010.
- [31] P. R. Grajek, B. Schoenlinner, and G. M. Rebeiz, "A 24-GHz high-gain Yagi-Uda antenna array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1257–1261, 2004.
- [32] T. Nishio, Y. Wang, and T. Itoh, "A frequency-controlled beam-steering array with mixing frequency compensation for multichannel applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 4, pp. 1039–1048, 2004.
- [33] I. Ahmed, W. F. Perger, and S. A. Zekavat, "Effects of Ground Constituent Parameters on Array Mutual Coupling for DOA Estimation," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2011, Sep. 2011.
- [34] P. Uthansakul, D. Assanuk, and M. Uthansakul, "An Optimal Design of Multiple Antenna Positions on Mobile Devices Based on Mutual Coupling Analysis," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2011, Sep. 2011.
- [35] G. S. Smith, *An Introduction to Classical Electromagnetic Radiation*. Cambridge University Press, 1997.
- [36] A. Kazemipour, "Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes," Paris, ENST, 2003.
- [37] H. Sato, T. Hayashi, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "Small array antenna for 2x2 MIMO terminal using folded loop antenna," in *First European Conference on Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006*, 2006, pp. 1–5.
- [38] S. Vergerio, J.-P. Rossi, and P. Sabouroux, "A two-PIFA antenna systems for mobile phone at 2 GHz with MIMO applications," in *First European Conference on Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006*, 2006, pp. 1–5.
- [39] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [40] Y. Li, Z. He, K. Niu, J. Lin, and W. Wu, "Cluster-Based Double Bounce MIMO Channel Model and Capacity Analysis," in *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007*, 2007, pp. 153–156.
- [41] Z. Ye, J. Dai, X. Xu, and X. Wu, "DOA Estimation for Uniform Linear Array with Mutual Coupling," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 45, no. 1, pp. 280–288, 2009.
- [42] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction finding in the presence of mutual coupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 3, pp. 273–284.

Références

- [43] F. Sellone and A. Serra, "A Novel Online Mutual Coupling Compensation Algorithm for Uniform and Linear Arrays," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 2, pp. 560–573, 2007.
- [44] H. T. Hui, "Decoupling Methods for the Mutual Coupling Effect in Antenna Arrays : A Review," *Recent Patents Eng.*, vol. 1, no. 2, pp. 187–193.
- [45] J. Itoh, N. Michishita, and H. Morishita, "A study on mutual coupling reduction between two inverted-F antennas using mushroom-type EBG structures," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008*, 2008, pp. 1–4.
- [46] E. C. Ngai and D. J. Blejer, "Mutual coupling analyses for small GPS adaptive arrays," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001*, 2001, vol. 4, pp. 38–41 vol.4.
- [47] M. S. TOUBEH, "Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la longueur d'onde dite : The ULP EBG Antennas," Université de Limoges.
- [48] M. Hajj, M. Salah Toubet, Y. Abdallah, R. Chantalat, and B. Jecko, "A NOVEL BEAM SCANNING/DIRECTIVITY RECONFIGURABLE M-EBG ANTENNA ARRAY," *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 29, pp. 55–66.
- [49] J. Drouet, M. Thevenot, R. Chantalat, gis, C. Menudier, M. Koubeissi, Moné, diè, T. Re, and B. Jecko, "Global Synthesis Method for the Optimization of Multifeed EBG Antennas," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2008, Oct. 2008.
- [50] L. Petit, *Antennes reconfigurables à base de MEMS RF*. 2007.
- [51] J. Drouet, M. Thevenot, R. Chantalat, C. Menudier, M. Koubeissi, MONEDIERE, and B. Jecko, "Global Synthesis Method for the Optimization of Multifeed EBG Antennas," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2008, Oct. 2008.
- [52] R. Islam and R. Adve, "Beam-forming by mutual coupling effects of parasitic elements in antenna arrays," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002*, 2002, vol. 1, pp. 126–129 vol.1.
- [53] F. Fezai, C. Menudier, M. Thevenot, and T. Monediere, "Systematic Design of Parasitic Element Antennas : Application to a WLAN Yagi Design," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 413–416, 2013.
- [54] M. Thevenot, C. Menudier, A. El Sayed Ahmad, G. Zakka El Nashef, F. Fezai, Y. Abdallah, E. Arnaud, F. Torres, and T. Monediere, "Synthesis of Antenna Arrays and Parasitic Antenna Arrays with Mutual Couplings," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, Apr. 2012.
- [55] R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Pattern synthesis for loaded N-port scatterers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 22, no. 2, pp. 184–190, 1974.
- [56] R. F. Harrington, "Reactively controlled directive arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, no. 3, pp. 390–395, 1978.

Références

- [57] F. Chen, W. Chen, and Z. Feng, "A novel Switched-Sector Planar Antenna Using Parasitic Elements," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, 20-Jun-2004.
- [58] P. Mattheijssen, M. H. A. J. Herben, G. Dolmans, and L. Leyten, "Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, no. 4, pp. 1035–1042, 2004.
- [59] O. N. Alrabadi, A. Kalis, C. B. Papadias, and A. G. Kanatas, "Spatial multiplexing by decomposing the far-field of a compact ESPAR antenna," in *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008*, 2008, pp. 1–5.
- [60] O. N. Alrabadi, C. B. Papadias, A. Kalis, N. Marchetti, and R. Prasad, "MIMO transmission and reception techniques using three-element ESPAR antennas," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 13, no. 4, pp. 236–238, 2009.
- [61] S. Cheng, P. Rantakari, R. Malmqvist, C. Samuelsson, T. Vaha-Heikkila, A. Rydberg, and J. Varis, "Switched Beam Antenna Based on RF MEMS SPDT Switch on Quartz Substrate," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 383–386, 2009.
- [62] S. Cheng, P. Rantakari, R. Malmqvist, C. Samuelsson, T. Vaha-Heikkila, A. Rydberg, and J. Varis, "Switched Beam Antenna Based on RF MEMS SPDT Switch on Quartz Substrate," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 383–386, 2009.
- [63] K. Gyoda and T. Ohira, "Design of electronically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000*, 2000, vol. 2, pp. 922–925 vol.2.
- [64] D. Marcano and F. Duran, "Synthesis of antenna arrays using genetic algorithms," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 42, no. 3, pp. 12–20, 2000.
- [65] J. Robinson and Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 2, pp. 397–407, 2004.
- [66] R. W. Shaw, J. K. Kovitz, L. Johnson, and G. D. Arndt, "Design of a planar array of parasitic microstrip patch antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1990. AP-S. Merging Technologies for the 90's. Digest.*, 1990, pp. 1437–1440 vol.4.
- [67] Y. Cai, Y. J. Guo, and A. R. Weily, "A Frequency-Reconfigurable Quasi-Yagi Dipole Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 883–886, 2010.
- [68] P.-Y. Qin, A. R. Weily, Y. J. Guo, and C.-H. Liang, "Millimeter wave frequency reconfigurable quasi-Yagi antenna," in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, 2010, pp. 642–645.
- [69] D. J. Roscoe, L. Shafai, A. Ittipiboon, M. Cuhaci, and R. Douville, "Tunable dipole antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1993. AP-S. Digest*, 1993, pp. 672–675 vol.2.

Références

- [70] W. Weedon, W. Payne, G. Rebeiz, J. Herd, and M. Champion, "MEMS-switched reconfigurable multi-band antenna: design and modeling," in *Proceedings of the 1999 Antenna Applications Symposium*, 1999, vol. 1, pp. 203–231.
- [71] W. H. Weedon, W. J. Payne, and G. M. Rebeiz, "MEMS-switched reconfigurable antennas," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001*, 2001, vol. 3, pp. 654–657 vol.3.
- [72] E. R. Brown, "On the gain of a reconfigurable-aperture antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 10, pp. 1357–1362, 2001.
- [73] M. A. Ali and P. Wahid, "A reconfigurable Yagi array for wireless applications," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002*, 2002, vol. 1, pp. 466–468 vol.1.
- [74] Y. Li, Z. Zhang, W. Chen, and Z. Feng, "Polarization Reconfigurable Slot Antenna With a Novel Compact CPW-to-Slotline Transition for WLAN Application," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 252–255, 2010.
- [75] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, and J. C. Vardaxoglou, "Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 449–454, 2006.
- [76] L. Petit, L. Dussopt, and J. Laheurte, "MEMS-switched parasitic-antenna array for radiation pattern diversity," in *The European Conference on Wireless Technology, 2005*, 2005, pp. 495–497.
- [77] S. Nair and M. J. Ammann, "Reconfigurable Antenna With Elevation and Azimuth Beam Switching," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 367–370, 2010.
- [78] A. Mainwaring, A. L. Umnov, M. O. Shuralev, and A. Y. Eltsov, "Steerable reflective high-gain antenna array based on loaded dipole scatterers," *Radiophys. Quantum Electron.*, vol. 53, no. 8, pp. 454–466, Feb. 2011.
- [79] A. Mainwaring, A. L. Umnov, M. O. Shuralev, and A. U. Eltsov, "Steerable reflect-array antenna formed by loaded electric dipoles," *Tech. Phys. Lett.*, vol. 37, no. 2, pp. 178–181, Feb. 2011.
- [80] L. . Starman, J. R. Reid, R. T. Webster, and J. . Ebel, "RF MEMS Switches for Antenna Applications," presented at the Conference: 2004 SEM X International Congress & Exposition on Experimental & Applied Mechanics, 2004.
- [81] G. M. Rebeiz, *RF MEMS: theory, design, and technology*. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2004.
- [82] M. Daneshmand, S. Fouladi, R. R. Mansour, M. Lisi, and T. Stajcer, "Thermally-actuated latching RF MEMS switch," in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, 2009, pp. 1217–1220.

Références

- [83] M. Spasos, N. Charalampidis, N. Mallios, D. Kampitaki, K. Tsiakmakis, P. T. Soel, and R. Nilavalan, "On the design of an Ohmic RF MEMS switch for reconfigurable microstrip antenna applications," *WTOC*, vol. 8, no. 1, pp. 153–161, Jan. 2009.
- [84] Z. Hou, Z. Liu, X. Lei, G. Hu, L. Liu, and Z. Li, "Study on dynamic characterization of a shunt capacitive RF MEMS switch," in *8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, 2006. ICSICT '06*, 2006, pp. 584–586.
- [85] L. Dussopt and G. M. Rebeiz, "An X- to ku-band 3-bit digital MEMS varactor," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 13, no. 9, pp. 361–363, 2003.
- [86] T. Vähä-Heikkilä and G. M. Rebeiz, "A 4-18-GHz reconfigurable RF MEMS matching network for power amplifier applications," *Int J RF Microw Comput-Aided Eng*, vol. 14, no. 4, pp. 356–372, juillet 2004.
- [87] D. P. Yumin Lu, "A MEMS reconfigurable matching network for a class AB amplifier," *Microw. Wirel. Components Lett. IEEE*, no. 10, pp. 437 – 439, 2003.
- [88] S. Fouladi, A. Akhavan, and R. R. Mansour, "A novel reconfigurable impedance matching network using DGS and MEMS switches for millimeter-wave applications," in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, pp. 145–148.
- [89] Y. ABDALLAH, "Effects of the mutual couplings on the EM properties of reflectarrays : Definition of a strategy of design," thesis, Université de Limoges.
- [90] S. Henault and Y. M. M. Antar, "Wideband Analysis of Mutual Coupling Compensation Methods," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2011, Sep. 2011.
- [91] P.-Y. Qin, A. R. Weily, Y. J. Guo, T. S. Bird, and C.-H. Liang, "Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 8, pp. 2742–2747, 2010.
- [92] S. Lim, "Design of a Multidirectional, High-Gain Compact Yagi Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 418–420, 2009.
- [93] W. F. Moulder, W. Khalil, and J. L. Volakis, "60-GHz Two-Dimensionally Scanning Array Employing Wideband Planar Switched Beam Network," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 818–821, 2010.
- [94] G. Z. El Nashef, F. Torres, S. Mons, T. Reveyrand, T. Monediere, E. Ngoya, and R. Quere, "EM/Circuit Mixed Simulation Technique for an Active Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 354–357, 2011.
- [95] D. Cheng and C. Chen, "Optimum element spacings for Yagi-Uda arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 21, no. 5, pp. 615–623, 1973.
- [96] D. K. Cheng, "Gain optimization for Yagi-Uda arrays," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 33, no. 3, pp. 42–46, 1991.
- [97] G. D. E., *Genetic Algorithms*. New York, 1989.

Références

- [98] G. R. Harik, F. G. Lobo, and D. E. Goldberg, "The compact genetic algorithm," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 3, no. 4, pp. 287–297, 1999.
- [99] E. A. Jones and W. T. Joines, "Design of Yagi-Uda antennas using genetic algorithms," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 9, pp. 1386–1392, 1997.
- [100] E. A. Jones and W. T. Joines, "Genetic design of linear antenna arrays," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 42, no. 3, pp. 92–100, 2000.
- [101] P. K. Varlamos and C. N. Capsalis, "electronic beam steering using switched parasitic smart antenna arrays," *Prog. Electromagn. Res. PIER*, vol. 36, pp. 101–129, 2002.
- [102] Y. Abdallah, F. Fezai, C. Menudier, M. Thevenot, and T. Monediere, "Switchable steerable square parasitic monopole array design using a genetic algorithm," presented at the 2012 15th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012, pp. 1–5.
- [103] D. Correia, A. J. M. Soares, and M. A. B. Terada, "Optimization of gain, impedance and bandwidth in Yagi-Uda antennas using genetic algorithm," in *Microwave and Optoelectronics Conference, 1999. SBMO/IEEE MTT-S, APS and LEOS - IMOC '99. International*, 1999, vol. 1, pp. 41–44 vol. 1.
- [104] F. J. Ares-Pena, J. A. Rodriguez-Gonzalez, E. Villanueva-Lopez, and S. R. Rengarajan, "Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 3, pp. 506–510, 1999.
- [105] C. Chen and D. Cheng, "Optimum element lengths for Yagi-Uda arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 23, no. 1, pp. 8–15, 1975.
- [106] M. Rattan, M. S. Patterh, and B. S. Sohi, "Optimization of Gain, Impedance, and Bandwidth of Yagi-Uda Array Using Particle Swarm Optimization," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2008, May 2008.
- [107] A. Quarteroni, R. Sacco, and F. Saleri, *Méthodes Numériques Pour Le Calcul Scientifique: Programmes en MATLAB*. Springer, 2000.
- [108] Y.-H. Suh and K. Chang, "A wideband coplanar stripline to microstrip transition," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 11, no. 1, pp. 28–29, 2001.
- [109] M.-Y. Li, K. Tilley, J. McCleary, and K. Chang, "Broadband coplanar waveguide-coplanar strip-fed spiral antenna," *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 1, pp. 4–5, 1995.
- [110] R. Sorrentino and L. Roselli, "A new simple and accurate formula for microstrip radial stub," *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 2, no. 12, pp. 480–482, 1992.
- [111] M. Vahdani, "Conception d'antennes compactes ultra large bande bipolarisation," Télécom ParisTech, 2008.
- [112] W.-H. Tu and K. Chang, "Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/slotline transitions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1084–1089, 2006.

Références

- [113] Skyworks solutions, “<http://www.skyworksinc.com/>.”
- [114] “<http://www.coilcraft.com/>.”
- [115] “<http://www.avx.com/>.”
- [116] “Instrumentation électromagnétique.” [Online]. Available: <http://www.xlim.fr/platinom/instrumentation-electromagnetisme>.
- [117] T. G. Vasiliadis, E. G. Vaitopoulos, and G. D. Sergiadis, “A wideband printed dipole antenna with optimized tapered feeding balun for ISM and FWA bands,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 43, no. 5, pp. 437–441, 2004.
- [118] “Projet Selina.” .
- [119] P. Bertoldi and B. Atanasiu, “Electricity Consumption and Efficiency Trends in the Enlarged European Union,” 2006.
- [120] “B. Schlomann, et al., ‘Technical and legal application possibilities of the compulsory labeling of the standby consumption of electrical house-hold and office appliances’, Karlsruhe, Munich, Dresden, 13 June 2005. <http://www.isi.fraunhofer.de/isi-en/e/projekte/169s.php>.”
- [121] “P. Bertoldi, B. Atanasiu, ‘Electricity Consumption and Efficiency Trends in European Union’, Status Report 2009, Publications Office of the European Union, online: <http://re.jrc.ec.europa.eu/energyefficiency/publications.htm>.”
- [122] K. Clement, I. Pardon, and J. Driesen, “Standby Power Consumption in Belgium,” in *9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007*, 2007, pp. 1–4.
- [123] N. F. Nissen, “EuP Preparatory Study Lot 6: Standby and Off-mode Losses,” Fraunhofer Institute for Reliability and Microintegration, IZM, Berlin, Germany, p. 225, Oct-2007.
- [124] “GRUNDIG (2008). Press release of 10/07/2008.” 2008.
- [125] P. Dore, “Electrical Device with Wireless Remote Control and Reduced Consumption,” WO2009056721 (A1)07-May-2009.
- [126] V. Marian, “Transmission d’énergie sans fil: Application au réveil à distance de récepteurs en veille zéro consommation,” Ecole centrale de Lyon, 2012.
- [127] R. Yamaguchi, K. Sawaya, Y. Fujino, and S. Adachi, “Effect of Dimension of Conducting Box on Radiation Pattern of a Monopole Antenna for Portable Telephone (Special Issue on 1992 International Symposium on Antennas and Propagation),” *IEICE Trans. Commun.*, vol. 76, no. 12, pp. 1526–1531, Dec. 1993.
- [128] T. Taga and K. Tsunekawa, “Performance Analysis of a Built-In Planar Inverted Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 5, pp. 921–929, 1987.

Références

- [129] D. Manteuffel, A. Bahr, and I. Wolff, “Investigation on integrated antennas for GSM mobile phones,” in *Proc. Millennium Conf. Antennas Propagat*, 2000.
- [130] R. K. Yadav, S. Das, and R. L. Yadava, “RECTENNAS DESIGN, DEVELOPMENT AND APPLICATIONS,” 2011.
- [131] Z. Harouni, L. Osman, and A. Gharsallah, “Efficient 2.45 GHz Rectenna Design with high Harmonic Rejection for Wireless Power Transmission,” 2010.
- [132] V. Marian, C. Menudier, M. Thevenot, C. Vollaire, J. Verdier, and B. Allard, “Efficient design of rectifying antennas for low power detection,” presented at the Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011, pp. 1–4.
- [133] J. O. McSpadden, T. Yoo, and K. Chang, “Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, no. 12, pp. 2359–2366, 1992.
- [134] W. C. Brown, “The History of Power Transmission by Radio Waves,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, 1984.
- [135] Y.-J. Ren and K. Chang, “5.8-GHz circularly polarized dual-diode rectenna and rectenna array for microwave power transmission,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1495–1502, 2006.
- [136] W. C. Brown, “Optimization of the Efficiency and Other Properties of the Rectenna Element,” in *Microwave Symposium, 1976 IEEE-MTT-S International*, 1976, pp. 142–144.
- [137] J. Heikkinen, P. Salonen, and M. Kivikoski, “Planar rectennas for 2.45 GHz wireless power transfer,” in *2000 IEEE Radio and Wireless Conference, 2000. RAWCON 2000*, 2000, pp. 63–66.

Contributions

I. Publications journal

F. Fezai, C. Menudier, M. Thevenot and T. Monediere, “*Systematic Design of Parasitic Element Antennas - Application to a WLAN Yagi design,*” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.

F. Fezai, C. Menudier, *MEMBER, IEEE*, M. Thevenot, C. Vollaire and T. Monediere, “*Reduction of Standby Power of Electronic Devices with a RWU System,*” IEEE TMTT Special Issue on Wireless Power Transfer.

M. Thevenot, C. Menudier, A. E. S Ahmad, G. Z. El Nashef, **F. Fezai**, Y. Abdallah, Eric Arnaud, F. Torres and T. Monediere, “*Synthesis of Antenna Arrays and Parasitic Antenna Arrays with Mutual Couplings,*” International Journal of Antennas and Propagation, vol 2012.

II. Actes de conférences

II. 1. Conférences internationales

F. Fezai, C. Vollaire, V. Marian, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, “*Development of a Remote Wake Up System to Drastically Reduce Standby Power of Electronic Devices,*” 2013 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium IEEE 02 - 07 Jun 2013, Seattle, MTT-S

F. Fezai, C. Menudier, M. Thevenot and T. Monediere, “*Compact directive parasitic element antenna for wireless communications systems,*” ANTEM 15th International Symposium of ANtenna Technology and applied ElectroMagnetics. Toulouse, France 25 – 28 June 2012

Y. Abdallah, **F. Fezai**, C. Menudier, M. Thévenot, T. Monediere, “*Genetic Algorithm Optimization of a Switchable Steerable Planar Parasitic Antenna Monopole Array,*”

Contributions

Toulouse Space Show'12 - International Week on Space Applications - ANTEM 2012,
Toulouse: France

F. Fezai, J. Chabane, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, “*Direct-Synthesis and design of antennas with Parasitic Elements*,” European Microwave Conference, Manchester, United Kingdom, 10-13 October 2011.

II. 2. Conférences nationales

F. Fezai, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, « *Conception d’antennes Yagi-Uda imprimées large bande à 2.45GHz pour des applications WLAN,*» 17èmes Journées Nationales Microondes, Brest, France 18-19-20 Mai 2011.

II. 3. Communications nationales

F. Fezai, J. Chabane, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, « *Synthèse d’antennes à éléments parasites,*» Assemblée générale du GDR Ondes, Nice, France, 24-26 octobre 2011.

ANNEXES

ANNEXES

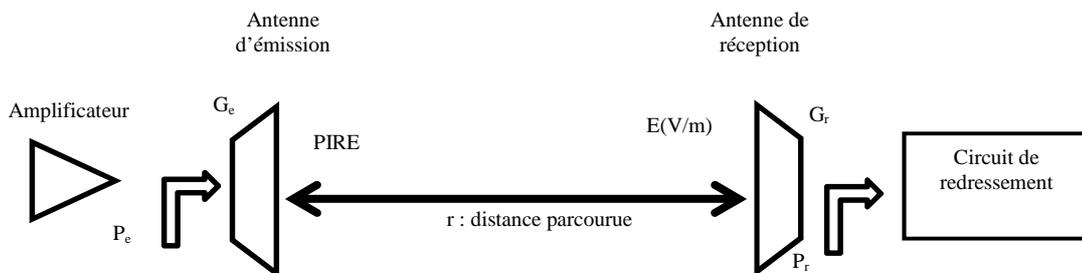
ANNEXES

Annexe I Calcul du champ électrique E

Calcul de E incident pour le bilan de liaison du projet RWU (version / plafonnier)

En émission

Les ondes radio se propagent de l'antenne d'émission à l'antenne de réception de diverses manières. La plus connue, celle qui nous intéresse dans le cadre du projet RWU est la propagation par onde directe, partant de l'émetteur et arrivant sur le récepteur sans rencontrer d'obstacles.



Le niveau du champ électrique E (V/m) produit par une antenne de gain (G_e) à une distance « r » donnée est défini comme suit :

Soit
$$G_e = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_e} 4\pi \quad \text{Eq.A.1}$$

Or,
$$U(\theta, \varphi) = \pi(\theta, \varphi) \cdot r^2 \quad \text{Eq.A.2}$$

D'où,
$$G_e = \frac{\pi(\theta, \varphi) \cdot r^2}{P_e} 4\pi \quad \text{Eq.A.3}$$

On sait que,
$$\pi(\theta, \varphi) = \frac{E^2}{2Z_0} \quad \text{Eq.A.4}$$

ANNEXES

Dans ce cas, le champ produit par une antenne de gain réalisé « Ge » à une distance « r » en fonction de la puissance d'émission « Pe » est donné par l'Eq.A.5.

$$E = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{Z_0 P_e G_e}{2\pi}} \quad \text{Eq.A.5}$$

Avec;

$U(\theta, \varphi)$; Intensité maximale de rayonnement

$\pi(\theta, \varphi)$; Densité de rayonnement

Z_0 ; impédance de l'onde électromagnétique dans le vide, elle est égale à 120π

En réception

La puissance « Pr » collectée par une antenne de gain réalisé « Gr » en fonction du champ électrique au niveau de cette antenne est donnée par les équations suivantes :

$$P_r = A_{eff} \cdot \pi(\theta, \varphi) \quad \text{Eq.A.6}$$

Or,

$$A_{eff} = \frac{G_e \lambda^2}{4\pi} \quad \text{Eq.A.7}$$

D'où,

$$P_r = G_r \cdot \lambda^2 \cdot \frac{E^2}{960 \cdot \pi^2} \quad \text{Eq.A.8}$$

Avec ;

A_{eff} ; Surface effective de l'antenne de réception

λ ; Longueur d'onde dans le vide en (m)

Annexe II Spécifications techniques des diodes varactors Skyworks

Référence complète du fabricant : SMV2201-SMV2205 Series: Surface Mount, 0402
Silicon Hyperabrupt SMV2202-040LF

The SMV2201-SMV2205 series are silicon hyperabrupt junction varactor diodes specifically designed for wide bandwidth, low-loss applications. The specified high capacitance ratio and low reverse voltage make these varactors appropriate for low phase noise Voltage Controlled Oscillators (VCOs) used at frequencies in wireless systems up to and above 2.5 GHz.

- [High Q, low series resistance](#)
- [High capacitance ratio at low reverse voltage](#)
- [Industry-standard 0402 footprints](#)
- [Packages rated MSL1, 260 °C per JEDEC J-STD-020](#)



DATA SHEET • SMV2201-SMV2205 SERIES: SURFACE MOUNT HYPERABRUPT TUNING VARACTOR DIODES

The SMV2201-SMV2205 series are rated to Moisture Sensitivity Level 1 (MSL1) at 260 °C. They can be used for lead or lead-free soldering. For additional information, refer to the Skyworks Application Note, *Solder Reflow Information*, document number 200164.

VR (V)	CT (pF)
	SMV2202-040LF
0	3.14
1	2.20
2	1.79
3	1.54
4	1.34
5	1.18
6	1.04
7	0.90
8	0.76
9	0.64
10	0.55
12	0.45
14	0.39
16	0.36
18	0.33
20	0.31

Typical Performance Characteristics (TA = 25 °C, Unless Otherwise Noted)

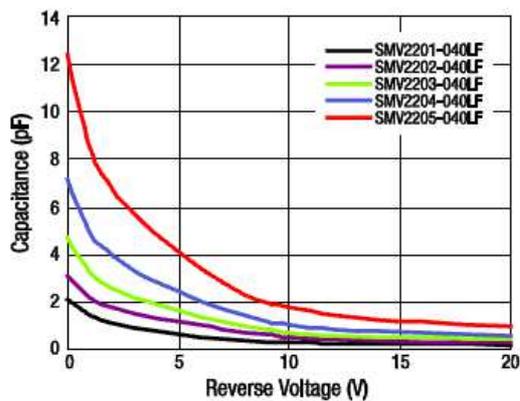


Figure 1. Capacitance vs Reverse Voltage

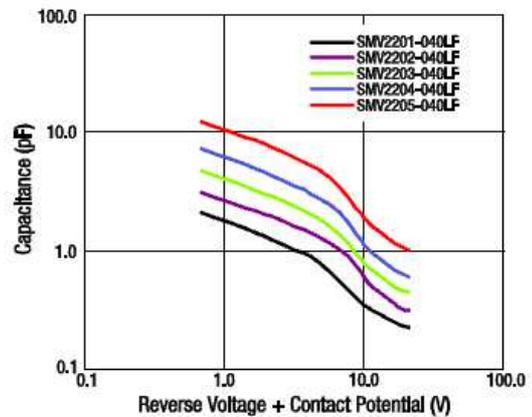
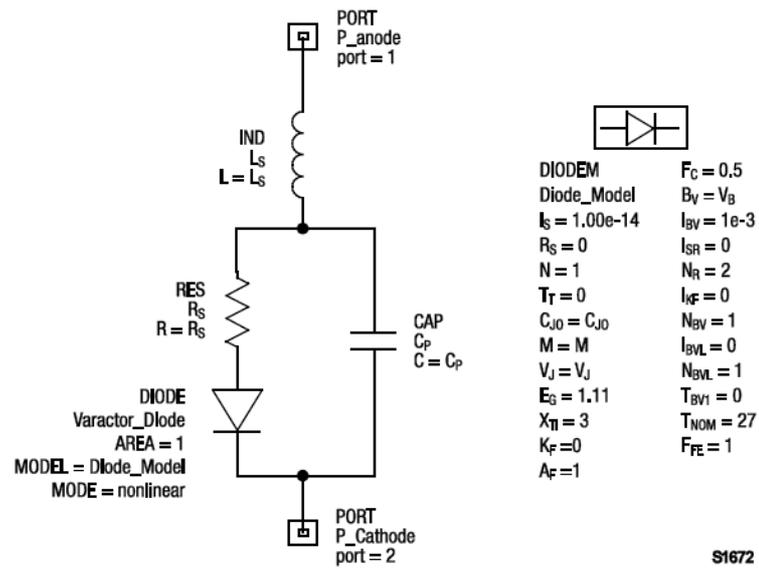


Figure 2. Capacitance vs Reverse Voltage + Contact Potential

Capacité totale de la diode en fonction de la tension V_{dc} appliquée en inverse



Model électrique de la diode varactor (SPICE).

Part Number	Cj0 (pF)	Vj (V)	M	Cp (pF)	Rs (Ω)	Ls (nH)
SMV2201-040LF	2.097	2.984	1.199	0.075	5.41	0.45
SMV2202-040LF	3.159	3.944	1.305	0.075	3.00	0.45
SMV2203-040LF	4.716	3.720	1.310	0.075	2.76	0.45
SMV2204-040LF	7.162	4.196	1.439	0.075	2.19	0.45
SMV2205-040LF	12.427	4.077	1.455	0.075	1.21	0.45

Paramètres du modèle équivalent

Annexe III Spécifications techniques des diodes Avago HSMS serie 285x

Description

Avago's HSMS-285x family of zero bias Schottky detector diodes has been designed and optimized for use in small signal (Pin < -20 dBm) applications at frequencies below 1.5 GHz. They are ideal for RF/ID and RF Tag applications where primary (DC bias) power is not available.

Important Note: For detector applications with input power levels greater than -20 dBm, use the HSMS-282x series at frequencies below 4.0 GHz, and the HSMS-286x series at frequencies above 4.0 GHz. The HSMS-285x series IS NOT RECOMMENDED for these higher power level applications.

Features

- Surface Mount SOT-23/SOT-143 Packages
- Miniature SOT-323 and SOT-363 Packages
- High Detection Sensitivity:
up to 50 mV/μW at 915 MHz
- Low Flicker Noise:
-162 dBV/Hz at 100 Hz
- Low FIT (Failure in Time) Rate*
- Tape and Reel Options Available
- Matched Diodes for Consistent Performance
- Better Thermal Conductivity for Higher Power Dissipation
- Lead-free

SOT-323 Package Lead Code Identification (top view)

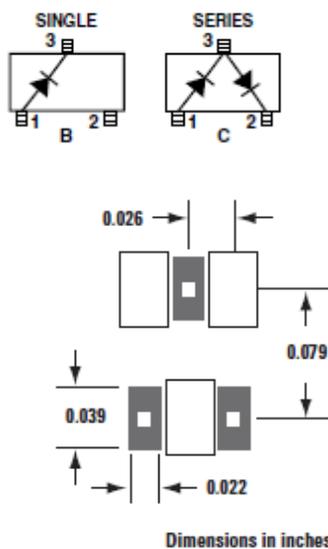
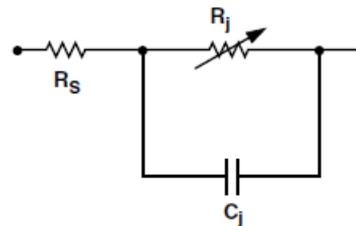


Figure 15. Recommended PCB Pad Layout for Avago's SC70 3L/SOT-323 Products.

Equivalent Linear Circuit Model

HSMS-285x chip



R_S = series resistance (see Table of SPICE parameters)

C_j = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} nT}{I_b + I_s}$$

where

I_b = externally applied bias current in amps

I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)

T = temperature, °K

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

Note:

To effectively model the packaged HSMS-285x product, please refer to Application Note AN1124.

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-285x
B_V	V	3.8
C_{j0}	pF	0.18
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	3 E-4
I_S	A	3 E-6
N		1.06
R_S	Ω	25
$P_B (V_j)$	V	0.35
$P_T (XTI)$		2
M		0.5

ANNEXES

Figure 5. Schottky Diode Chip.

R_S is the parasitic series resistance of the diode, the sum of the bondwire and leadframe resistance, the resistance of the bulk layer of silicon, etc. RF energy coupled into R_S is lost as heat — it does not contribute to the rectified output of the diode. C_J is parasitic junction capacitance of the diode, controlled by the thickness of the epitaxial layer and the diameter of the Schottky contact. R_j is the junction resistance of the diode, a function of the total current flowing through it.

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} n T}{I_s + I_b} = R_V - R_S$$
$$= \frac{0.026}{I_s + I_b} \text{ at } 25^\circ\text{C}$$

where

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

T = temperature in °K

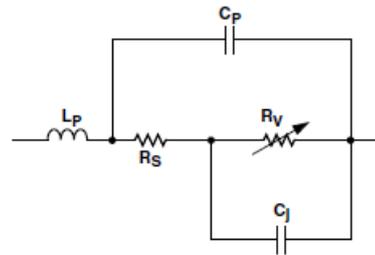
I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)

I_b = externally applied bias current in amps

I_s is a function of diode barrier height, and can range from picoamps for high barrier diodes to as much as 5 μA for very low barrier diodes.

Measuring Diode Parameters

The measurement of the five elements which make up the low frequency equivalent circuit for a packaged Schottky diode (see Figure 6) is a complex task. Various techniques are used for each element. The task begins with the elements of the diode chip itself.



FOR THE HSMS-285x SERIES

$C_p = 0.08 \text{ pF}$

$L_p = 2 \text{ nH}$

$C_j = 0.18 \text{ pF}$

$R_S = 25 \Omega$

$R_V = 9 \text{ K}\Omega$

Figure 6. Equivalent Circuit of a Schottky Diode.

**Annexe IV Relations entre les paramètres S_{ji} , les ondes de puissances
« a » et « b » et les grandeurs électriques tension/courant.**

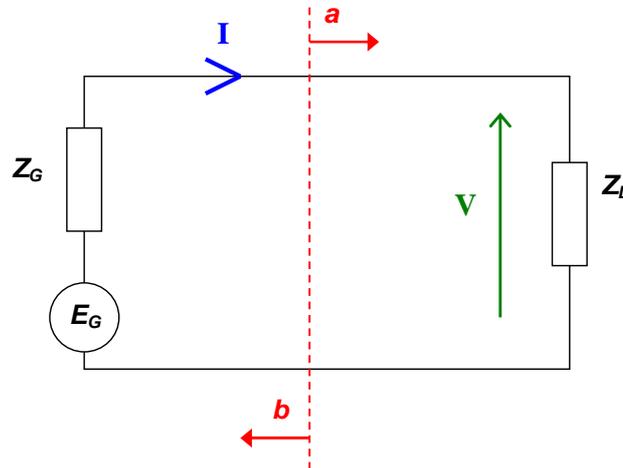


Schéma équivalent de l'antenne

$$\boxed{V = \frac{Z_L \cdot E_G}{Z_L + Z_G}} \quad \text{et} \quad \boxed{I = \frac{E_G}{Z_L + Z_G}}$$

$$V = V^+ + V^-$$

$$I = I^+ - I^-$$

I^+ est le courant à l'adaptation, c'est-à-dire lorsque $Z_L = Z_G^*$.

$$I^+ = \frac{E_G}{Z_G^* + Z_G}$$

$$\boxed{I^+ = \frac{E_G}{2 \cdot R_G}}$$

$$V^+ = Z_G^* \cdot I^+$$

$$\boxed{V^+ = \frac{Z_G^* \cdot E_G}{2 \cdot R_G}}$$

$$I^- = I^+ - I$$

$$I^- = \frac{E_G}{2 \cdot R_G} - \frac{E_G}{Z_L + Z_G}$$

ANNEXES

$$I^- = \frac{Z_L + Z_G - (Z_G + Z_G^*)}{Z_L + Z_G} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

$$I^- = \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G} \cdot \underbrace{\frac{E_G}{2.R_G}}_{I^+}$$

avec : $V^- = V - V^+$

$$V^- = \frac{Z_L \cdot E_G}{Z_L + Z_G} - \frac{Z_G^* \cdot E_G}{Z_G^* + Z_G}$$

$$V^- = \frac{Z_L \cdot (Z_G^* + Z_G) - Z_G^* \cdot (Z_L + Z_G)}{(Z_L + Z_G)} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

$$V^- = \frac{Z_G \cdot (Z_L - Z_G^*)}{(Z_L + Z_G)} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

$$V^- = \frac{Z_G}{Z_G^*} \cdot \frac{(Z_L - Z_G^*)}{(Z_L + Z_G)} \cdot \underbrace{\frac{Z_G^* \cdot E_G}{2.R_G}}_{V^+}$$

avec : $(V^- = Z_G \cdot I^-)$

$$a = \sqrt{\frac{Z_G + Z_G^*}{2}} \cdot I^+$$

$$b = \sqrt{\frac{Z_G + Z_G^*}{2}} \cdot I^-$$

$$a = \sqrt{R_G} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

$$a = \frac{E_G}{2 \cdot \sqrt{R_G}}$$

$$a = \frac{V + Z_G \cdot I}{2 \cdot \sqrt{R_G}}$$

$$b = \sqrt{R_G} \cdot I^-$$

$$b = \sqrt{R_G} \cdot \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

ANNEXES

$$b = \frac{1}{2\sqrt{R_G}} \cdot \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G} \cdot E_G$$

$$\text{Or : } E_G = (Z_L + Z_G) \cdot I$$

Il vient :

$$b = \frac{1}{2\sqrt{R_G}} \cdot \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G} \cdot (Z_L + Z_G) \cdot I$$

$$b = \frac{1}{2\sqrt{R_G}} \cdot \left(\underbrace{Z_L \cdot I}_V - Z_G^* \cdot I \right)$$

$$b = \frac{V - Z_G^* \cdot I}{2\sqrt{R_G}}$$

On déduit :

$$I = \frac{a - b}{\sqrt{R_G}}$$
$$V = \frac{Z_G^* \cdot a + Z_G \cdot b}{\sqrt{R_G}}$$

On déduit les coefficients de réflexion en courant et tension :

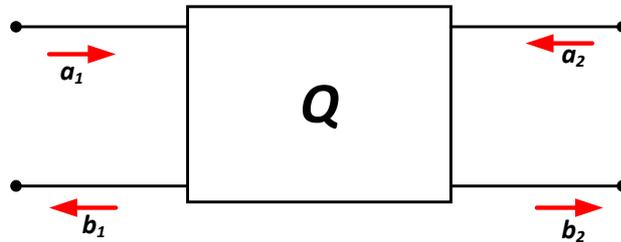
$$\Gamma_I = \frac{I^-}{I^+}$$

$$\Gamma_V = \frac{V^-}{V^+}$$

$$\Gamma_I = \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G}$$
$$\Gamma_V = \frac{Z_G}{Z_G^*} \cdot \frac{(Z_L - Z_G^*)}{(Z_L + Z_G)}$$

Annexe V Transformations matricielles

On considérant un quadripôle Q tel que présenté sur la figure ci-dessous.



Quadripôle.

Dans ce cas, les paramètres S_{ij} et T_{ij} sont tels que :

$$\left. \begin{array}{l} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = [S] \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad \text{et,} \\ \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = [T] \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \end{array} \right\}$$

Selon les relations précédentes, le passage d'une matrice à l'autre se fait de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{21} - \frac{S_{11} \cdot S_{22}}{S_{12}} & \frac{S_{11}}{S_{12}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{12}} & \frac{1}{S_{12}} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{T_{21}}{T_{22}} & T_{11} - \frac{T_{21} \cdot T_{12}}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \end{pmatrix} \end{array} \right.$$

ANNEXES

Table des illustrations

Figure I-1 : Antenne réseau passive composée de 12 monopoles [8]	9
Figure I-2 : Résultats du rayonnement objectif associé au réseau des monopoles dans le plan (YOZ)	9
Figure I-3 : Réseau de distribution associé au réseau des monopoles	9
Figure I-4 : Schéma de principe d'un DRA reconfigurable	10
Figure I-5 : DRA actif pour le Radar rafale C137_RBE2 [12](à gauche) et circuit de formation de faisceaux en guides d'ondes pour applications multifaisceaux spatial [13]	11
Figure I-6 : Schéma de principe d'une antenne à réseau réflecteur (reflectarray)	11
Figure I-7 : Exemple de base d'une antenne à éléments parasites (l'antenne Yagi-Uda) avec la forme du diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour différents nombres d'éléments utilisés (plan H de l'antenne)	13
Figure I-8 : Tabulation des paramètres de conception d'une antenne Yagi-Uda classique [18]	14
Figure I-9 : Antenne à éléments parasites imprimée sous sa forme passive (2004)	15
Figure I-10 : Utilisation des antennes Yagi-Uda imprimées dans un système à balayage électronique [3]	16
Figure I-11 : Schéma de principe du couplage mutuel entre deux éléments rayonnants	17
Figure I-12 : Utilisation d'un Mushroom pour découpler deux antennes de types IFA	18
Figure I-13 : Concept de base des antennes à éléments parasites agiles [56]	20
Figure I-14 : Commutation du faisceau RF pour application MIMO [58]	21
Figure I-15 : Antenne à éléments parasites à commutation de faisceau (à gauche) et diagrammes de rayonnements obtenus par commutation de faisceau hyperfréquence (à droite) [59], [60]	22
Figure I-16 : Antenne à diagramme de rayonnement commuté avec commutateurs MEMS RF [61]	22
Figure I-17. Evolution de l'architecture de base présentée par Harrington vers des antennes commandées électroniquement [56], [63]	23
Figure I-18 : Une cellule hybride à deux éléments parasites (a) et un réseau de 3 cellules hybrides (b), Shaw [66]	24
Figure I-19 : Réseau de distribution pour 4 cellules hybrides (a) et cellules hybrides à 2 éléments parasites (b) [50]	24
Figure I-20 : Antenne reconfigurable en fréquence [67]	25
Figure I-21 : Antenne Yagi-Uda imprimé reconfigurable en fréquence intégrant des diodes PIN et réponse fréquentiel du système rayonnant [67]	26
Figure I-22 : Diversité de polarisation [74]	27
Figure I-23 : Concept de reflectarray avec charges réactives : panneau réflecteur (a) et source d'illumination (b)	28

Figure I-24 : Balayage du faisceau RF dans le plan azimutal (a) et gain réalisé en fonction de la fréquence (b).....	29
Figure I-25 : Commutateurs en technologie MEMS RF	30
Figure I-26 : Panneau réflecteur d'une antenne de type reflectarray intégrant des charges réactives représentées par des Stubs en circuit-ouvert [89]	32
Figure I-27 : Exemples de charges réactives pour la synthèse de phase par des modifications géométriques des structures rayonnantes	32
Figure II-1. Schéma de principe du couplage entre les antennes élémentaires d'une antenne à n éléments parasites.....	37
Figure II-2 : Organigramme de la méthode de synthèse développée pour les AEP.....	49
Figure II-3 : L'antenne se compose d'un réseau linéaire de monopoles distribués sur un plan de masse de dimensions finies	50
Figure II-4 : plan de coupe détaillant la connectique des monopoles sur le plan de masse.....	51
Figure II-5 : Numérotation des ports.....	52
Figure II-6 : Paramètres S_{ij} du réseau de monopoles.....	53
Figure II-7 : Diagrammes de rayonnement des 7 monopoles environnés à 2.45GHz dans le plan $\Phi=0^\circ$ (plan d'alignement des antennes)	54
Figure II-8 : Convergence de la méthode itérative qui permet de résoudre les pondérations rayonnées.....	56
Figure II-9 : Diagramme de rayonnement prévu par le programme Matlab si les impédances décrites dans le Tableau II-1 sont connectées aux ports des 6 éléments parasites.....	58
Figure II-10 : Diagramme de directivité dans les plans $\Phi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$	58
Figure II-11 : Schématique de l'antenne connectée aux charges réactives sur les ports 2 à 7. 59	59
Figure II-12 : Comparaison des diagrammes de rayonnement calculés dans le plan $\varphi=0^\circ$ par le programme Matlab et par CST Design Studio	60
Figure II-13 : Comparaison des diagrammes de rayonnement calculés dans le plan $\varphi=90^\circ$ par le programme Matlab et par CST Design Studio	60
Figure II-14 : Comparaison des adaptations calculées par le programme Matlab et par CST Design Studio – L'impédance de normalisation est $Z_g=65.82+j*27.89$	61
Figure II-15 : Implantation globale de l'antenne Yagi imprimée	62
Figure II-16 : Point de départ pour l'analyse électromagnétique	63
Figure II-17 : Couplage entre les 4 brins de l'antenne imprimée	64
Figure II-18 : Diagramme de rayonnement que permettrait d'obtenir les charges réactives connectées aux ports des brins parasites (calcul Matlab).....	65
Figure II-19 : Des selfs et des capacités sont introduites dans le calcul Full-wave en lieux et places des ports. Le diagramme de rayonnement est identique à celui de la Figure II-18.....	66
Figure II-20 : Adaptation électrique du modèle numérique de l'antenne à éléments parasites – Comparaison du calcul CST-MWS (avec selfs et capacités) (« Retro-simu ») et du calcul Matlab (« Synthèse »)	66

Figure II-21 : Diagrammes de directivité dans les deux plans de coupe principaux – Comparaison de la simulation CST (analyse) et du calcul Matlab (Synthèse)	67
Figure II-22 : Le remplacement des charges réactives commence par l’optimisation des formes de l’élément n°4 (à gauche). Les charges sont supprimées les unes après les autres pour aboutir à l’antenne finale sans charge localisée (droite)	68
Figure II-23 : Diagramme de l'antenne aux formes optimisées	69
Figure II-24 : Antenne avec son balun d'excitation.....	70
Figure II-25 : Variation du coefficient de réflexion ($/50\Omega$) de l’antenne en fonction de l’angle d’ouverture (θ_{ouv}) du Stub de rayon $R_{stub}=8mm$	71
Figure II-26 : Variation du coefficient de réflexion ($/50\Omega$) de l’antenne en fonction du rayon du Stub (R_{stub}) pour $\theta_{ouv}=21^\circ$	71
Figure II-27 : Antenne a à éléments parasites reliée au connecteur SMA par le balun. Le balun se compose du stub et de la ligne à fente	72
Figure II-28 : Coefficients de réflexion, mesuré et simulé (S_{11} (dB)), à l’entrée de l’antenne	72
Figure II-29 : Diagrammes de rayonnement mesurés (courbes rouges) dans la base anéchoïque d’XLIM - Comparaisons avec la simulation (courbes bleues) pour les plans $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$..	73
Figure II-30 : Mesure fréquentielle du gain réalisé (courbe rouge) - comparaison avec la simulation (courbe bleue).....	73
Figure II-31 : Diagrammes de rayonnement dans les plans principaux $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$; (mesure SATIMO SG-24	74
Figure II-32 : Diagrammes de rayonnement en 3D, simulé (à gauche) et mesuré dans la base SATIMO (à droite).....	74
Figure II-33 : Base de mesure SATIMO SG-24	75
Figure III-1 : Caractéristiques de la diode varactor SMV2202-040LF.....	79
Figure III-2 : Schéma d'une charge réactive accordable - L_1 et L_2 repèrent les positions ou seront soudées les diodes.....	80
Figure III-3 : La ligne coplanaire chargée à son extrémité est appréhendée comme un guide coplanaire à deux accès simultanément excités	81
Figure III-4 : Schéma électrique du guide coplanaire chargé par les 3 diodes	82
Figure III-5 : Evolution de Γ à 2.45GHz en fonction de la capacité C_T des diodes varactors pour 3 valeurs de L_2 – validation par un calcul CST-MWS	85
Figure III-6 : Représentation du déphaseur par le modeleur de CST_MWS.....	85
Figure III-7 : La longueur L_1 est allongée de 39.5mm.....	86
Figure III-8 : Comparaisons des réponses simulée par CST-MWS et calculée par la formulation théorique lorsque L_1 est allongée de 39.5mm.....	86
Figure III-9 : Circuit déphaseur actif avec les trois diodes varactor (Skyworks SMV2202-40LF) et la self de choc permettant d’appliquer la polarisation.....	87
Figure III-10 : Caractérisation d'un déphaseur actif (mesure en réflexion : paramètre Γ).....	88

Figure III-11 : Phase mesurée du coefficient de réflexion du circuit polarisé entre 0Volt et 5Volt.....	89
Figure III-12 : Module du coefficient de réflexion mesuré du circuit polarisé entre 0Volt et 5Volt.....	89
Figure III-13 : Phase mesurée du coefficient de réflexion, représentée pour plusieurs fréquences en fonction de la tension de polarisation.....	90
Figure III-14 : Mesure du module du coefficient de réflexion, représenté pour plusieurs fréquences en fonction de la tension de polarisation.....	90
Figure III-15 : Mesures des 6 circuits déphaseurs pour V_{dc} compris entre 0Volt et 19Volts - Mise en évidence de la reproductibilité des circuits	93
Figure III-16 : Le réseau de monopôles est maintenu par un support en polycarbonate. Chaque monopôle est relié à un connecteur SMA	95
Figure III-17 : Banc de mesure de matrices [S] d'antennes.....	95
Figure III-18 : Coefficients de réflexions en entrée de chaque antenne élémentaire du réseau de monopôles (7 éléments).....	96
Figure III-19 : Mesures des couplages entre les antennes élémentaires et comparaison avec la simulation	99
Figure III-20 : Comparaisons des diagrammes de rayonnement à 2.45GHz pour les 4 modes de calcul dans le plan $\phi=0^\circ$ (pour la configuration n°1)	104
Figure III-21 : Comparaisons des diagrammes de rayonnement à 2.45GHz pour les 4 modes de calcul dans le plan $\phi=90^\circ$ (pour la configuration n°1)	105
Figure III-22 : Comparaison des diagrammes 3D des cas 1 (gauche) et cas 4 (droite) pour la configuration n°1	105
Figure III-23 : Comparaisons des diagrammes de rayonnement à 2.45GHz dans le plan $\phi=0^\circ$ pour les 2 modes de calcul correspondants aux cas 1 et cas 4 (pour la configuration n°2) ...	107
Figure III-24 : Comparaisons des diagrammes de rayonnement à 2.45GHz dans le plan $\phi=90^\circ$ pour les 2 modes de calcul correspondants aux cas 1 et cas 4 (pour la configuration n°2) ...	108
Figure III-25 : Comparaison des diagrammes 3D des cas 1 (gauche) et cas 4 (droite) pour la configuration n°2.....	108
Figure III-26 : Prototype final de l'antenne connectée aux charges réactives pilotables	109
Figure III-27 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne pour la configuration n° 1 – Comparaison du S11 mesuré avec le S11 prévu par le programme de synthèse	110
Figure III-28 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne pour la configuration n° 2 - Comparaison du S11 mesuré avec le S11 prévu par le programme de synthèse	111
Figure III-29 : Antenne sous test dans la chambre anéchoïque (base de mesure d'XLIM)...	111
Figure III-30 : Directivité : plan $\phi=0^\circ$ (configuration 1).....	112
Figure III-31 : Directivité : plan $\phi=90^\circ$ (configuration 1).....	113
Figure III-32 : Gain réalisé : plan $\phi=0^\circ$ (configuration 2).....	113
Figure III-33 : Diagrammes de rayonnements 3D synthétisé (à gauche) et mesuré (à droite) pour la configuration n°1 (à 2.45 GHz).....	114

Figure IV-1 : Masques du circuit de l'antenne 4 éléments parasites avec CMS.....	119
Figure IV-2 : Réalisations : antenne avec modifications de formes (à gauche) ; version développée avec les boîtiers CMS intégrés à la structure rayonnante (à droite).....	121
Figure IV-3 : S11 mesuré et simulé de la structure d'antenne intégrant les trois boîtiers CMS	122
Figure IV-4 : Comparaison des S11 des deux antennes (avec et sans CMS).....	122
Figure IV-5 : Diagramme de gain de l'antenne avec CMS dans le plan E ($\phi=0^\circ$).....	123
Figure IV-6 : Diagramme du gain dans le plan H ($\phi=90^\circ$)	123
Figure IV-7 : Evolution fréquentielle du gain réalisé par l'antenne avec CMS	124
Figure IV-8 : Conception générique de l'antenne à éléments parasites à 15 brins	126
Figure IV-9 : Rayonnement avant et arrière (directivité) en fonction du n° du port actif	127
Figure IV-10 : Impédance d'entrée de l'antenne globale en fonction du n° du port actif.....	128
Figure IV-11 : simulation de l'antenne connectée aux fichiers « Touchstones » des composants CMS.....	131
Figure IV-12 : Directivité de l'antenne simulée - plan $\phi=0^\circ$	131
Figure IV-13 : Directivité de l'antenne simulée - plan $\phi=90^\circ$	132
Figure IV-14 : Adaptation de l'impédance de l'antenne avec des Stubs ouverts ($\theta_s=25^\circ$ et $R_s=8\text{ mm}$).....	133
Figure IV-15 : S11 de l'antenne simulée avec son dispositif d'adaptation et les données constructeur des composants CMS	133
Figure IV-16 : Simulation du gain fréquentiel.....	134
Figure IV-17 : Prototype d'antenne à 15 éléments fabriquée et mesurée au laboratoire.....	134
Figure IV-18 : Comparaison de l'adaptation mesurée et simulée de l'antenne 15 éléments simples couche	135
Figure IV-19 : Comparaison des diagrammes des directivités mesurée et simulée pour le plan $\phi=0^\circ$	135
Figure IV-20 : Comparaison des diagrammes des directivités mesurée et simulée pour le plan $\phi=90^\circ$	136
Figure IV-21 : Comparaison des gains mesuré et simulé.....	136
Figure IV-22 : Coupe transverse du substrat utilisé.....	137
Figure IV-23 : L'antenne utilise 3 niveaux de métallisation - L'adaptation d'impédance est faite par un tronçon de ligne coplanaire d'impédance Z_c intercalé entre la ligne microruban et la ligne coplanaire 50Ω	138
Figure IV-24 : Adaptation d'impédance avec un tronçon de ligne	140
Figure IV-25 : L'antenne à 15 éléments réalisée sur le substrat à 4 couches est mesurée dans la base de mesure d'antennes d'Xlim.....	141
Figure IV-26 : Comparaison des S11 mesuré et simulé pour l'antenne fabriquée par la société SOREC.....	141

Figure IV-27 : Diagrammes des gains réalisés - Comparaison mesure simulation pour le plan E ($\phi=0^\circ$).....	142
Figure IV-28 : Diagrammes des gains réalisés - Comparaison mesure simulation pour le plan H ($\phi=90^\circ$)	142
Figure IV-29 : Comparaison des gains réalisés mesuré et simulé pour l'antenne fabriquée par l'industriel.....	143
Figure V-1 : Consommation de l'énergie électrique en mode de veille en Europe (en 2005)	149
Figure V-2 : Concept de réveil à distance du projet RWU	151
Figure V-3 : Représentation du signal de réveil transmis par l'émetteur (noir) et de son allure en sortie de la rectenna (rouge)	152
Figure V-4 : Schéma de principe du récepteur développé par le laboratoire AMPERE.....	154
Figure V-5 : Photographie de l'émetteur final (à gauche) et du récepteur non définitif (à droite), sans son antenne	155
Figure V-6 : Exemples d'applications en visée directe pouvant exploiter le dispositif RWU	157
Figure V-7 : Gain réalisé en réception pour le calcul du bilan de liaison.....	158
Figure V-8 : Design final de l'antenne intégrée au module d'émission RWU	160
Figure V-9 : Substrat multicouches du circuit de l'émetteur.....	161
Figure V-10 : Antenne émettrice intégrée seule pour mesures et allure du diagramme 3D simulé	162
Figure V-11 : Carte émettrice finale avec antenne d'émission intégrée.....	162
Figure V-12 : Carte émettrice intégrée dans un boîtier d'actionneur	162
Figure V-13 : Coefficients de réflexions simulés et mesurés de l'antenne d'émission.....	163
Figure V-14 : Gain réalisé de l'antenne à 2.45 GHz avec le support de fixation (plan $\phi=0^\circ$)	163
Figure V-15 : Gain réalisé de l'antenne à 2.45 GHz avec le support de fixation (plan $\phi=90^\circ$)	164
Figure V-16 : Antenne directive intégrée sous test (conditions de mesure)	164
Figure V-17 : Schéma de principe du bilan de liaison : démonstrateur final.....	165
Figure V-18 : Intégration de l'antenne réceptrice (avec CMS) avec le circuit de redressement développé	166
Figure V-19 : Schéma illustratif du scénario "Plafonnier". La zone de couverture souhaitée avec les antennes est illustrée en pointillés bleus.....	168
Figure V-20 : Schéma de principe pour le bilan de liaison.....	169
Figure V-21 : Gain total nécessaire.....	172
Figure V-22 : Schéma de principe pour le calcul du gain de l'antenne de réception pour un capteur élémentaire du plafonnier	172
Figure V-23 : Gain réalisé nécessaire pour les antennes de réception ($G_e = 4\text{dB}$) et pour deux puissances d'émetteurs en fonction de la portée à atteindre	173

Figure V-24 : Gabarits des gains réalisés définis dans un secteur azimutal de 60° pour deux puissances d'émetteurs	174
Figure V-25 : Gabarit du gain réalisé en élévation pour deux niveaux de puissance d'émission. L'angle maximal associé à un local de 15m est de 76°	175
Figure V-26 : Antenne élémentaire du réseau de capteur	176
Figure V-27 : Coefficient de réflexion de l'antenne	177
Figure V-28 : Réseau de capteurs complet.....	178
Figure V-29 : Couplage entre antennes adjacentes	178
Figure V-30 : Profil du gain réalisé par les antennes des capteurs dans les plans verticaux $\phi = 0^\circ$, $\phi = 30^\circ$ et $\phi = -30^\circ$	179
Figure V-31 : Gains réalisés obtenus pour un capteur du plafonnier, dans 3 plans d'élévations correspondant aux 3 dimensions de locaux étudiés - Pour le calcul des gabarits, le plafonnier est positionné au centre du plafond ($h=3m$)	181
Figure V-32 : Profil 3D du gain réalisé pour une antenne élémentaire.....	181
Figure V-33 : Concept de couverture EM cellulaire	182
Figure V-34 : Puissance collectée par chaque capteur (local 10x10x3m3)	183
Figure V-35 : Diagramme de rayonnement pour chaque capteur dans le 1er secteur pour les 3 élévations ($\theta_1=52.7^\circ$, $\theta_2=69.2^\circ$, $\theta_3=75.7^\circ$) caractéristiques des dimensions du local à équiper	185
Figure V-36 : Puissance collectée par chaque capteur dans le 1er secteur pour les 3 angles d'élévations $\{\theta_1=52.7^\circ ; \theta_2=69.2^\circ ; \theta_3=75.7^\circ\}$ pour une puissance émise de 30dBm par une antenne de 4dB de gain	185
Figure V-37 : Schéma électrique de la rectenna de référence.....	188
Figure V-38 : Schéma bloc d'une association série de 6 cellules de rectification.....	192
Figure V-39. Tension de sortie V_{out} issue de la sommation pour chaque configuration.....	193
Figure V-40 : Robustesse du système en fonction de la puissance d'émission.....	195
Figure V-41 : Schéma électrique final d'un capteur avec des composants réels.....	196
Figure V-42 : Masque du circuit redresseur avec les composants réels (CMS)	196
Figure V-43 : Prototypé réalisé d'un capteur élémentaire	197
Figure V-44 : Vue en perspective du plafonnier	197
Figure V-45 : Prototypé réalisé du plafonnier complet installé dans les locaux d'XLIM pour test	198
Figure V-46 : Performances du circuit de rectification unitaire optimal en fonction de la fréquence	199
Figure V-47 : V_{out} du capteur final avec composants réels (CMS) et efficacité de conversion	199
Figure V-48 : Résultats de la sommation du système final / secteur 60°.....	201

Table des tableaux

Tableau II-1 : Impédances et pondérations qui optimisent le rayonnement de l'antenne dans la direction $\{\theta_{\text{steer}} ; \varphi_{\text{steer}}\} = \{90^\circ ; 0^\circ\}$	57
Tableau II-2 : Charges à connecter sur les ports de l'antenne	65
Tableau II-3 : Dimensions des brins qui ont permis de supprimer les charges réactives	69
Tableau III-1 : Pondérations a_i des antennes élémentaires pour la configuration n° 1 $\{\theta_{\text{steer}} ; \varphi_{\text{steer}}\} = \{90^\circ ; 0^\circ\}$	102
Tableau III-2 : Coefficients de réflexions Γ_i des antennes élémentaires pour la configuration n° 1 $\{\theta_{\text{steer}} ; \varphi_{\text{steer}}\} = \{90^\circ ; 0^\circ\}$	102
Tableau III-3 : Charges réactives X_i des antennes élémentaires pour la configuration n° 1 $\{\theta_{\text{steer}} ; \varphi_{\text{steer}}\} = \{90^\circ ; 0^\circ\}$	103
Tableau III-4 : Valeurs des paramètres optimaux calculés par le programme de synthèse pour la configuration n°2	107
Tableau III-5 : Coefficients de réflexion réalisés par les 6 déphaseurs et tensions de polarisations à appliquer pour configurer deux diagrammes de rayonnement.....	110
Tableau IV-1 : Pondérations couplées les 15 brins et charges réactives associées.....	129
Tableau IV-2 : Composants CMS réels à souder sur les 14 éléments parasites.....	130
Tableau IV-3: Références des composants CMS soudés sur l'antenne.....	141
Tableau V-1 : Implications des différents partenaires du projet	156
Tableau V-2 : Synthèse du cahier des charges pour le scénario	158
Tableau V-3 : Cahier des charges de l'antenne d'émission pour le scénario 1.....	159
Tableau V-4 : Dimensions de l'antenne intégrée à l'émetteur RWU.....	161
Tableau V-5 : Portées obtenues avec le dispositif RWU pour le scénario.....	167
Tableau V-6 : Paramètres fixes du bilan de liaison.....	171
Tableau V-7 : Paramètres d'un capteur élémentaire	176
Tableau V-8 : Charges réactives nécessaires au rayonnement et à l'adaptation de l'antenne	177
Tableau V-9 : Angle d'élévation du faisceau RF.....	179
Tableau V-10 : Valeurs des composants discrets ayant permis l'optimisation de la tension de sortie délivrée par les rectennas pour des puissances d'entrées de -10dBm et -20dBm, et pour différentes résistances de charge	189
Tableau V-11 : Tensions de sorties obtenues pour 3 niveaux de puissance d'entrée pour nos 6 configurations significatives	189
Tableau V-12 : Calculs de la tension continue fournie par le plafonnier et des contributions de chacun des 6 capteurs lorsque le plafonnier équipe un local de 5x5x3m	200

Résumé :

Cette thèse revisite les antennes à éléments parasites et propose des stratégies de conception et de synthèse originales et efficaces. Les points de vue mis en avant dans la construction de ce travail permettent de révéler toutes les potentialités de ces antennes pour en faciliter la diffusion. Les antennes à éléments parasites sont présentées comme des solutions économiques pour réaliser des faisceaux formés. La mise en œuvre d'une technique de synthèse a permis d'accéder à des niveaux de performances proches des antennes réseau sans les désavantages des nécessaires réseaux de distribution, complexes, chers et sensibles aux dispersions de fabrication. Dans ce manuscrit sont également développées des architectures génériques d'antennes à éléments parasites. Une attention particulière est portée à la simplification et à la robustesse des concepts pour s'adapter aux modes de production industriels. Un démonstrateur d'antenne à éléments parasites active a été conçu, fabriqué et caractérisé. Le succès de la démonstration permet d'envisager des solutions d'antennes agiles à faible coût. Les savoir-faire développés dans cette thèse ont été appliqués dans le cadre d'un projet global d'économie d'énergie pour les systèmes en mode veille à très basse consommation, le projet RWU (Remote Wake Up). Des antennes intégrées à forte efficacité ont alors été développées pour le transfert et la récupération d'énergie sans fil.

Mots clés : Antenne à Eléments Parasites, Antenne Reconfigurable, Synthèse du Diagramme de Rayonnement, Déphaseur Actif, Formation de Faisceau, Convertisseur RF-DC, Collecte d'Énergie.

Synthesis of parasitic elements antennas for beamforming - application to the Remote Wake Up project (RWU)

Abstract:

This thesis revisits parasitic elements antennas and offers innovative and effective synthesis design strategies. The main objective of this work is to reveal the full potential of these antennas in order to promote their dissemination. Parasitic elements antennas are presented as cost-effective solutions to achieve beamforming. A dedicated synthesis technique has been developed to obtain performances close to those of antenna arrays, without the disadvantages of a feed distribution network. The latter is complex, expensive and sensitive to manufacturing dispersions, making arrays difficult to design as cost-effective antennas. In this manuscript, generic architectures of parasitic elements antennas are developed. Particular points of versatility, reliability and ease of manufacture have been addressed in order to comply with the requirements of industrial processes. A demonstrator of a reconfigurable parasitic elements antenna has been designed, fabricated and characterized. The successful demonstration allows considering reconfigurable low cost antennas. The skills developed in this thesis have been applied in the context of energy saving in the framework of the Remote Wake Up project (RWU), dedicated to the minimization of standby mode electrical consumption. High efficiency integrated antennas were developed for wireless energy transfer.

Keywords: Parasitic Elements Antenna, Reconfigurable Antenna, Radiation Pattern Synthesis, Active Phase Shifter, Beamforming, RF-DC Converter, Rectenna, Energy Harvesting.

Discipline : " Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes "

AEP Antenne à Eléments Parasites

RWU Remote Wake Up

TESF Transmission d'Énergie Sans Fil

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques - Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex